

МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ УКРАИНЫ  
Харьковский национальный университет радиоэлектроники

**ПРОБЛЕМЫ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ  
СОВМЕСТИМОСТИ ПЕРСПЕКТИВНЫХ  
БЕСПРОВОДНЫХ СЕТЕЙ СВЯЗИ  
(ЭМС – 2015)**

Сборник научных трудов первой международной  
научно-технической конференции

**Харьков 27 мая 2015 г.**

Харьков 2015

УДК 621.37/.39

Проблемы электромагнитной совместимости перспективных беспроводных сетей связи (ЭМС-2015) : Сборник научных трудов первой международной научно-технической конференции, Харьков 27 мая 2015 г. / М-во образования и науки Украины, Харьковский национальный университет радиоэлектроники. – Харьков: ХНУРЭ, 2015. – 172 с.

В сборник включены научные доклады участников первой Международной научно-технической конференции «Проблемы электромагнитной совместимости перспективных беспроводных сетей связи» (ЭМС-2015).

Издание подготовлено кафедрой телекоммуникационных систем  
<http://tcs.kharkov.ua/>

61166, Украина, Харьков, просп. Ленина, 14.  
Тел./факс: +380 (57) 702-13-20,  
+380 (57) 702-55-92.

E-mail: [emc@picst.org](mailto:emc@picst.org)  
<http://emc-2015-ru.weebly.com/>

© Харьковский национальный  
университет радиоэлектроники, 2015

### Председатель организационного комитета конференции:

**Поповский В.В.** академик АН ПРЭ, профессор, д.т.н., заведующий кафедрой телекоммуникационных систем ХНУРЭ, член комитета IEEE, г.Харьков, Украина.

### Организационный комитет ЭМС-2015:

**Коляденко Ю.Ю.** профессор, д.т.н., профессор кафедры телекоммуникационных систем ХНУРЭ, г.Харьков, Украина.

**Серков А.А.** академик АН ПРЭ, профессор, д.т.н., заведующий кафедрой систем информации НТУ «ХПИ», член комитета IEEE, заслуженный изобретатель Украины, г.Харьков, Украина.

**Зеленский А.А.** академик АН ПРЭ, профессор, д.т.н., заведующий кафедрой передачи, приема и обработки сигналов Национального аэрокосмического университета им. Н.Е. Жуковского, член Академии наук связи Украины, г. Харьков, Украина.

**Антипов И.Е.** профессор, д.т.н., заведующий кафедрой основ радиотехники ХНУРЭ, г.Харьков, Украина.

**Агеев Д.В.** член-корреспондент АН ПРЭ, профессор, д.т.н., профессор кафедры телекоммуникационных систем ХНУРЭ, член комитета IEEE, г.Харьков, Украина.

**Шостко И.С.** член-корреспондент АН ПРЭ, профессор, д.т.н., профессор кафедры телекоммуникационных систем ХНУРЭ, г.Харьков, Украина.

**Невлюдов И.Ш.** академик АН ПРЭ, заведующий кафедрой технологий и автоматизации производства радиоэлектронных средств и электронно-вычислительных устройств ХНУРЭ, г.Харьков, Украина.

**Москалец Н.В.** доцент, к.т.н., доцент кафедры телекоммуникационных систем ХНУРЭ, г.Харьков, Украина.

**Токарь Л.А.** доцент, к.т.н., доцент кафедры телекоммуникационных систем ХНУРЭ, г.Харьков, Украина.

**Теплицкая С.Н.** доцент, к.т.н., доцент кафедры телекоммуникационных систем ХНУРЭ, г.Харьков, Украина.

**Деревянко Н.В.** магистр телекоммуникаций, аспирант кафедры телекоммуникационных систем ХНУРЭ, г.Харьков, Украина.

### Программный комитет

**Корсун В.И.** генеральный директор Украинского государственного центра радиочастот г.Киев, Украина.

**Ямпольский Ю.С.** профессор, заслуженный работник народного образования Украины, проректор по учебной, научно-педагогической и воспитательной работе, заведующий кафедрой радиотехнических устройств, Одесского национального политехнического университета (институт радиоэлектроники и телекоммуникаций), г.Одесса, Украина.

**Калюжный Н.М.** академик АН ПРЭ, технический директор НТЦ АН ПРЭ, к.т.н., с.н.с. научного центра ХНУРЭ, г.Харьков, Украина.

**Кравченко В.И.** академик АН ПРЭ, лауреат Государственной премии Украины в области науки и техники, профессор, д.т.н., директор НИПКИ «Молния» НТУ «ХПИ» г.Харьков, Украина.

**Серков А.А.** академик АН ПРЭ, профессор, д.т.н., заведующий кафедрой систем информации НТУ «ХПИ», член комитета IEEE, заслуженный изобретатель Украины, г.Харьков, Украина.

**Чурюмов Г.И.** академик АН ПРЭ, ученый секретарь научно-исследовательской части ХНУРЭ, профессор, д.ф.-м.н., профессор кафедры физических основ электронной техники ХНУРЭ, член комитета IEEE г.Харьков, Украина.

**Климаш М.М.** академик Академии Связи Украины и Международной академии информатизации, профессор, д.т.н., заведующий кафедрой телекоммуникаций Национального университета «Львовская политехника», лауреат Государственной премии Украины в области науки и техники, г.Львов, Украина.

- Сукачев Э.А.** профессор, д.т.н., профессор кафедры технической электродинамики и систем радиосвязи Одесской национальной академии связи, г. Одесса, Украина.
- Титаренко Л.А.** член-корреспондент АН ПРЭ, профессор, д.т.н., профессор института компьютерной инженерии и электроники Зеленогурского университета, г.Зелена-Гура, Польша.
- Пономарев Л.И.** профессор, д.т.н., профессор кафедры «Радиоэлектроника летательных аппаратов» Московского авиационного института (национальный исследовательский университет), г.Москва, Россия.
- Шахтарин Б.И.** академик РАЕН, профессор, д.т.н., лауреат Государственной премии СССР, заслуженный деятель науки и техники РФ, почетный радист РФ, профессор кафедры «Автономные информационные управляющие системы» Московского государственного технического университета им. Н.Э. Баумана, г.Москва, Россия.
- Пономаренко Н.Н.** профессор, д.т.н., профессор кафедры передачи, приема и обработки сигналов Национального аэрокосмического университета им. Н. Е. Жуковского, г.Харьков, Украина.
- Безрук В.М.** академик АН ПРЭ, академик Академии связи Украины, д.т.н., профессор, заведующий кафедрой сетей связи ХНУРЭ, г.Харьков, Украина.
- Водолазский М.В.** директор, Украинский государственный центр радиочастот. Харьковский филиал. г.Харьков, Украина.
- Гаркуша С.В.** доцент, д.т.н, доцент кафедры документоведения и информационной деятельности в экономических системах ВУЗ Укоопсоюза «Полтавский университет экономики и торговли», г.Полтава, Украина.
- Гепко И.А.** профессор, д.т.н., начальник отдела научного обеспечения научно-методического департамента Украинского государственного центра радиочастот г.Киев, Украина.
- Ерохин В.Ф.** профессор, д.т.н., заведующий кафедрой применения средств специальных телекоммуникационных систем Института специальной связи и защиты информации НТТУ «КПИ», г.Киев, Украина.
- Кравчук С.А.** доцент, д.т.н., доцент кафедры телекоммуникаций Института телекоммуникационных систем НТУУ «КПИ», заведующий научно-техническим центром микроволновых телекоммуникационных технологий научно-исследовательского института телекоммуникаций, г.Киев, Украина
- Лошаков В.А.** академик АНПРЭ, д.т.н., профессор, профессор кафедры телекоммуникационных систем ХНУРЭ, лауреат Государственной премии Украины в области науки и техники, г.Харьков, Украина.
- Лучанинов А.И.** профессор, д.ф.-м.н., профессор кафедры основ радиотехники ХНУРЭ, лауреат Государственной премии Украины в области науки и техники, г.Харьков, Украина.
- Омаров М.А.** академик АН ПРЭ, д.т.н., профессор, заведующий кафедрой естественных наук, декан факультета обучения иностранных граждан ХНУРЭ, г.Харьков, Украина.
- Продиус И.Н.,** профессор, д.т.н., директор института телекоммуникаций, радиоэлектроники и электронной техники Национального университета «Львовская политехника», заведующий кафедрой радиоэлектронных устройств и систем, г.Львов, Украина.
- Романов А.И.** профессор, д.т.н., профессор кафедры телекоммуникаций Института телекоммуникационных систем НТУУ «КПИ», г.Киев, Украина.
- Смирнов Н.И.** академик Международной академии информатизации при ООН, член-корреспондент Академии технологических наук РФ, д.т.н., профессор МТУ-СИ, г.Москва, Россия.
- Сундучков К.С.** профессор, д.т.н., лауреат Государственной премии Украины в области науки и техники, зам. директора по научным вопросам Научно-исследовательского института телекоммуникаций НТУУ «КПИ», г.Киев, Украина.
- Шматков С.И.** академик АН ПРЭ, профессор, д.т.н., заведующий кафедрой теоретической и прикладной системотехники Института высоких технологий Харьковского национального университета имени В.Н. Каразина, г.Харьков, Украина.



# LTE RAN AND SERVICES PLANNING WITH PROFIT MAXIMIZATION FOR MULTI-PERIOD CASE

Ali Al-Ansari

Odessa National Academy of Telecommunications named after O.S.Popov,  
Ukraine, Odesa, Kovalska str., 1, TCS Department, tel. +380 (93) 273-53-72

E-mail: ali\_eng87@yahoo.com

Mobiles have become very essential part of our everyday life begin of voice call to internet access. As the development of 4G mobile wireless standards the operator need to know how to design and update their networks so that they can provide best services to the lowest possible cost. This paper proposes an optimization model for the LTE RAN network planning that aimed to accounting of services multi-period planning. The analysis of experiments results showed that formulation of the problem, which is shown in paper and presented as a problem of MILP, allows to obtain the correct solutions from the practical point of view. Comparison of the result showed that usage of multi-period network and services planning increase the profit margin to 10% more than the proposed by us previously method.

## INTRODUCTION

LTE stands for Long Term Evolution and it was started as a project in 2004 by telecommunication body known as the Third Generation Partnership Project (3GPP). LTE evolved from an earlier 3GPP system known as the Universal Mobile Telecommunication System (UMTS), which in turn evolved from the Global System for Mobile Communications (GSM). Long Term Evolution (LTE) describes the standardization work by the Third Generation Partnership Project (3GPP) to define a new high-speed radio access method for mobile communication systems. Rapid development of information technologies and their wide dissemination puts high requirements to telecommunication systems. We can satisfy these high requirements for telecommunication systems not only through the development of network management methods, but through the development of design methods.

In order to successfully compete to other existing and future wireless, cellular and wire-line services, the network designers need to fully consider the technical constraints that influence the whole design process of this kind of networks. The number of combinations of network elements and parameters that can be configured (e.g. antenna tilt, azimuth, base station location, power) constitutes the solution space of the design process. The size of this space determines the degree of complexity of finding appropriate solutions. [1].

It should be noted that the creation of a network is not instantaneous process. Typically, the creation of a network goes stage by stage, with a gradual increase in its capacity and territory covered. This makes the problem of multi-stage planning ensuring high economic efficiency urgent. As a criterion of efficiency in this case we can select the maximum of operator's profit.

Multi-period design [2] refers to network design problems that span over a time horizon in terms of weeks to months, and sometimes even to several years.

For realization provision of services in the network, in addition to creating a network infrastructure that provides the traffic transmission, you must also install equipment for service delivery and ensure its configuration. Services providing planning is important patch of LTE RAN creating process. In [3] we are proposed method for solving multi-period LTE RAN planning problem, but this method did not take in account services which provided in network.

This article offers the modification of the proposed by us previously method [3, 4] directed to elimination these shortcomings.

## 1. Optimization Model Synthesis and Problem Definition

LTE RAN can be represented as set of eNodeB which transmit information to UE.

Let's denote:

$A = \{a\}$  - set of test points (TP) [5], which covering an area of the LTE RAN.

$Z = \{z\}$  - set of transmitters that can be mounted on the eNodeB's in locations candidates;

$f$  - frequency channel is used to organize the radio link between the UE and eNodeB to the LTE RAN.

$F$  - finite set of available channels;

$W$  - constant bandwidth of frequency channels;

$P_z^f$  - emitted power at which TRX  $z \in Z$  transmits on given frequency  $f \in F$ .

$\zeta = \{G_1, G_2, \dots, G_{|\zeta|}\}$  - a family of sets, where  $G_i \subseteq Z, i = 1, \dots, |\zeta|$ , is a set of mutually exclusive TRXs.

Creation of LTE RAN is a multistep process with a limited budget. We write:

$K$  - number of periods;

$Q$  - network creation budget;

$c_z(k)$  – represent the overall cost of installation of TRX  $z$  over period  $k$ .

$c_z^f(k)$  - represent the usage cost of TRX  $z$ , which activated on frequency  $f$  over period  $k$ .

$V = \{v\}$  - set of profiles [6, 7],  $v = (\mu_v, \varphi_v)$ , where

$\mu_v$  representing the SIR threshold that must be reached to ensure service coverage;

$\varphi_v$  is the spectral efficiency [ bit/s.Hz ] associated with the burst profile.

For LTE RAN multi-period network planning necessary to form step by step plan for service providing. Thereby we define next additional variables for our base optimization model [3, 4].

$S = \{s\}$  - set of services which planning for providing in our LTE network;

Each service characterized by several parameters such.

$h^s$  - traffic arising in the network when providing service  $s$  in a unit volume;

$e^s$  - revenue per a unit which operator receives when provide service in LTE network;

$q_a^s(k)$  - predicted demand (service units) from subscribers of test point  $a$  during planning period  $k$  for service  $s$ .

The total operator revenue from served test point  $a$  can be defined as

$$e_a^s(k) = e^s q_a^s(k).$$

During planning process we need to define the set of test point, which are served and set of service for each test point  $a$  during period  $k$ .

We introduce sets of Boolean variables:

$$y_a(k) = \begin{cases} 1 & \text{if TP } a \in A \text{ is served at planning period } k, \\ 0 & \text{otherwise.} \end{cases}$$

$$x_z(k) = \begin{cases} 1 & \text{if TRX } z \in Z \text{ installed on planning period } k, \\ 0 & \text{otherwise.} \end{cases}$$

$$y_z^f(k) = \begin{cases} 1 & \text{if TRX } z \in Z \text{ use frequency channel } f \\ & \text{at planning period } k, \\ 0 & \text{otherwise.} \end{cases}$$

$$x_a^s(k) = \begin{cases} 1 & \text{if service } s \in S \text{ is provided for TP } a \in A \\ & \text{at planning period } k, \\ 0 & \text{otherwise.} \end{cases}$$

$$x_{az}^{fv}(k) = \begin{cases} 1 & \text{if TP } a \in A \text{ is served by TRX } z \in Z \\ & \text{on frequency } f \in F \text{ with burst} \\ & \text{profile } v \in V \text{ at planning period } k; \\ 0 & \text{otherwise.} \end{cases}$$

and real variable

$x_{az}^{fv}(k)$  - traffic proportion of service  $s \in S$ , which is transmitted to TRX  $z \in Z$  from the subscriber  $a \in A$  on frequency  $f \in F$  with burst profile  $v \in V$  at period  $k$ .

$p_z^f(k)$  representing the power emitted by TRX  $z \in Z$  on channel  $f \in F$  at planning period  $k$ .

Dependence between variables can be described by next set of conditions.

TRX  $z \in Z$  can be activated of any frequency  $f$  only if it has installed before.

$$\sum_{f \in F} \sum_{k=1}^K y_z^f(k) \leq M \sum_{k=1}^K x_z(k), \quad z \in Z, \quad (1)$$

where  $M$  – large constant.

TRX  $z \in Z$  can be installed only one times

$$\sum_{k=1}^K x_z(k) \leq 1, \quad z \in Z. \quad (2)$$

A test point  $a \in A$  can be served only if there exists at least one TRX  $z$  serving  $a$  on a frequency  $f$  with burst profile  $v$ .

$$y_a(k) \leq \sum_{z \in Z} \sum_{f \in F} \sum_{v \in V} x_{az}^{fv}(k), \quad a \in A, k = 1..K. \quad (3)$$

If  $x_{az}^{fv}(k) = 1$ , for some  $z \in Z$ ,  $f \in F$ ,  $v \in V$ , then TRX  $z$  must be activated on frequency  $f$ .

$$x_{az}^{fv}(k) \leq y_z^f(k) \quad a \in A, z \in Z, f \in F, v \in V, k = 1 \dots K. \quad (4)$$

Propagation channel model for case, when,  $a$  is served by  $\beta \in Z$  on frequency  $f$  with profile  $v$  ( $x_{a\beta}^{fv}(k) = 1$ ) can presented as inequality.

$$\gamma_{a\beta} \cdot P_\beta^f(k) - \mu_v \sum_{z \in Z \setminus \{\beta\}} \gamma_{az} \cdot P_z^f(k) + M \cdot (1 - x_{a\beta}^{fv}(k)) \geq \mu_v \cdot N, \quad (5)$$

where  $\gamma_{az}$  - overall strength attenuation  $\gamma_{az} \in [0,1]$  from the center of the test point accommodating transmitter  $z \in Z$  to the center of each TP  $a \in A$ ;  $N$  - is the thermal noise;  $M$  - large constant.

To prevent the activation of mutually exclusive TRXs, we introduce the following family of constraints:

$$\sum_{z \in G} y_z^f(k) \leq 1, \quad z \in Z, f \in F, k = 1 \dots K. \quad (6)$$

In case if TRX  $z$  is not activated on frequency  $f$  then  $p_z^f = 0$ . This can be expressed by

$$p_z^f(k) \leq y_z^f(k) \cdot P_z^{\max}, \quad z \in Z, f \in F. \quad (7)$$

Expenses at each stage consists of the cost of installing new TRX and usage cost of TRX  $z$ , which activated on frequency  $f$ . Total budget  $q(k)$  for the  $k$ -th stage is

$$q(k) = \sum_{z \in Z} c_z(k) x_z(k) + \sum_{f \in F} \sum_{z \in Z} c_z^f(k) y_z^f(k). \quad (8)$$

The total cost of creating the entire network LTE RAN must not exceed the maximum value of  $Q$ :

$$\sum_{k=1}^K q(k) \leq Q. \quad (9)$$

Traffic, which arises in network, can be found as

$$h_a^s(k) = h^s q_a^s(k) x_a^s(k). \quad (10)$$

The service  $s \in S$  is provided for test point  $a \in A$  only if this test point is served at planning period  $k$

$$\sum_{s \in S} x_a^s(k) \leq M \cdot y_a(k), \quad a \in A. \quad (11)$$

For traffic proportion must be true next condition

$$\sum_{s \in S} \sum_{f \in F} \sum_{v \in V} x_{az}^{sfv} = x_a^s, \quad \forall a \in A, s \in S. \quad (12)$$

When TP  $a$  served by LTE RAN, that is to say  $x_{az}^{fv} = 1$ , then traffic occupies part of bandwidth  $W$  of channel  $f$ . The total bandwidth required to service consumed traffic must not exceed the bandwidth of communication channel:

$$\sum_{a \in A} \sum_{v \in V} \sum_{s \in S} h_a^s(k) \cdot \frac{1}{\varphi_v} \cdot x_{az}^{sfv}(k) < W, \quad z \in Z, f \in F, k = 1 \dots K, \quad (13)$$

or

$$\sum_{a \in A} \sum_{v \in V} \sum_{s \in S} h^s q_a^s(k) \cdot \frac{1}{\varphi_v} \cdot x_{az}^{sfv}(k) < W, \quad z \in Z, f \in F, k = 1 \dots K, \quad (14)$$

In the process of planning a LTE RAN is necessary to find a network configuration to ensure maximum operator profit. That can be represented as follows

$$\sum_{k=1}^K \sum_{a \in A} \sum_{s \in S} e^s q_a^s(k) x_a^s - \sum_{k=1}^K \sum_{z \in Z} c_z(k) x_z(k) - \sum_{k=1}^K \sum_{z \in Z} \sum_{f \in F} c_z^f(k) y_z^f(k) \rightarrow \max. \quad (15)$$

First part of (16) is operator profit, another parts are installation cost of TRX and its usage cost, which activated on some frequency.:

## 2. A Brief Analysis of the Proposed Optimization Model

Experimental investigation of the effectiveness and correctness of our optimization model was carried out on the basis of input data generated randomly. The experiment was repeated several times with different numbers of nodes in LTE RAN network.

To solve the mixed integer programming problem offered to use mathematical modeling and calculation software, such as ILOG CPLEX 12.0.

The analysis of experiment's results showed that modified by us optimization model for LTE RAN planning problem allows to obtain the correct solutions from the practical point of view.

Our experiments was performed at the same values of input data. Input data related to the planning of services chosen as follows method. For basic optimization model [3] demand  $h_a(k)$  from subscribers of test point  $a \in A$  during period  $k$ . were equal to demands for the case when all services will be provided (case when  $x_a^s(k) = 1, \forall s \in S$ )

$$h_a(k) = \sum_{s \in S} h^s q_a^s(k).$$

Comparing the values of the operator's profit values that obtained during planning based on our previous optimization model and on modified model showed that the profit margin under usage of modified optimization model is 12% higher than for basic model.

## CONCLUSION

This paper proposes an optimization model for the LTE RAN network planning that improvement of our previous method and aimed to accounting of services multi-period planning. The major physical, radio-electrical and planning parameters are identified and represented by the decision variables of a suitable mixed integer linear programming.

In order to get the optimization model with services multi-period planning it is needed to add in our previous model set of parameters that describes services, revenue and traffic characteristics; add a condition that service is provided for test point only if this test point is served, condition for traffic proportion and condition that traffic occupies part of bandwidth of channel, which not exceed the bandwidth of communication channel. We also need to modify the objective function of the optimization model to account services providing revenues.

The analysis of experiment's results showed that modified by us optimization model for LTE RAN planning problem allows to obtain the correct solutions from the practical point of view.

Comparing the values of the operator's profit values that obtained during planning based on our previous optimization model and on modified model showed that the profit margin under usage of modified optimization model is 12% higher than for basic model.

## REFERENCES

1. M. Resende and P. Pardalos Handbook of optimization in telecommunications. New York: Springer Science + Business Media, 2006.
2. Micha Pióro and Deepankar Medhi Routing, Flow, and Capacity Design in Communication and Computer Networks. Elsevier, 2004
3. D.V. Ageyev and A. Al-Anssari "Multi-Period LTE RAN Planning with Operator Profit Maximization (Part 1: Optimization Model Synthesis)" Sch. J. Eng. Technol. Vol. 2, no. 5B, pp. 774-779, 2014.
4. D.V. Ageyev and A. Al-Anssari "Optimization Model for Multi-Time Period LTE Network Planning" in First International Scientific-Practical Conference Problems of Infocommunications. Science and Technology, PIC S&T`2014, Kharkiv National University of Radioelectronics, Kharkiv, Ukraine, 2014, pp. 29-30.
5. Yan Zhang. WiMAX Network Planning and Optimization. Auerbach Publications, Boston, MA, USA, 2009.
6. J.G. Andrews, A. Ghosh and R. Muhamed Fundamentals of WiMAX: Understanding Broadband Wireless Networking. Prentice Hall PTR, Upper Saddle River, NJ, USA, 2007.
7. Intel in Communications Adaptive Modulation (QPSK, QAM), Intel White Papers on WiMAX, <http://www.intel.com/technologies/wimax>, 2004.

# OPTIMIZATION MODEL OF RESOURCE ALLOCATION TYPE 1 IN LTE TECHNOLOGY

Al-Dulaimi Aymen Mohammed Khodayer

Odessa National Academy of Telecommunications named after O.S.Popov,  
Ukraine, Odesa, Kovalska str., 1, TCS Department, tel. +380 (93) 741-25-74

E-mail: aymenaldulaimi@yahoo.com,

The results of development of the mathematical objective function for time-frequency resource allocation in the downlink of the LTE technology using the Resource Allocation Type 1 are given. The proposed objective function is aimed at provision of the guaranteed quality of service for wireless network users by allocating the required downlink bandwidth to user equipment. We propose different objective function the objective function economic of resource blocks and provide more of throughput for user equipment. The second objective function using so more resources blocks and provide requirement throughput for user equipment. Evolution third objective function on the basis of the first and second objective functions to get economic resource blocks and provide requirement throughput for user equipment. The analysis of the proposed object functions for time-frequency resource allocation in the LTE technology from the viewpoint of providing the required bandwidths for user equipment in the downlink was conducted.

## INTRODUCTION

Functions of resource allocation in LTE technology can be entrusted to the system of Radio Resource Management (RRM), namely to the scheduler responsible for scheduling resources for user equipment (UE). Similar to HSDPA or WiMAX in the LTE technology mechanisms of resource scheduling in the downlink are not determined by a standard leaving the priority of option to manufacturers of base station equipment (evolved NodeB, eNodeB) [1,2]. Such resources primarily include symbols (time resource) and frequency subcarriers (frequency resource). In solving the problem of bandwidth allocation we must take into account the fact that LTE technology offers three resource allocation types (RATs). In [3, 4] models of resource blocks allocation in the LTE downlink, which uses zero recourse allocation type (RAT 0) are proposed. When using the RAT 0 each user equipment receives one or more allocated recourse block groups (RBGs) formed in accordance with the technological features of LTE. The number of RBs, belonging to one RBG( $P$ ), depends on the width of the frequency channel and it is defined according to the Table 1 [5]. The main drawback of RAT 0 is that a number of RBs divisible by  $P$  parameter can be allocated for any user equipment in a downlink can see at table 1.

Table 1 Dependence of RBG size on the total number of formed RBs

The total number of RBs, $N_{RB}^{DL}$	RBG size, $P$
$\leq 10$	1
11-26	2
27-63	3
64-110	4

### 1. Model for downlink bandwidth management

The proposed model assumes that the following initial data are known:

- 1)  $N$  is the number of UEs;
- 2)  $K_s$  is the number of subcarriers for data transmission in a single RB. This parameter depends on the frequency diversion between subcarriers  $\Delta f$  and it must satisfy the term  $K_s \Delta f = 180 \text{ KHz}$ .  $K_s$  can be equal to 12 and 24, that already correspond to the frequency diversion between subcarriers  $\Delta f$  as 15 KHz and 7,5 KHz;
- 3)  $N_{symp}^{RB}$  is the number of symbols that form a single resource block. Parameter  $N_{symp}^{RB} = 7$  in case of using normal cyclic prefix (CP). Duration of the normal CP of the first OFDM symbol is  $T_{CP}^1 = 5,2 \mu s$ , from first to sixth OFDM symbol it is  $T_{CP}^{2-6} = 4,7 \mu s$ . When using the extended CP ( $T_{CP} = 16,7 \mu s$ ) RB consists of six OFDM symbols ( $N_{symp}^{RB} = 6$ );
- 4)  $T_{RB} = 0,5 \mu s$  is time of one RB transmission;
- 5)  $T_{SF} = 1 \mu s$  is time of one subframe transmission;
- 6)  $N_{SF}^{RB} = 2$  is the number of RBs that are formed on the identic subcarriers and are allocated to UE during the transmission of one subframe;
- 7)  $R_c^n$  is the rate of a code used in coding a signal of the  $n$ -th UE;
- 8)  $k_b^n$  is bit symbol load of the  $n$ -th UE;
- 9) type of channel division – FDD or TDD, and frame configuration used;

10)  $R_{req}^n$  is the required data transmission rate for  $n$ -th UE;

11)  $K$  is the number of subframes used to transmit information in the downlink. When using FDD the number of downlink subframes is equal to the total number of subframes per frame ( $K = 10$ );

12)  $P$  is the number of RBs belonging to a single RBG Table 1;

13)  $M = \max(N_{RB}^{RB \text{ subset}})$  is the largest number of resource blocks belonging to any subset.

When solving the task of downlink bandwidth management within the proposed model it is needed to provide the calculation of Boolean control variable ( $x_n^{m,p}$ ), that determines the order of resource block allocation:

$$x_n^{m,p} = \begin{cases} 1, & \text{if the } m\text{-th resource block on the} \\ & p\text{-th subset is allocated to the } n\text{-th UE} \\ 0, & \text{in the opposite case,} \end{cases} \quad (2)$$

where  $m = \overline{0, M-1}$ ;  $p = \overline{0, P-1}$ ;  $n = \overline{1, N}$ .

When calculating the desired variables  $x_n^{m,p}$  several important terms-limitations:

1) The term of allocating each resource block to only one user equipment:

$$\sum_{n=1}^N x_n^{m,p} \leq 1, \quad (m = \overline{0, M-1}; p = \overline{0, P-1}). \quad (3)$$

2) The term of allocating a number of resource blocks  $n$ -th user equipment that provide the required bandwidth in the downlink using modulation and coding scheme (MCS):

$$\sum_{m=0}^{M-1} \sum_{p=0}^{P-1} x_n^{m,p} \cdot \frac{N_{symb}^{RB} N_{SF}^{RB} K_S R_C^n k_b^n K}{10T_{SF}} \geq R_{req}^n, \quad (n = \overline{1, N}). \quad (4)$$

3) The term of allocating  $n$ -th user equipment a number of resource blocks of only one subset, which is introduced to satisfy the specifics of designing the LTE downlink that uses RAT 1:

$$P \cdot x_n^{m,p} \cdot M + \sum_{\substack{j=0; \\ j \neq p}}^{P-1} \sum_{t=0}^{M-1} x_n^{t,j} \leq P \cdot M \quad (5)$$

at  $n = \overline{1, N}$ ;  $m = \overline{0, M-1}$ ;  $p = \overline{0, P-1}$ .

4) The term of allocating  $n$ -th user equipment a number of resource blocks that satisfy sizes of subsets determined using the expression (1):

$$\sum_{n=1}^N \sum_{m=N_{RB}^{RBG \text{ subset}}(p)}^{M-1} x_n^{m,p} = 0 \quad (6)$$

at  $p = \overline{0, P-1}$ ;  $N_{RB}^{RBG \text{ subset}}(p) < M$ .

Use of the term (6) is directed to allocate a number of resource blocks, corresponding to the power of the  $p$ -th subset and determined with the expression (1), to UEs. Introduction of this term into the mathematical model is caused by the fact that during the calculation of control variables (2) for accounting the number of resource block we use a variable  $m$ , that takes values from 0 to  $M-1$  ( $m = \overline{0, M-1}$ ). Thus fulfillment of the term (6) guarantees that resource blocks which do not belong to the  $p$ -th subset  $m = \left( N_{RB}^{RBG \text{ subset}}(p), M-1 \right)$ , will not be allocated to UEs in conditions when the power of this subset is less than maximum value ( $N_{RB}^{RBG \text{ subset}}(p) < M$ ). The calculation of desired variables (2) according to the terms-limitations (3)-(6) is reasonable to make while solving the optimization task using optimality criterion objective function directed at minimizing the time-frequency RB number to all user stations the overall downlink performance [5].

$$f_2 = \sum_{n=1}^N \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{p=0}^{P-1} x_n^{m,p} \cdot r_{n,m} \quad (7)$$

Moreover task of minimizing transmission rate allocated to all user stations can be solved by using objective function (7). Where  $r_{n,m}^p = \frac{N_{symb}^{RB} K_S R_C^n k_b^{n,m}}{T_{RB}}$  in solving problem of saving time-frequency RB number be used objective function, solving problem of minimizing transmission rate allocated be used objective function (7), which includes characteristics of target the form objective function minimizing time-frequency RB number and minimizing transmission rate allocated to all user stations [6].

## 2. The research of channel allocation process

The task formulated from the mathematical point of view is the task of integer linear programming (ILP). In the offered model there were formulated three options for objective function available time-frequency resource distribution with the goal of allocation to minimum number of resource blocks (objective function). Available time-frequency resource distribution with the goal of minimum rate allocation to all user stations objective function (7). Available time-frequency resource distribution in order to minimize amount of joint use of resource blocks and transmission rate allocated to user stations in downlink objective function. In the model the desired variables ( $x_n^{m,p}$ ) (2) are Boolean, and restrictions for the desired variables (3)-(6) are linear. In order to analyze solutions on resource blocks allocation task in the downlink using the proposed model (2)-(7) let us consider an example where the initial data are the following [6]:

- 1) the number of UEs is  $N = 3$ ;
- 2) the number of RBs formed during the transmission of one time slot is  $N_{RB}^{DL} = 21$ ;
- 3) the required data transmission rate for the first UE is  $R_{req}^1 = 2 \text{ Mbps}$ , for the second UE  $R_{req}^2 = 2 \text{ Mbps}$  and for the third one it has been changing within the range  $R_{req}^3 = 2 \text{ Mbps}$ .

As an example, the solution of the optimization task formed in the work was received using MatLab R2014a. The bintprog function of the Optimization Toolbox package was activated. From results obtained by use objective function (7) minimize resource block and provide so more transmission rate. To provide desired data transmission rate to user stations ten resource blocks are allocated and transmission rate 6.6 Mbps. First UE had four resource blocks of one subset and transmission rate 2 Mbps, second UE had three resource blocks of zero subset and transmission rate 2 Mbps, third UE had three resource blocks of zero subset and transmission rate 2,6 Mbps [6].

## CONCLUSION

Providing the required bandwidth can be achieved by solving the problem of allocation of time-frequency resource represented by resource blocks in the downlink. As the analysis has shown the known solutions for bandwidth allocation in the downlink of the LTE technology are focused on the use of zero resource allocation type, which has low flexibility due to combining resource blocks in the groups. As a result, in this paper we propose the mathematical model for LTE downlink bandwidth allocation, the novelty of which lies in using the first resource allocation type (Recourse Allocation Type 1). Using the proposed model allows us to account the technological features of the LTE downlink (splitting the resource blocks into subsets, allocation of RB of only one subset to user equipment), as well as territorial remoteness of user equipment (type of modulation system and coding). During the analysis it was found that use of the proposed model is aimed at providing each user equipment with quality of service according to the bandwidth in the downlink with the possibility of access to additional (unguaranteed) bandwidth.

## REFERENCES

1. Iosif O., Banica I. "On the Analysis of Packet Scheduling in Downlink 3GPP LTE System", *The Fourth International Conference on Communication Theory, Reliability, and Quality of Service (CTRQ 2011)*, Budapest: IARIA, 2011, Pp. 99-102
2. 3GPP TS 36.211. *3rd Generation Partnership Project; Technical Specification Group Radio Access Network; Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Physical Channels and Modulation (Release 11)*, Valbonne, France: Sophia Antipolis, 2012, p.108
3. Garkusha S. V. "The Model of Time and Frequency Resource Scheduling in Downlink LTE", *2013 International Siberian Conference on Control and Communications (SIBCON)*, Krasnoyarsk: Siberian Federal University, 2013, P. 1-4.
4. Garkusha S., Al-Dulaimi A. and Al-Janabi H. "Result Research Model of Scheduling Block Allocation in Downlink LTE", *Modern Problems of Radio Engineering, Telecommunications, and Computer Science : proceedings of the XII International Conference (TCSET'2014)*, Slavske, Ukraine, 2014, P. 498-500.
5. 3GPP TS 36.213. *3rd Generation Partnership Project; Technical Specification Group Radio Access Network; Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Physical layer procedures (Release 11)*. – Valbonne, France: Sophia Antipolis, 2012, p. 104
6. Garkusha S., Al-Dulaimi A., Al-janabi H., "Results of development of model for bandwidth management in LTE downlink with resource allocation type 1" *The Experience Of Designing And Application Of Cad Systems In Microelectronics CADSM 2015 /24-27 FEB.2015 international conference IEEE*, Ukraine. Lviv polytechnic publishing house, p.414 – 418.

# THE INFLUENCE OF PRIORITY ON ALLOTMENT OF SUBCHANNELS IN WIMAX NETWORKS

Haider Dheyaa Kamil Al-Janabi

Odesa National Academy of Telecommunications named after O.S.Popov,  
65029, Ukraine, Odessa, Kovalska str., 1, TCS Department, tel: +380 (93)144-77-08  
danyal\_for\_ever@mail.com,

The development of the advanced wireless access technologies is focusing on the enhancement of mobile user satisfaction in terms of quality of service (QoS). As the number of mobile users increases, the amount of traffic passing through base station (BS) significantly increases so that the preplanned capacity of downlink can be exceeded from time to time resulting in the degradation of users' QoS satisfaction. A way to utilize the downlink (DL) of an orthogonal frequency division multiple access frame efficiently is, therefore proposed a modified priority model for the scheduling sub-channel of WiMAX network. The proposed model guarantees the quality of service for each subscriber station depends on classification of priority for each subscriber's stations. And the delay property of the real-time traffic by imposing a threshold to the bandwidth request messages of the non real-time Service. Each service class is serviced exhaustively (until empty) to overcome on the starving of lower priority service class which is the Best Effort (BE). The threshold value can be adjusted according to the load demand of the networks

## INTRODUCTION

The salient features of Mobile WiMAX(Worldwide interoperability for Microwave Access) are the higher data rate, mobility, scalability and Quality of service. Smart antenna technologies, multicast and broadcast service, fractional frequency reuse are certain advanced features. One of the main real time applications of Mobile WiMAX is the Internet Protocol Television, Video, voice and data are all IP data services, but each has its own Quality of Service (QoS) requirements. The use of structural and functional self-organization principles are among effective ways to rise performance and improve the main indices of the quality of service (Quality of Service, QoS) by the systems using the WiMAX technology, based on the IEEE 802.16 standard [1].

Thereupon, the mathematical model of the sub-channels scheduling is used in the networks with application of a scalable version of the OFDMA. It gives the possibility to simple the width of the frequency channel which is necessary. Also it will make it possible to use the given model in the IEEE 802.16e standard. In its turn, the task of structural self-organization is considered in the offered model as the that of sub-channels scheduling, which allows taking in account technological features of the wireless network [2].

### 1. Mathematical model for sub-channel scheduling in wireless network of the IEEE 802.16 standard

In the IEEE 802.16a and IEEE 802.16d standards the OFDMA scheme with a fixed "window" of fast Fourier transform (FFT) of 2048 subcarriers size is utilized with an operating bandwidth of the channel of 20 MHz. In the IEEE 802.16e standard the scalable OFDMA version is used, which is realized at the expense of the FFT "window" change, that makes it possible to vary an operating bandwidth of the channel in the limits from 1,25 MHz up to 20 MHz [3]. But it should be noted, that the choice of the frequency channel width is performed by an operator of link, when designing the wireless network, and cannot be changed during its functioning.

Therefore, the OFDMA scalable version, used in the IEEE 802.16e standard, will be considered further in the given paper with the aim to develop solutions by preliminary selecting of the frequency channel width.

In view of above mentioned, the following input data are assumed to be known in offered model:

- 1)  $N$  – the total number of the SS in the network;
- 2)  $L$  – the number of sub-channels(SC) are used depending on the selected width of the frequency channel. For the mode of the full usage of the subcarriers (Full Usage of Subcarriers, DL FUSC) the amount of sub-channels can accept values 2, 8, 16, 32, and for the "partial" mode of subcarriers usage (Partial Usage of Subcarriers, DL PUSC) - 3, 15, 30, 60;

in view of above mentioned, the following input data are assumed to be known in offered model:

- 3)  $R_n^{req}$ : the required transmission rate for service of the  $n$ -th SS (Mbps).
- 4)  $R_l^n$  – capacity of  $l$ -th sub-channel scheduled by the  $n$ -th SS.

The capacity of the sub-channel of the  $n$ -th SS ( $R_l^n$ ) represents the number of the transmitted bit per a time unit (second) and can be calculated according to the formula [8, 9]:

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



where  $R_c^n$  – is the speed of the code used at coding of a signal of the  $n$ -th SS (for example, for modulation 16-QAM 1/2 parameters  $R_c^n=1/2$ ) [4];  $k_b^n$  – is the bit load of the character of the  $n$ -th SS (for example, for modulation 16-QAM the parameter  $k_b^n=4$ ) [5];  $K_s$  – is the number subcarriers for the data transmission on  $l$ -th sub-channel (for the DL FUSC sub-mode  $K_s=48$ , and for DL PUSC  $K_s=24$ );  $T_{RTG} = 105.7 \mu s$  – is the duration of the interval of switching from reception to transmission (receive/transmit transition gap, RTG);  $T_{TRG} = 60 \mu s$  – is the duration of an interval of switching from transmission to reception (transmit/receive transition gap, TRG) [1].  $BLER$  – is the probability of the block error obtained at the expense of the HARQ mechanism (Hybrid automatic repeat request) [6].

$$X_{n,l} \in \{0,1\}, (n = \overline{1, N}, l = \overline{1, L}) \quad (2)$$

In the course of solving the task of sub-channels scheduling within the framework of the offered model is necessary to provide calculation of the control variable ( $X_{n,l}$ ), defining the order of the sub-channels scheduling. According to the solved task physics the following limitation is superimposed on the control variable (2)

The total number of the control variables depends on an amount of user's servers in the network, and used sub-channels accordingly, defined by the expression  $N \times L$  when calculating the required variables  $X_{n,l}$  is necessary to meet a number of the important conditions - limitations:

$$\sum_{n=1}^N X_{n,l} \leq 1 (l = \overline{1, L}). \quad (3)$$

- Condition of fixing of one sub-channel only for one subscriber station it's define according to expression (3)

$$\sum_{l=1}^L R_l^n X_n^l \geq R_{req}^n. \quad (4)$$

- Condition of scheduling the transmission speed for the  $n$ -th subscriber's station on the  $l$ -th sub-channel not exceeding the capacity of the sub-channel it's define according to expression (4).

The required variables (2) calculation according to conditions – limitations (3),(4) is expedient for realizing during solution of the optimization task, providing a minimum or maximum previously selected criterion of quality of the sub-channels scheduling task solution.

After the result of our research that we got from the objects functions and practically example of scheduling channels allocation in WiMAX system, And in order to let each request has Relying on followed functions, in this research proposed new condition to of scheduling subchannels. When the users requests for service, the BS updates its status considering the demand of resource based on the quality of service class and the channel status of the user. In the proposed technique the user must go through the two processes after sending a service. In the first process all the users are divided into classes based on the demand of service class and the value for the priority of queues is assigned to each user along with other formalities like time of arrival, packet size.

To decide the resource priority queues, the new object function checks the value of both the parameters in decision buffer and then populates the execution queues accordingly,

$$\frac{R_i^{alloc}}{(IP_n^{pr} + 1) \cdot R_n^{req}} \geq \beta. \quad (5)$$

- Condition of assignment of subchannels to subscribers' station depend on their priority define according to expression (5).

$IP_i^{pr}$  - the priority for each subscriber's station;  $\beta$  - the lower threshold is exceeded bandwidth allocated tfor each subscriber station, with respect to the desired value.

$$Max \beta \quad (6)$$

## 2. Research solution of scheduling sub-channel in WiMAX:

To analyze the solutions on the sub-channels scheduling in the download communication channels obtained with the known methods and also with the offered model an example should be considered, where the following were used as the input data for the sub-channels scheduling in the download communication channel:

- the number of subscriber's stations (SS):  $N=3$ ;
- minimum requirement for (SS) :  $R1_{req}=1,5$  Mbps,  $R2_{req}=1,5$  Mbps,  $R3_{req}=1,5$  Mbps.
- the number of sub-channels formed in the download communication channel:  $L=8$ ;

As an example the optimization task, set in this work, was solved with help of the MatLab system. In the ideal case (best effort) when there is no priority requirement for subscriber station of providing throughput for subscriber's stations , and will not be fairness of assignment of sub-channels between (SS), And this effecting on the performance and quality of services.

Fig.1.shows results of sub-channels allocation between subscribers' stations, in case best effort distributing throughput equally sometimes and randomly between (SS) because priority for ( $IP_1^{pr} = IP_2^{pr} = IP_3^{pr} = 0$ ) and first SS got 1.5 Mbps, second SS got 1,5 Mbps and third SS got 1,5 Mbps because there is not any conditions for priority or guaranty for providing throughput.

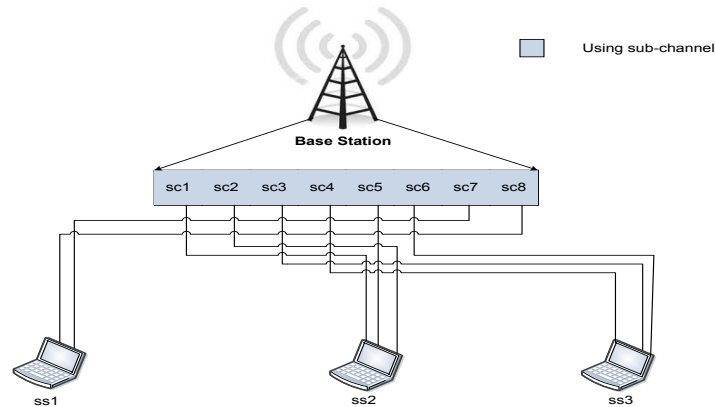


Figure 1. Allocation of sub-channels in case best effort ( $IP_1^{pr} = IP_2^{pr} = IP_3^{pr} = 0$ )

Therefore offered model Shows how the overall performance of the download communication channel varies model with dynamic priority support for cellular networks, Channels within a cell are divided into high and low priorities, while subscribers stations calls are also differentiated by high and low priorities, High-priority channels can provide better QoS than low-priority channels, for example in the case when all subscribers stations doesn't required guaranty for provides throughput but each SS have priority ( $IP_1^{pr} = 0, IP_2^{pr} = 3, IP_3^{pr} = 5$ ).

Fig. 2. shows results of sub-channels allocation between subscribers' stations depend on priority, Analysis of obtained solution shows that distribute of throughput depended on priority of each SS and in this case see that first SS given 1.4 Mbps less than required because it's have minimum priority (zero), second SS given 1.7 Mbps more than required because its have more priority, and third SS given 2 Mbps because its have the higher priority compared with first and second SS.

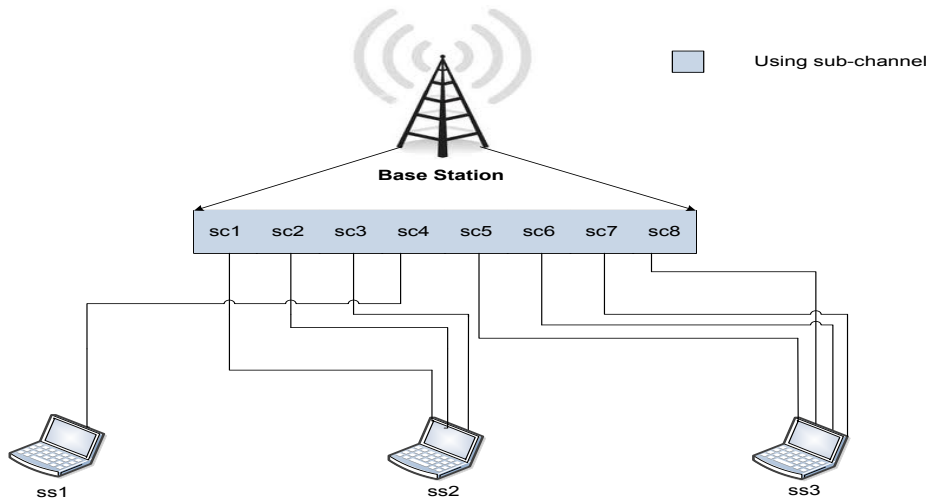


Figure 2. allocation sub-channels depend on priority of SS ( $IP_1^{pr} = 0, IP_2^{pr} = 3, IP_3^{pr} = 5$ )

## CONCLUSION

Analysis of known solutions for the of frequency resources allocation between sub-subscriber stations of a wireless network using WiMAX technology has shown most of the known approaches to frequency resource allocation is based on solving problem of allocating sub-channels. The number of subchannels allocated to one subscriber station is arbitrarily. However, in IEEE 802.16 standard it is stated subcarriers are assigned to individual sub-channels number of which is limited. Also it should be noted number of sub-channels and subcarriers therein depends on the width of the frequency channel. Based on found shortcomings of known solutions it's offered a mathematical model presented new condition. The novelty of model has the option to calculate the resource required to each priority and classified them depend on their priority and put it in queue and then allocate the resource on priority basis this will help to solve the different issues of fairness problem which we will address in the next coming task as well as the throughput of the network.

## REFERENCES

1. IEEE Standard for Local and Metropolitan Area Networks – Part 16: Air Interface for Fixed Broadband Wireless Access Systems, IEEE Std 802.16-2004, Oct. 1, 2004.
2. IEEE Standard for Local and Metropolitan Area Networks – Part 16: Air Interface for Fixed and Mobile Broadband Wireless Access Systems, IEEE Std 802.16e-2005, Feb. 28, 2006.
3. Lemeshko O., Garkusha S. 2013, 'Slot Allocation Model and Data Burst Scheduling in Downlink WiMAX Technology' *Proc. of IEEE XXXIII International Scientific Conference Electronics and Nanotechnology*. 16-19 April 2013. Kyiv, UKRAINE,. 455-459.
4. Sateesh G., Bheri P., Rajesh P., Rama Rao A. 2012, 'Analysis of the Packet Scheduling Algorithms of WiMAX' *Proceedings of International Conference on Computer Science and Engineering*, 106-110.
5. Mustapha R., Abuteir A., Samra Aiman Abu A. 2012, 'Deadline Maximum Signal to Interference Ratio Scheduling Algorithm for WiMAX' *International Journal of Computer Applications*,. **43 (5)**. 27-32.
6. Lemeshko A.V., Garkusha S.V. 2013, 'Model time-frequency resource allocation WiMAX aimed at improving the electromagnetic compatibility' *Proceedings of the 2013 IX International Conference on Antenna Theory and Techniques (ICATT)*, Odessa 16-20 September 2013. Odessa, Ukraine,. 175-177.

# RESEARCH OF THE QUEUE UTILIZATION DYNAMICS ON THE ROUTERS INTERFACES IN WIRELESS NETWORK

Lebedenko T.N.<sup>1</sup>, Ali Salem Ali<sup>2</sup>

<sup>1</sup>Kharkov National University of Radioelectronics

61166, Kharkov, 14, Lenin Ave., Telecommunication Systems Department, (057) 702-13-20

E-mail: tatyana.n.lebedenko@gmail.com

<sup>2</sup>Al Iraqi University

IRAQ, Baghdad, Adamiya, Network Engineering Department

E-mail: Alialbander2004@yahoo.com

In this paper, the pointwise stationary fluid flow approximation (PSFFA) for determining the mean queue length is presented. Researched unsteady-state processes for nonstationary loss queue in wireless network. Based on the researches we proposed recommendations for queuing optimization. These recommendations can be applied for wireless interfaces and different traffic flows.

## INTRODUCTION

Today, there is a rapid development of wireless networks. Wireless technologies have flexible architecture, mobility, their design and deployment is carried out in the shortest possible time. Despite a number of advantages, the important direction of their development is improvement the quality of service (QoS). Queue management is one of the ways of ensuring quality of service. Solving queue management problem allow to improve such characteristics as delay, jitter and packet loss. Thus, these factors determine the actuality of research which are focused on optimization of processes of queue management.

### 1. PSFFA Model

For the analysis of offered load queues on routers interfaces in wireless network we used dynamic model PSFFA – The Pointwise Stationary Fluid Flow Approximation [1-4]. This model combines fluid flow differential equations and the Pointwise Stationary Approximation method (PSA) into a single non-linear differential equation which is solved numerically. We define  $\dot{x}(t) = \frac{dx(t)}{dt}$  as the average queue length of the router interface. The PSFFA model describes the dynamics of the impact of the channel, the flow characteristics and service disciplines on the value of the average queue length packets. The purpose of PSFFA is approximation of non-stationary models in each interval of time.

Within the proposed model the following data should be used:  $\lambda$  – intensity of the total traffic coming into queue (1/s);  $\mu$  – interface bandwidth (1/s);  $\rho$  – utilization of the queue.

From the flow conservation principle, the rate of change in  $x(t)$  at time  $t$  is equal to the difference between the average rate in the system at time  $t$ ,  $f_{in}(t)$ , and the average rate out of the system at time  $t$ ,  $f_{out}(t)$  [1]

$$\dot{x}(t) = -f_{out}(t) + f_{in}(t), \quad (1)$$

where  $f_{in}(t) = \lambda(t)$  and  $f_{out}(t) = \mu\rho(t)$  denote the average rate flow in and out of the system at time  $t$ , respectively [1-4].

Then, the rate of change of the average queue length at the router interface will takes the form [1]

$$\dot{x}(t) = -\mu\rho(t) + \lambda(t). \quad (2)$$

For modeling the process of serving in a single queue with various types of queueing system the average queue length will be described by the following analytical functions [1]:

$$\dot{x}(t) = -\mu\left(\frac{x}{x+1}\right) + \lambda, \quad (3)$$

for M/M/1 queue;

$$\dot{x}(t) = -\mu\left[(x+1) - \sqrt{x^2+1}\right] + \lambda, \quad (4)$$

for M/D/1 queue.

### 2. The dynamics research of utilization of the queue

By means of the PSFFA model the analysis of unsteady-state process concerning utilization of the queue on the routers interfaces in wireless networks was made. Analysis was produced for the following wireless interfaces (table) [5]

## Characteristics of wireless interface standards

Standard	802.11b	802.11n	802.16	802.20
Release Date	1999	2007	2001	2007
Types of Area Networks	LAN	LAN	MAN	WAN
Range Capability, km	0,1	0,3	5	>100
Frequency, GHz	2,4 and 5	2,4 and 5	10-66	<3,5
Mobility Support	Yes	Yes	No	Yes
Bandwidth, Mbit/s	11	320	134	6

Graphics of unsteady-state process relative to the utilization of the queue for routers interfaces in wireless network and different queuing systems are represented on Fig.1-2.

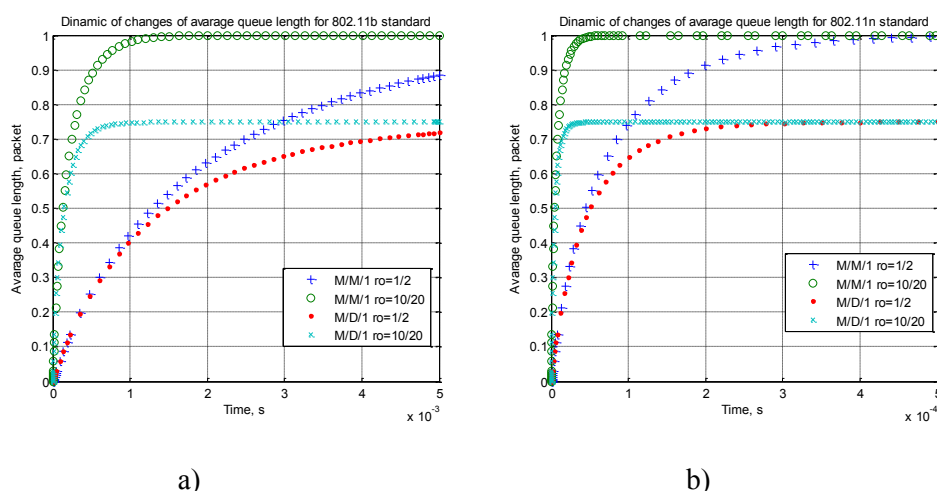


Fig.1. Convergence analysis of the average queue length to his steady-state value while using queuing systems M/M/1 and M/D/1: a) 802.11b standard, b) 802.11n standard

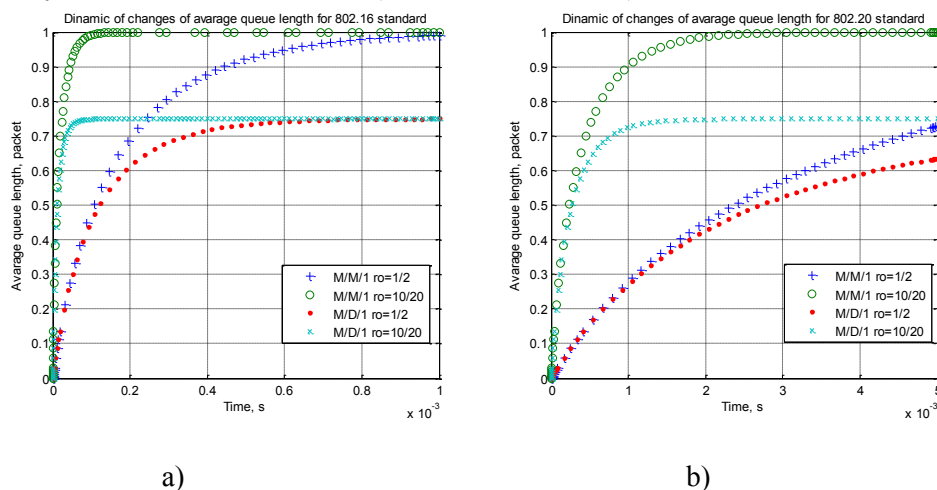


Fig.2. Convergence analysis of the average queue length to his steady-state value while using queuing system M/M/1 and M/D/1: a) 802.16 standard, b) 802.20 standard

### CONCLUSION

During researches it was established, that for the time of convergence impact such factors as bandwidth of interface  $t$ , intensity of the total traffic coming into queue, packet length and queuing system characteristics. The accounting of these factors was made within using of queuing systems such as M/M/1 and M/D/1. When using low-speed wireless interfaces it is defined that the average queue length convergence to his steady-state value not instantly. Thus, for 802.20 low-speed interface the time of convergence

is 0,98 ms (for M/D/1 with  $\rho = 10/20$ ) and 2,3 ms (for M/M/1 with  $\rho = 10/20$ ). For interfaces with high values of bandwidth (802.11n, for example) the time of convergence was reached within microseconds. Thereby, the most operational convergence is reached by modeling M/D/1 queuing system.

It is also necessary to note, that for equal values of utilization  $\rho$ , but different bandwidth of interface the time of convergence significantly changes (for example, for  $\rho = 10/20$  the time of convergence 2,35 times faster than for  $\rho = 1/2$ ). Proceeding from the received quantitative results it is appropriated to select the value of the timer recalculation control parameters, which are responsible for queuing service – sequence number of packet (for WFQ), byte counter (for CQ), “bandwidth” and “priority” parameters (for CBWFQ and LLQ).

#### REFERENCES

1. Wang W-P., Tipper D., Banerjee S. A Simple Approximation for modeling Nonstationary Queues / W-P. Wang // Proceedings of the Fifteenth Annual Joint Conference of the IEEE Computer Societies (INFOCOM '96). – 1996. – V.1. – P.255 – 262.
2. Green L.V., Kolesar P.J., Svoronos A. Some Effects of Nonstationarity On Multiserver Markovian Queues Systems / L.V. Green // Operations Research. –1991. – №39.– P.502–511.
3. Green L.V. and Kolesar P. J. The Pointwise Stationary Approximation for Queues with Nonstationary Arrivals / L.V. Green // Management Sciences.–1991. – №37.– P.84–97.
4. Whitt W. The Pointwise Stationary Approximation for  $Mt/Mt/s$  Queues is Asymptotically Correct as the Rates Increase/W.Whitt//Management Sciences.–1991.–№37.–P.307–314.
5. Broydo V. L., Ilyina O. P. Architectura EVM i sistem: Uchebnik dlya vuzov. 4-e izdanie./ V. L. Broydo. – SPb.: Piter, 2011.–720p.

# DEVELOPMENT OF A TRANS-HORIZON COMMUNICATION SYSTEM BASED ON DUAL POLARIZATION MIMO ARCHITECTURE

Martynchuk A.A., Loshakov V.A., Oliver Liombe Molua

Kharkiv National University of Radio Electronics, UKRAINE, Kharkiv, 14 Lenin Ave.

E-mail: alexmartynchuk@ukr.net, olibasstelecom@yahoo.com

A multiple-input multiple-output (MIMO) system for trans-horizon radio communications within the high-frequency (HF) band is presented. The diversity of transmitted polarizations is proposed as an alternative to spatial diversity in order to limit the aperture of antenna arrays at both ends of the radio link. In a theoretical step providing the estimation of capacity gain for different MIMO architectures, a 2 x 2 MIMO solution transmitting two complementary circular polarizations is identified as a balanced trade-off between performance increase and complexity.

## INTRODUCTION

MIMO technology was introduced in order to provide increased link capacity and spectral efficiency combined with improved link reliability. Nowadays, radio communication systems demands more and more spectral bandwidth for channels, and to achieve effectiveness of data transmission through these channels, certain techniques are required to utilize the available bandwidth well. MIMO is a favorable technique. Note that 2x2 represents antennas which are MIMO and dual-polarity at the same time. The possibility of increasing the capacity of radio channels is an important task [1-3]. One of the possible methods of increasing capacity is the use of dual polarization antenna transmitting and receiving (Fig. 1). Such antennas may be substantially, MIMO antenna. The example of such a MIMO radio channel is shown in Fig. 1.

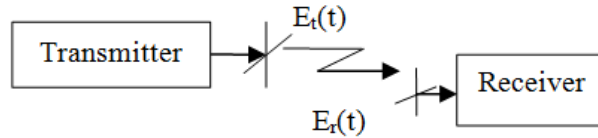


Fig.1. MIMO channel with dual polarization antenna

Dual-polarization is the ability for an antenna to function in two modes, known as vertical and horizontal polarization.

### 1. Mathematical model of the radio waves

Actual transmitted signal characterized by the parameters of the polarization ellipse - the angle of ellipticity  $\alpha$  and orientation angle  $\beta$  of semi-major axis of the ellipse. Then, omitting the factors - angular frequency, attenuation and range, the vector of the electric field near a transmitting antenna can be represented in the form of the polarization vector of the emitted signal

$$\vec{E}_t(\theta, \varphi, t) = \begin{pmatrix} \dot{E}_{t1}(\theta, \varphi, t) \\ \dot{E}_{t2}(\theta, \varphi, t) \\ \dot{E}_{t3}(\theta, \varphi, t) \\ \dot{E}_{t4}(\theta, \varphi, t) \end{pmatrix} = \sqrt{P_s} \cdot \dot{F}_a(\theta, \varphi) \cdot \vec{S}(t), \quad (1)$$

where  $P_s$  – signal power;  $\dot{F}_a(\theta, \varphi)$  – dual polarization antenna pattern matrix;  $S(t)$  – information signal vector.

Note, that

$$\vec{S}(t) = \begin{pmatrix} S_1(t) \\ S_2(t) \\ S_3(t) \\ S_4(t) \end{pmatrix}, \quad (2)$$

where  $S_1(t)$  and  $S_2(t)$  – two information signal on two orthogonal polarizations.

Dual polarization antenna pattern matrix is described as the polarization coupling on cross and main polarization

$$\vec{F}_a(\theta, \varphi) = \left( \vec{F}_{a1}(\theta, \varphi) \quad \vec{F}_{a2}(\theta, \varphi) \quad \vec{F}_{a3}(\theta, \varphi) \quad \vec{F}_{a4}(\theta, \varphi) \right) = \begin{pmatrix} \dot{F}_{a1}^{main}(\theta, \varphi) & \dot{F}_{a2}^{cross}(\theta, \varphi) \\ \dot{F}_{a1}^{cross}(\theta, \varphi) & \dot{F}_{a2}^{main}(\theta, \varphi) \\ \dot{F}_{a3}^{main}(\theta, \varphi) & \dot{F}_{a4}^{cross}(\theta, \varphi) \\ \dot{F}_{a3}^{cross}(\theta, \varphi) & \dot{F}_{a4}^{main}(\theta, \varphi) \end{pmatrix}. \quad (3)$$

Antenna pattern can be represented

$$\dot{F}_a(\theta, \varphi) = H_\alpha^{T*}(\theta, \varphi) \cdot H_\beta^T(\theta, \varphi) \cdot P, \quad (4)$$

where  $H_\alpha$  – ellipticity angles matrix;  $H_\beta$  – polarization orientation angles matrix;  $P$  – polarization basis matrix, consist from polarization unit vectors.

$$H_\alpha = \begin{pmatrix} \cos(\alpha_1) & -j \sin(\alpha_2) \\ -j \sin(\alpha_1) & \cos(\alpha_2) \end{pmatrix}, \quad H_\beta = \begin{pmatrix} \cos(\beta_1) & -\sin(\beta_2) \\ \sin(\beta_1) & \cos(\beta_2) \end{pmatrix}, \quad P = \begin{pmatrix} \vec{p}_1^0 & \vec{p}_2^0 \end{pmatrix}.$$

Polarization basis matrix at linear polarization basis will be

$$P = \begin{pmatrix} \vec{p}_1^0 & \vec{p}_2^0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix}. \quad (5)$$

Cross polarization-coupling factor is describe the main antenna properties

$$r_{pol} = \frac{E_{cross}}{E_{main}}. \quad (6)$$

Polarization parameters of receiving antenna described the same transmission antenna expressing. Therefore, output receiving antenna signal

$$\vec{U}_r(t) = P_a^{T*} \cdot \vec{E}_r(t) \cdot K_a + \vec{U}_{n1}(t) = \vec{U}_s(t) + \vec{U}_n(t), \quad (7)$$

where  $K_a$  – factor taking into account losses and transformative role the receiving antenna (the effective length for vibrators);  $\vec{U}_n(t)$  – thermal noise of the receiver channel. Signal to noise ratio (SNR) of one channel

$$h_{r1}^2 = \frac{P_{s1} \cdot (1 - r_{pol}^2)}{P_{n1} + P_{s2} \cdot r_{pol}^2} \cdot K_{r1}, \quad (8)$$

where  $K_r$  – polarization receiving factor.

$$K_r = \cos^2 \frac{\delta}{2} = \left( \vec{E}_r^T \cdot \vec{p}_a \right)^2, \quad (9)$$

where  $\delta$  - polarization mismatch angle between the polarization vectors of the signal and the antenna.

## 2. Increasing capacity by method of distorton polarization compensation

The proposed method to increase system capacity MIMO includes the following: business division of the transmitted information flow; transmitting of each of the sub-streams on orthogonal polarizations compensated polarization distortion of antennas; organization receiving the full polarization orthogonal polarization antennas with the ability to compensate for polarization distortion; estimate of the time taken by the correlation of radio waves; adaptive assessment matrix received vector signal; finding the spectrum and eigenvectors of matrix and their analysis; preparation of the transformation matrix of the first two eigenvectors of matrix; converting the received vector signal into its major components; restore the flow of information through the use of principal component vector signal received.

Vector of the electric field near a transmitting antenna (see Fig.1) can be represented in the form of the polarization vector

$$\vec{E}_{tr}(t) = H_\alpha^{T*} \cdot H_\beta^T \cdot (S_1(t) \quad 0)^T + H_\alpha^{T*} \cdot H_\beta^T \cdot (0 \quad S_2(t))^T, \quad (6)$$

where  $H_\alpha = \begin{pmatrix} \cos(\alpha) & -j \sin(\alpha) \\ -j \sin(\alpha) & \cos(\alpha) \end{pmatrix}$  – matrix ellipticity  $\alpha = -45^\circ \dots +45^\circ$ ;



$$H_{\beta} = \begin{pmatrix} \cos(\beta) & -\sin(\beta) \\ \sin(\beta) & \cos(\beta) \end{pmatrix} - \text{matrix orientation}, \quad \beta = -90^0 \dots +90^0; \quad \alpha = \alpha_1; \alpha_2 \text{ and}$$

$\beta = \beta_1; \beta_2$  ellipticity and orientation angles of the first and second transmitting antenna respectively.

As a consequence of the propagation of radio waves, the vector of the received signal at the receiving antenna will show in the form of

$$\vec{E}_r(t) = \vec{E}_{tr}(t - t_0) \cdot \dot{K}_{r0}(t) + \sum_{i=1}^n \dot{R}_i(t - t_i) \cdot \dot{K}_{ri}(t - t_i) \cdot \vec{E}_{tr}(t - t_i), \quad (7)$$

where  $n$  – the total number of multipath propagation;

$\dot{K}_{r0}(t)$  и  $\dot{K}_{ri}(t - t_i)$  – attenuation factors of direct and multipath radio waves;  $t_0$  and Factor of delay line and multipath radio;  $\dot{R}_i(t - t_i)$  – coefficient matrix reflections.

Polarization parameters describe the receiving antennas with a polarization vector of each radiator in certain corners of the ellipticity and orientation angles. For the first example, we have

$$\vec{p}_{a1} = H_{\alpha 1}^{T*} \cdot H_{\beta 1}^T \cdot \vec{p}_1^0, \quad (8)$$

where  $\alpha_1 = \alpha_r = 0 \pm \Delta\alpha_{r1} = \arctg\left(\frac{E_{cross\_r1}}{E_{main\_r1}}\right)$  – ellipticity angle;

$\beta_1 = \beta_{r1} = 90^0 \pm \Delta\beta_{r1}$  orientations angle;

$E_{cross\_r1}$  – cross-polarization component of the field (horizontal);  $E_{main\_r1}$  – the main component of the field (vertical);  $\Delta\alpha_{r1}$  – ellipticity angle, determines the final denouement for real polarization antenna;  $\Delta\beta_{r1}$  – non-vertical angle, the errors of installation;

$\vec{p}_1^0 = (1 \ 0)^T$  – single polarization unit vector first radiator first antenna. The signal at the output of each receiving antenna in the form

$$\dot{U}_r(t) = \vec{p}_a^{T*} \cdot \vec{E}_r(t) \cdot K_a + \dot{U}_n(t) = \dot{U}_s(t) + \dot{U}_n(t), \quad (9)$$

where  $K_a$  – coefficient losses and transformative capacity of the receiving antenna (the effective length for vibrators);  $\dot{U}_n(t)$  – thermal noise of the receiver channel.

The signals from the output of the first channel of the first orthogonal polarization antenna (Fig.5) in the form

$$\vec{z}_{1k} = (\dot{z}_{111} \ \dot{z}_{121})^T. \quad (10)$$

At the output of the second channel first orthogonal polarization antennas have

$$\vec{z}_{2k} = (\dot{z}_{211} \ \dot{z}_{221})^T. \quad (11)$$

The signal of the third and fourth channels second orthogonal polarization antenna will be correspondingly

$$\vec{z}_{3k} = (\dot{z}_{112} \ \dot{z}_{122})^T, \quad (12)$$

$$\vec{z}_{4k} = (\dot{z}_{212} \ \dot{z}_{222})^T. \quad (13)$$

The resulting complex polarization vector signal at the output of multi-channel receiver will show in the form of components of the vectors

$$\vec{z}_{s\_out} = \left( \vec{z}_{1k}^T \ \vec{z}_{2k}^T \ \vec{z}_{3k}^T \ \vec{z}_{4k}^T \right)^T. \quad (14)$$

And in general form

$$\vec{z}_{s\_out} = (\dot{z}_{111} \ \dot{z}_{121} \ \dot{z}_{211} \ \dot{z}_{131} \ \dot{z}_{112} \ \dot{z}_{122} \ \dot{z}_{212} \ \dot{z}_{222})^T. \quad (15)$$

Resulting signal can be represented by dimensional density function ( $n=8$ ) with mean zero, which

we consider approaching the normal law

$$P(\vec{z}_{s\_out}) = \left( (2\pi)^r |\dot{M}| \right)^{-\frac{1}{2}} \exp \left\{ -\frac{1}{2} (\vec{z}_{s\_out})^{T*} \dot{M}^{-1} (\vec{z}_{s\_out}) \right\}, \quad (16)$$

where  $\dot{M}^{-1}$  – the inverse covariance matrix (CM).

CM replace its current assessment, we receive the results of a vector signal reception (11)

$$\dot{M} \approx \dot{M}_o(t) = \frac{1}{k-1} \sum_{i=1}^k \vec{z}_{is\_out}(t_i - T_0) \cdot \vec{z}_{is\_out}^{T*}(t_i - T_0). \quad (17)$$

Moreover, the value - should be sufficient in terms of estimation errors and stationary.

On the other hand, the estimate corresponds to a number of CM averaged readings, and thus a period of time averaging  $T_0$ , which is a value that depends on the correlation time signal  $t_{s\_corr}$  considering the change of polarization parameters. Note that the expression (17) represents an adaptation to the current changes in the polarization signal  $T_0 \ll t_{s\_corr}$ .

In reality, CM (8) is ill-conditioned, and hence the expression (17) will be incorrect. Therefore, it is appropriate to transfer the polarization vector of the signal (15) to the vector of its independent principal components. To do this, we note that the CM is Hermitian, and hence positive definite. Therefore, it belongs to a class of diagonalizable matrices. We have

$$\dot{M} = \vec{B} \cdot \Lambda \cdot \vec{B}^{T*}, \quad (18)$$

where  $\vec{B} = \begin{pmatrix} \vec{b}_1 & \vec{b}_2 & \vec{b}_3 & \vec{b}_4 & \vec{b}_5 & \vec{b}_6 & \vec{b}_7 & \vec{b}_8 \end{pmatrix}^T$  – matrix eigenvalue;

$\Lambda = \text{diag}(\lambda_1 \ \lambda_2 \ \lambda_3 \ \lambda_4 \ \lambda_5 \ \lambda_6 \ \lambda_7 \ \lambda_8)$  – matrix eigenvalue or spectrum of CM, and,  $\lambda_1 \geq \lambda_8$ .

Therefore, the vector of the principal components found as

$$\vec{z}_{s\_out_r}(t_i) = \vec{B}^{T*} \cdot \vec{z}_{s\_out}. \quad (19)$$

Now the probability density can be  $r$  - dimensional ( $r \leq n$ ) density distribution with mean zero

$$P(\vec{z}_{s\_out_r}) = \left( (2\pi)^r |\dot{M}_r| \right)^{-\frac{1}{2}} \exp \left\{ -\frac{1}{2} (\vec{z}_{s\_out_r})^{T*} \dot{M}_r^{-1} (\vec{z}_{s\_out_r}) \right\}. \quad (20)$$

Note that the true rank of CM signals, excluding the effect of noise and the degree of polarization is already known and is equal to two, as the flow of information  $S(t)$  the encoder transmitter has been divided into two orthogonal and thus independent sub stream  $S(t) = (S_1(t) \ S_2(t))^T$ . Therefore, the use of principal component will find the transforming matrix to highlight the components of the information flow in the form

$$S(t) \Rightarrow \begin{pmatrix} S_1(t) \\ S_2(t) \end{pmatrix} = \vec{z}_{s\_out_r}(t_i) = \begin{pmatrix} \vec{b}_1 & \vec{b}_2 \end{pmatrix}^{T*} \cdot \vec{z}_{s\_out}(t). \quad (21)$$

The proposed method to increase system capacity includes the following: business division of the transmitted information flow; transmitting of each of the sub-streams on orthogonal polarizations compensated polarization distortion of antennas; organization receiving the full polarization orthogonal polarization antennas with the ability to compensate for polarization distortion; estimate of the time taken by the correlation of radio waves; adaptive assessment CM received vector signal; finding the spectrum and eigenvectors of CM and their analysis; preparation of the transformation matrix of the first two eigenvectors of CM; converting the received vector signal into its major components; restore the flow of information through the use of principal component vector signal received.

For comparison, we define the capacity of channels (Fig. 2) and the probability of error (Fig. 3). Encoding - a simple binary phase. The possibility of errors was evaluated by the statistical method using the developed model and the functioning of the program channel MIMO antennas with orthogonal polarization and polarization with the distortion in the emission, distribution and reception. The number of simulated bits of information -  $10^6$ , number of tests - 25.

Note that if the capacity of the channel with a real polarization losses and the signal / noise ratio reaches a value at a probability of error  $F \leq 3 \cdot 10^{-4}$ , that the proposed channel with orthogonal polarization coding capacity is to be increased at a lower bit error  $F \leq 6 \cdot 10^{-5}$ .

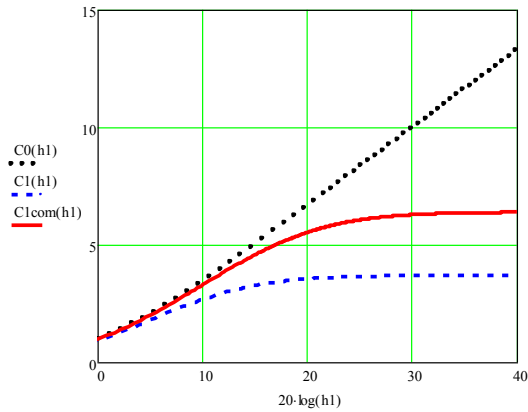


Figure 2. Capacity of channels

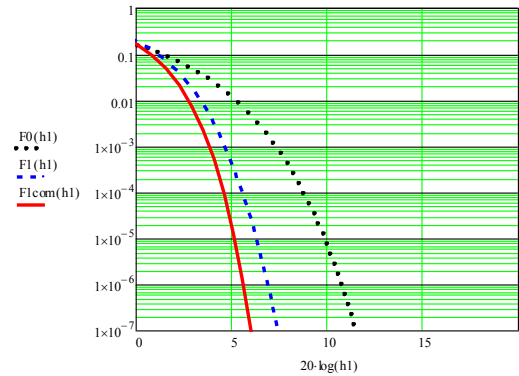


Figure 3. Probability of error

Results of the study indicate the possibility of increasing the capacity at a lower bit error rate due to develop proposals that is practical significance. A further area of research is the development of requirements to limit instabilities specifications processing devices, to parameters and different channels different phase's polarization channels with orthogonal polarization space-time coding.

## CONCLUSION

In summary, the mathematical model of variable polarization parameters receives radio waves allows us to investigate the influence of the error on the polarization and the degree of polarization of the radio waves on the channel capacity.

## REFERENCES

1. G.J. Foschini, "Layered space-time architecture for wireless communications in a fading environment when using multi-element antennas," *Bell Labs. Tech. J.*, pp.41-59, Aug. 1996.
2. R.D. Murch and K.B. Letaief, "Antenna systems for broadband wireless access," *IEEE Commun. Mag.*, vol.49, no.1, pp.70-83, April 2002.
3. K. Wong, R.S. Cheng, K.B. Letaief, and R.D. Murch, "Adaptive antennas at the mobile and base stations in an OFDM/TDM A systems," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol.49, no.1, pp. 195-206, 2001.

## HIERARCHICAL ROUTING WITH LOAD BALANCING IN WIRELESS MESH NETWORKS

Nevzorova Olena <sup>1</sup>, Mohamed Najm Abdulwahd <sup>2</sup>

<sup>1</sup> Kharkiv National University of Radioelectronics

61166, Ukraine, Kharkiv, Telecommunication Systems department

e-mail: [elena.nevzorova@rambler.ru](mailto:elena.nevzorova@rambler.ru)

<sup>2</sup> Al Iraqi University

IRAQ, Baghdad, Adamiya, Computer science, Information system department

e-mail: [Mohanad.najm@yahoo.com](mailto:Mohanad.najm@yahoo.com)

Two hierarchical routing models based on the goal coordination method have been investigated. The convergence of both models has been investigated. The factors of influence on the number of coordinating iterations were determined. The dependence of the number of iterations from flow rates was shown.

The advent of technological and cost-effective Wireless Mesh Networks (WMNs) significantly changed the process of organization both wireless access networks and radio networks. Transport network architecture of mesh networks has several advantages such as reliability, scalability, cost-effectiveness and simplicity in construction [1], [2].

In wireless networks the problem of packets routing between any pair of stations is more complicated than in wired networks. Because routing protocols in MR MC WMN must take into account the non-stationary character of topologies in addition to the general requirements regarding QoS and load balancing. In addition it's important that each station can be terminal, access point and router at the same time.

Like any complicated system mesh network is built in hierarchical manner. Therefore it is important to develop and use of adequate models and effective methods of hierarchical routing in mesh-networks based on the theory of hierarchical multilevel systems.

In order to describe structural features of wireless mesh network (fig.1) we'll use graph  $G = (M, E)$  in which set of vertices  $M$  represents mesh stations (mesh STAs)  $M = \{M_r, r = \overline{1, m}\}$ . Set of edges  $E$  represents wireless mesh links between mesh STAs. Variable  $\varphi_{ij}$  is the capacity of the link  $(i, j) \in E$ . To solve problem of routing in mesh network let us define control variable  $x_{ij}^{kr}$  which contain portion of packet flow from source to destination transmitted along link  $(i, j) \in E$ . Variable  $k_r$  is packet flow that is arriving through  $r^{\text{th}}$  mesh STA to the network. Variable  $\lambda^{kr}$  is the rate of  $k_r$  flow.

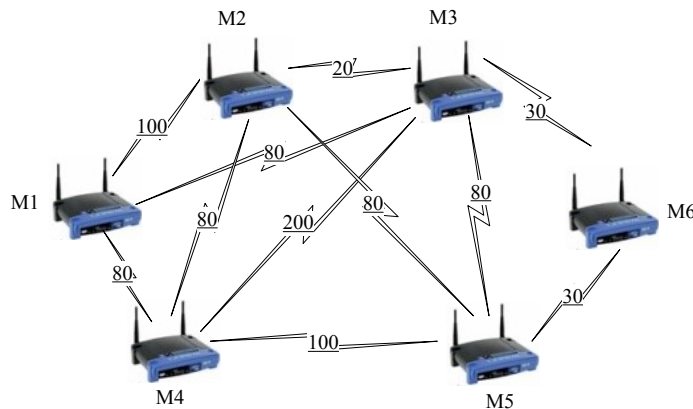


Fig.1. Example of wireless mesh network

In the proposed model it is necessary to provide the flow conservation condition [3]

$$\left\{ \begin{array}{l} \sum_{j:(i,j) \in E} x_{ij}^{k_r} - \sum_{j:(j,i) \in E} x_{ji}^{k_r} = 1, \text{ if } i^{\text{th}} \text{ is mesh-station sender;} \\ \sum_{j:(i,j) \in E} x_{ij}^{k_r} - \sum_{j:(j,i) \in E} x_{ji}^{k_r} = 0, \text{ if } i^{\text{th}} \text{ is transitmesh-station;} \\ \sum_{j:(i,j) \in E} x_{ij}^{k_r} - \sum_{j:(j,i) \in E} x_{ji}^{k_r} = -1, \text{ if } i^{\text{th}} \text{ is mesh-station receiver.} \end{array} \right. \quad (1)$$

The system (1) must be satisfied for each packet flow. In addition, in order to prevent overload of links it is important to fulfill the conditions:

$$\sum_{r \in M} \sum_{k_r \in K} \lambda^{k_r} x_{ij}^{k_r} \leq \varphi_{ij} \alpha, \quad (2)$$

where  $\alpha$  - upper border threshold of link resource utilization in load balancing [4].

However, it's impossible consider the condition (2) explicitly on an individual mesh-station when calculating of routing variables is decentralized. Because mesh STAs define flow paths without information about the results of calculation on others stations. That's why the condition (2) can be written as follows:

$$\sum_{k_r \in K_r} \lambda^{k_r} x_{ij}^{k_r} \leq \varphi_{ij} \alpha_r - \sum_{\substack{s \in M \\ s \neq r}} \sum_{k_s \in K_s} \lambda^{k_s} x_{ij}^{k_s}. \quad (3)$$

where

$$\alpha = \sum_{r \in M} \alpha_r.$$

The multipath routing can be realized in the following way [3]:

$$0 \leq x_{ij}^{k_r} \leq 1. \quad (4)$$

The condition (3) can be represented in vector-matrix form:

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

where  $\bar{x}_r$  is a vector whose coordinates are control variables  $x_{ij}^{k_r}$ ;  $\bar{x}_s$  is a vector whose coordinates are control variables  $x_{ij}^{k_s}$ ,  $B_r, C_{rs}$  are matrices formed according to condition (3).

As the optimality criterion for calculation of the vector  $\bar{x}_r$  can be chosen the minimum of next objective function:

$$F = \sum_{r \in M} \alpha_r. \quad (6)$$

To solve the optimization problem which was formulated, it is used goal coordination method [3]. Application of the goal coordination method will allow minimize the using of link resource. This method allows organizing multipath routing with consistent inclusion of the most productive routes if the one that already in use is overloading.

Taking the unconditioned extremum problem, it is necessary to maximize the Lagrangian by the Lagrange multipliers:

$$\min_{\bar{x}, \alpha_r} F = \max_{\mu} L,$$

where

$$L = \sum_{r \in M} L_r, \quad (7)$$

$$L_r = \alpha_r + \mu_r^l (B_r \bar{x}_r) - \sum_{\substack{s \in M \\ s \neq r}} \mu_s^l C_{rs} \bar{x}_s, \quad (8)$$

in order to all variables were attributed to index  $r$ .

Thus, the Lagrangian (7) takes the separable form. The general routing problem was decomposed into a number of routing tasks (according to the number of mesh stations). Optimization is realized by the two-level scheme. The task of minimizing (7) defines the lower level of calculations. The main task of upper level is coordination the solutions obtained from the lower level to prevent overload of links (3) and packet loss. Either mesh station or the separate server can serve as coordinator [3].

It is carried out a modification of Lagrange multipliers on the upper level:

$$\mu_r(n+1) = \mu_r(n) + \nabla \mu_r, \quad (9)$$

where  $n$  is the number of iteration;  $\nabla \mu_r$  is gradient of the function calculated from the results of calculation routing tasks in each sender which was obtained at the upper level:

$$\nabla \mu_r(x) \Big|_{x=x^*} = B_r \bar{x}_s^* - \sum_{\substack{s \in M^+ \\ s \neq r}} C_{rs} \bar{x}_s^*. \quad (10)$$

The coordinator modifies the gradient of the function (10) in case of overload thus increase the value of the Lagrange multipliers vector (9), i.e. to the value of the Lagrange multipliers vector at the previous iteration is added the changed value of the gradient function (10). Then coordinator sends new values to mesh STAs.

Mesh-stations take into account the Lagrange multipliers vector modifying in the construction of new routing tables. This algorithm is repeated until there is a problem of overload links.

The optimal solutions are obtained by aspiration of the gradient (9) to zero. Increasing of the number of coordination iterations leads to a proportional increasing of both service traffic volume and time of solving routing tasks. Therefore it is important to minimize the number of iterations in the calculations without reducing the effectiveness of the proposed solutions [3],[4].

The investigation of method (9) and (10) convergence for example was considered for the wireless mesh network structure which represented on Fig.1. Network consists of 6 mesh-stations and 11 links. Bandwidth of links is shown on links (1/s). The dependence of the number of iterations (9) from flow rates was set during the research. The number of flows equaled two. First flow transmitted from the first mesh-station to the third station. Second flow transmitted from fifth mesh-station to the third one. The maximum flow rate from each source was 200 1/s, because if flow rate is more than 200 1/s there is an overload of links in mesh network.

The study was conducted for two models of hierarchical routing based on the goal coordination method. One of them is model with quadratic objective function and other is the model with using the criterion  $\alpha$  (6). Visually the dependence of the number of iterations from flows rates using the first model with quadratic objective function are shown on Fig.2. a). Visually the dependence of the number of iterations from flows rates using the second model with using the criterion  $\alpha$  (6) are shown on Fig.2. b).

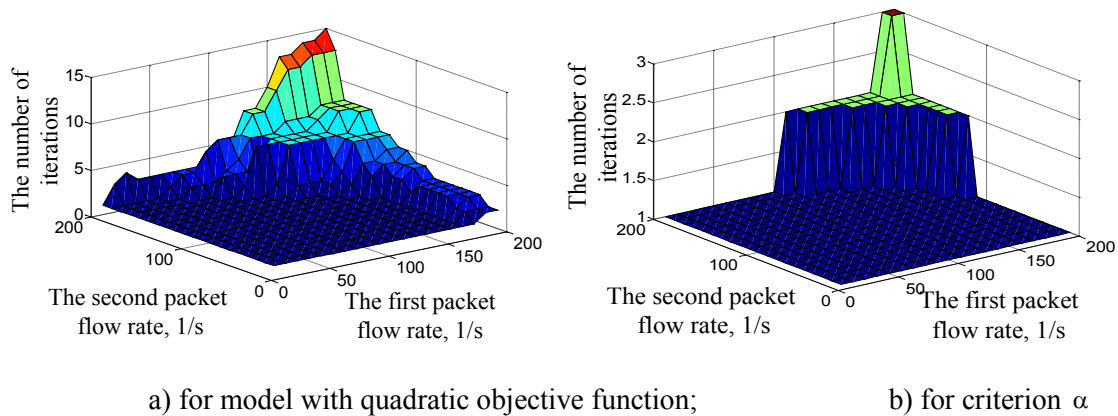


Fig. 2. The dependence of the number of iterations from flow rates

Fig.2.a) shows that the number of iteration increases with an increasing of flow rates, i.e. the convergence of hierarchical routing method is slowing down. The maximum number of iterations equals 15 when flow rates equal 200 1 / s from each mesh-station sender. Fig.2. b) shows that the maximum number of iterations using the model with the criterion  $\alpha$  equals 3 when flow rates equal 200 1 / s from each sender. Thus using criteria  $\alpha$  significantly influenced on the quantitative result of coordination method convergence, namely the number of iterations decreased on average from 1.5 to 5 times depending from the flow rate.

## REFERENCES

1. Akyildiz I.F., Wang X., Wang W. Wireless mesh networks: a survey // *Computer Networks*. – 2005. – Vol. 47, №2. – P. 445–487.
2. Singh K., Behal S. Review on Routing Protocols in Wireless Mesh Networks // *International Journal of Application or Innovation in Engineering & Management (IJAIEM)*. – 2013. – Vol. 2, Iss. 2. – P. 143-149.
3. Lemeshko O., Nevzorova O., Ahmad Hailan. The increasing convergence of coordination procedure in the implementation of multipath hierarchal routing // *First International Scientific-Practical Conference “Problems of Infocommunications Science and Technology”*, Kharkiv, Ukraine. – 2014. – P. 45 - 48.
4. Seok Y., Lee Y., Kim C., Choi Y. Dynamic Constrained Multipath Routing for MPLS Networks // *IEEE International Conference on Computer Communications and Networks*. – 2001. - №3. - P. 348 - 353.

## СТВОРЕННЯ КОНСТРУКЦІЙ ОПТИЧНИХ З'ЄДНУВАЛЬНИХ ПРИСТРОЇВ ТА РОЗРОБКА ТЕХНОЛОГІЇ ЇХ ЗБИРАННЯ

Аллахверанов Р.Ю., Іхтіяров А.Ю.

Харківський національний університет радіоелектроніки

61166, Харків, пр. Леніна, каф. ТАВР, (057) 702-14-86,

E-mail: [tavr@kture.kharkov.ua](mailto:tavr@kture.kharkov.ua); факс (057) 702-14-86

In this work, authors consider the creation of structures of optical connectors and assembly technology development. For the development of optical fiber connectors for the LEDs are defined tolerances mismatch fiber LEDs. In the design process into account the effect of grinding and polishing of the entire manufacturing process of the optical connectors.

Контактні оптичні з'єднувальні пристрої (ОЗП) мають більш просту конструкцію по порівнянню з ОЗП, в яких використовуються елементи узгодження. Однак лінзові з'єднувальні пристрої менш чутливі до стирання сполучених деталей по порівнянню з контактними, тобто контактні ОЗП мають менший термін служби.

З точки зору тривалості та складності виробництва цих двох типів ОЗП обладнання для виготовлення лінзових ОЗП використовується теж саме, що й для контактних ОЗП, плюс додаткове для виготовлення мікролінз (відносно оптичних наконечників). Тобто виготовлення лінзових ОЗП коштує дорожче. Для розробки ОЗП для волоконних світловодів (ВС) були визначені поля допусків на розузгодження ВС, які б забезпечували при найменшій трудоемкості виробництва ОЗП прийнятні втрати на рівні 0.17 - 0.25 дБ.

Контактні ОЗП мають більш просту конструкцію, та їх втрати обумовлюються ступенем перекриття площадей торців ВС, величиною зазору поміж ними, а також френелівськими втратами на торцях цих ВС. Причому по порівнянню із багатомодовими ВС усі наведені фактори, що впливають на поле допусків, для одномодових ОЗП повинні за точністю узгодження бути вище на порядок. При простому суміщенні торців ВС для отримання з'єднання з малими втратами крім допусків на неспіввісність жили та оболонки ВС необхідно брати до уваги й допуски на капіляри, цанги і арматурні деталі, поля допусків яких знаходяться у тісному взаємозв'язку. Отже питання узгодження, суміщення одномодових ВС залежить від побудови технологічних процесів обробки, збирання, контролю усіх деталей ОЗП.

При проектуванні також необхідно брати до уваги й вплив процесів шлі-фовки та поліровки на увесь технологічний процес виготовлення ОЗП, тому що абразиви, суспензії, час обробки та інше також впливають на точність виготовлення ОЗП в цілому.

Технічні вимоги до елементів багатомодових ОЗП:

- величина діаметру базової (циліндричної) поверхні наконечника –  $2.5_{-0.04}^{+0.04}$  мм;
- неперпендикулярність торцевої поверхні наконечника відносно базової (циліндричної) поверхні не більш  $0,3^\circ$ ;
- радіальне биття базової (циліндричної) поверхні відносно серцевини ВС - 0.003 мм;
- шорсткість торцевої поверхні ВС - капіляр  $R_z=0.2$  мкм.

Технічні вимоги до елементів ОЗП одномодових ВС:

- величина діаметру базової (циліндричної) поверхні наконечника  $2.5_{-0.0007}^{+0.0002}$  мм;
- неперпендикулярність торцевої поверхні наконечника відносно базової (циліндричної) поверхні не більше  $0,3^\circ$ ;
- радіальне биття базової (циліндричної) поверхні відносно серцевини ВС - 0.001мм;
- шорсткість торцевої поверхні ВС  $R_z=0,1$  мкм..

Забезпечення наведених вимог потребує проведення активного контролю на протязі усього процесу виготовлення. Основні операції контролю, які треба виконувати, наступні:

- контроль величини діаметру (циліндричної) базової поверхні наконечника;
- контроль неперпендикулярності торцевої поверхні наконечника відносно базової поверхні і не перпендикулярності торцевої поверхні;
- контроль радіального биття циліндричної (базової) поверхні відносно вісі серцевини ВС;
- контроль шорсткості торцевої поверхні ВС;



- контроль діаметра серцевини ВС, щільності заповнення епоксидного клею поміж волокон і капіляром (для багатомодових ОЗП), якості обробки торцевої поверхні ВС і капіляра.

У багатомодовому з'єднувальному пристрої ВС (рисунок 1) закріплюється у наконечнику 1 через капіляр з клеєм. Такі циліндричні наконечники сполучаються за допомогою зовнішнього, теж каліброваного циліндра - цанги або розрізної втулки. Усі частини, які утримують ВС: капіляр, втулка, арматурні деталі потребують високої точності. У такій конструкції наконечника використовується капіляр, як елемент армування, що значно поліпшує якість збирання та забезпечує її простоту. Наконечник виготовлено з нержавіючої сталі, що дозволяє збільшити зносостійкість з'єднувача, якість обробки поверхні. Фіксація сполучення -здійснюється епоксидною смолою.

Геометричні похибки складених наконечників ОЗП усуваються за допомогою станка обробки наконечників, у склад якого введено додатковий пристрій активного контролю та вузол плавного регулювання (центровки) серцевини ВС з віссю шпинделя., що забезпечує точність обробки діаметру наконечника з точністю до 1 мкм і менше.

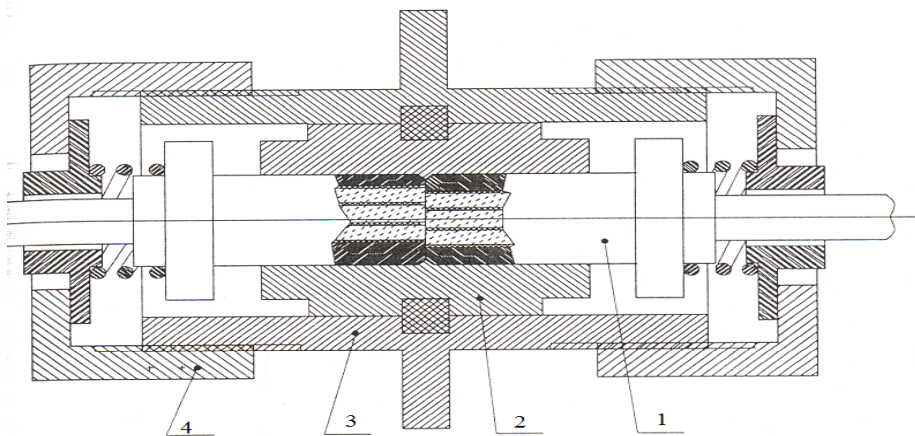


Рисунок 1 - Схема конструкції роз'ємного багатомодового ОЗП

Основною частиною конструкції є оптичний наконечник, який в значній мірі визначає якість та надійність виробу. Наконечник повинен забезпечувати:

- розташовування серцевини волокна з високою точністю відносно базової поверхні, фіксацію та запобігання механічним діям;
- надійний контакт з кабельною частиною;
- жорсткість базової поверхні відносно серцевини;
- жорсткість складання для можливої механічної обробки;
- стійкість до агресивних середовищ, кліматичних умов, вібрацій.

Забезпечення високоточного розміщення оптичного волокна у наконечнику здійснюється шляхом обробки (або формування) базової поверхні відносно серцевини волокна, що вже зафіксоване у наконечнику.

Для виготовлення корпусу багатомодових наконечників використовуються високолеговані сталі типу 12X18H10T та 40X13. На рисунку 2 наведено конструкцію багатомодового наконечника в зборі з капіляром та волокном.

В конструкції багатомодового оптичного наконечника використовується кварцовий капіляр для юстировки світлового потоку по куту.

Конструкція одномодових ОЗП у загальному така ж, як й багатомодового ОЗП. Але армування наконечниками одномодових волокон значною мірою відрізняється від багатомодових. Різниця полягає у тому, що наконечники одномодових ОЗП безкапілярні. В них виготовляється прецизійний отвір діаметром 0.135..0.140 мм. Для цього використовується прецизійний верстат *KHAUBLIN BOSCH*.

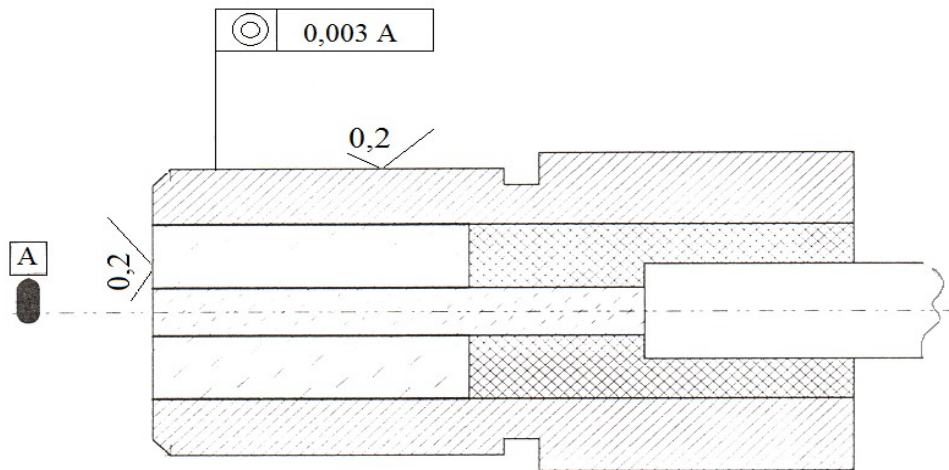


Рисунок 2 - Схема багатомодового наконечника

Інший варіант наконечника пресується з металокераміки з технологічним отвором 1 під обробний дріт електроерозійного верстату. Прецизійний отвір 2 волокно  $0.135^{+0.01}$  виконується методом електроерозійної обробки. Таким чином одномодове волокно вклеюється у наконечник безпосередньо, а не як багатомодове - через капіляр .

З'єднувальні втулки та муфти призначено для прецизійної стиковки наконечників, захисту місця стиковки від забруднень, механічних діянь. В даних конструкціях використовуються втулки, які мають найбільш поширену форму - циліндричну базову поверхню. Вони здійснюють центрування за рахунок пружних властивостей деформації матеріалу або примусового обтиску. Конструктивно вони мають вигляд втулок з поздовжніми розрізами. Прорізання поздовжніх пазів виконується електроерозійним методом .

Усі втулки (одномодові та багатомодові) на остаточній операції підлягають калібруванню прецизійними калібрами та алмазними пастами.

Виготовлення з'єднувача поділяється на етапи, що наведено на структурній схемі (рисунок 3).



Рисунок 3 - Загальна схема виготовлення ОЗП

Виготовлення корпусних деталей ОЗП здійснюється звичайними методами механічної обробки.

Найбільш складними і багатоопераційними етапами у такій схемі є збирання наконечника та механічна обробка торця наконечника і його базової поверхні.

Схема технології збирання.

1. Підготовча.

Перевіряється цілісність кабеля та оптичні втрати.

2. Установочна.

3. Обробна:

- знімається зовнішня захисна оболонка ВС;
- знежирений капіляр збирається з ВС та наплавляється на поліамідну оболонку;
- здійснюється вклейка ВС у капіляр епоксидним клеєм. Клей вбирається у капіляр за рахунок термоудара.

4. Формовочна.

На зовнішній оболонці формується різьба.

5. Складальна :

- кабель у зборці з капіляром вклеюється (епоксидним клеєм) у наконечник (у одномодових ОЗП волокно безпосередньо вклеюється у наконечник);

- кабель вміщується у сушильну шафу для полімеризації клею при  $+50^{\circ}$  на 5 годин.

6. Попереднє шліфування торця до  $R_z \leq 0,63$  мкм.

7. Попередня обробка базової поверхні наконечника відносно серцевини ВС до  $2,530_{-0.006}$  мм.

8. Шлифівка і поліровка торця до  $R_z < 0,1$  мкм.

9. Обробка базової поверхні наконечника серцевини ВС до  $2,5_{-0.002}$  мм, неспіввісність серцевини ВС та вісі базової поверхні не більше 1 мкм.

10. Остаточна поліровка торця до  $R_z \leq 0,1$  мкм.

Розробка ОЗП відбувалася за наступними напрямками

- розробка одноконтактних ОЗП з використанням оптичних наконечників стик у стик (фізичний контакт);

- розробка ОЗП з використанням проміжних мікролінз;

- розробка одномодових однополюсних з'єднувальних пристроїв;

- розробка польових з'єднувальних пристроїв.

Запобігання недоліку контактних ОЗП - його більшій чутливості до стирань сполучених деталей, здійснюється використанням більш твердих матеріалів, завдяки чому досягається достатньо тривалий термін служби пристроїв.

#### **ПЕРЕЧЕНЬ ССЫЛОК**

1. Оптические системы связи / Дж. Гауэр - М.: Радио и связь, 1989.

2. Заславский К.Е.. Учебное пособие. Волоконно-оптические системы передачи. Часть 3.- Н.: СибГАТИ, 1997 –61с.

3. Бутусов, М.М. Волоконная оптика и приборостроение / М.М. Бутусов, С.Л. Галкин и др. – Л.: Машиностроение, Ленингр. отд-ние, 1987. – С. 251–255.

4. Беловодов М.И., Дианов Е.М., Лучников А.В. Волоконные оптические направленные ответвители с малыми потерями//Квант. Электроника. 1980. Т. 7. 1578-1580.

5. Григорьич В.В., Чаморовский Ю.К. Исследование характеристик волоконных светодиодов методом обратного рассеяния//Радиотехника. 1982г. Т. 37. С. 79-84.

# РАСПОЗНАВАНИЕ ТИПОВ РАДИОИЗЛУЧЕНИЙ ПРИ РАДИОКОНТРОЛЕ

Безрук В.М., Лебедев О.Г.

Харьковский национальный университет радиоэлектроники

61166, Харьков, пр. Ленина, 14 тел. (057) 702-14-29

bezruk@kture.kharkov.ua

Method for signals selection and recognition, based on the probabilistic model in form of an autoregressive process are proposed. Practical significance of application of the proposed method in the field of radio monitoring is conducted.

## ВВЕДЕНИЕ

Одна из важнейших функций управления использованием радиочастотного спектра является автоматизированный радиоконтроль (радиомониторинг). Радиоконтроль (РК) основан на решении сложной задачи пространственно-спектрально-временной обработки радиоизлучений (РИ) в широком диапазоне частот. Для упрощения проводится ее декомпозиция на ряд относительно самостоятельных задач обработки сигналов, в частности: селекция и распознавание заданных типов РИ, выявление новых неизвестных РИ, распознавание видов и оценивание параметров модуляции новых неизвестных РИ, распознавание источников радиоизлучений. Для распознавания РИ при РК необходимо предварительное выполнение значительного числа технических операций, связанных с поиском РИ по частоте, времени и направлению, анализом их спектра, измерением параметров принятых РИ, их селекцией и собственно распознаванием по различным признакам.

Из-за действия помех и многих других неконтролируемых факторов обрабатываемые сигналы, соответствующие РИ в радиотехнических комплексах автоматизированного радиоконтроля, носят случайный характер с априори неизвестными статистическими характеристиками. Априорная неопределенность преодолевается с использованием обучающих выборок заданных сигналов. Однако при РК на обработку поступает множество неизвестных сигналов, для которых не всегда можно получить классифицированные обучающие выборки. Это усложняет обработку и распознавание сигналов при РК и определяет необходимость применения специальных методов, отличающихся от хорошо развитых методов обработки сигналов на фоне помех в системах радиосвязи, радиолокации и радионавигации. В условиях сложной и быстро меняющейся радиоэлектронной обстановки требуется применение более сложных наукоемких автоматизированных средств РК. Возникает необходимость использования при синтезе алгоритмов распознавания сигналов вероятностных моделей, адекватных реальным задачам РК.

В работе приведено решение задачи распознавания заданных сигналов при наличии класса неизвестных сигналов, которое основано на описании сигналов вероятностной моделью в виде процессов авторегрессии. Приведены некоторые результаты решения задачи распознавания заданных типов РИ, характерных для автоматизированного РК.

## 1. Решающее правило распознавание заданных сигналов при наличии класса неизвестных сигналов

Задачам распознавания сигналов в условиях априорной неопределенности уделяется значительное внимание. При этом преодоление априорной неопределенности осуществлялось с использованием обучающих выборок распознаваемых сигналов. Обычно полагалось, что число проверяемых гипотез  $M$  равно числу распознаваемых сигналов. Однако в реальных прикладных задачах РК возникают ситуации, когда наблюдаемый сигнал может не принадлежать к числу заданных классов и должен быть отнесен к  $(M + 1)$ -му классу неизвестных сигналов, не заданному в статистическом смысле. Причем их обучающие выборки по ряду причин либо вообще не могут быть получены, либо являются неподставительными. Такие нетрадиционные задачи распознавания сигналов в условиях повышенной априорной неопределенности характерны при проведении автоматизированного РК. Рассмотрим некоторые особенности решения таких задач распознавания сигналов [1].

Полагается, что распознаваемые сигналы представлены конечномерными случайными  $L$ -мерными векторами  $\mathbf{x}$ , по реализациям которых принимаются решения. Задаются  $(M + 1)$ -у гипотезы, которые могут быть сделаны в отношении наблюдаемых сигналов:  $H^i, i = \overline{1, M}$  – для заданных сигналов,  $H^0$  – для неизвестных сигналов, объединенных в  $(M + 1)$ -й класс. Плотности вероятности заданных сигналов  $W(\mathbf{x}^i | H^i, \boldsymbol{\alpha}^i), i = \overline{1, M}$  заданы с точностью до случайных векторных пара-

метров  $\alpha^i$ ,  $i = \overline{1, M}$ , а для  $(M + 1)$ -го класса плотность вероятности неизвестна. Заданы также априорные вероятности гипотез  $P(H^i) = P_i$ , причем  $\sum_{i=0}^M P_i = 1$ . Считается также, что заданы обучающие выборки  $M$  сигналов  $\{\mathbf{x}_r^i, r = \overline{1, n_i}; i = \overline{1, M}\}$ , а обучающая выборка для  $(M + 1)$ -го сигнала ( $i = 0$ ) отсутствует либо является непредставительной.

Для описания реальных РИ, представленных радиосигналами с энергетическим спектром, которые характеризуются наличием ярко выраженных экстремумов, может быть использована авторегрессионная (АР) модель. При этом решающее правило распознавания заданных сигналов при наличии неизвестных сигналов для случая гауссовских авторегрессионных последовательностей определяется соотношениями:

$$H^i : K_k(\mathbf{x}) \leq \Lambda_k, \quad k = \overline{1, M}, \quad (1a)$$

$$K_k(\mathbf{x}) - K_i(\mathbf{x}) + \ln \frac{(2\pi\sigma_i)^{p_i-L}}{(2\pi\sigma_k)^{p_k-L}} \geq \ln \frac{P_k}{P_i}, \quad (1б)$$

$$H^{M+1} : K_k(\mathbf{x}) > \Lambda_k, \quad k = \overline{1, M}. \quad (1в)$$

Здесь  $K_k(\mathbf{x}) = \frac{1}{2\sigma_k^2} \sum_{l=p+1}^L \left[ x_l - \mu_k - \sum_{j=1}^{p_k} \phi_j^k(x_{l-j} - \mu_k) \right]^2$ ;  $\Lambda_k = \ln \frac{(2\pi)^{\frac{L}{2}} \sigma_k^{L-p_k} \lambda_k}{P_k}$  – пороговые значения, определяемые из условия обеспечения заданных вероятностей правильного распознавания заданных сигналов;

$p_k, a_j^k$  – порядок и параметры АР модели для  $k$ -го сигнала.

Согласно этому правилу, решение в пользу  $i$ -го заданного радиосигнала принимается в два этапа: при выполнении хотя бы одного из неравенств (1а), а также при выполнении системы неравенств (1б). Когда выполняются неравенства (1в), решение принимается в пользу неизвестных сигналов из  $M + 1$ -го класса.

В решающем правиле (1) полагается, что параметры АР моделей для  $M$  заданных сигналов известны. При неизвестных параметрах АР моделей необходимо получить их оценки хорошо развитыми методами, в частности, методом Юла–Уокера. При этом по классифицированным обучающим выборкам вычисляются оценки корреляционных функций заданных сигналов и оцениваются параметры АР модели в результате решения соответствующего уравнения Юла–Уокера. Получено, что для многих практических задач РК порядок АР модели для описания реальных сигналов  $p$  оказывается небольшим (единицы, десятки) при длине наблюдаемой последовательности отсчетов сигналов  $L$ , достигающей сотен и даже тысяч. Это позволяет получить «экономное» описание сигналов с точки зрения реализационных затрат

## 2. Некоторые результаты исследований распознавания заданных типов РИ

При исследовании решающего правила распознавания (1) получены рабочие характеристики методом статистического моделирования на выборках радиосигналов с различным видом и параметрами модуляции, характерных для задачи РК. Для радиосигналов размерность исходного описания составляла  $L = 512$ , объемы выборок для каждого сигнала – по 1000 реализаций. На рис. 1 приведены энергетические спектры этих сигналов.

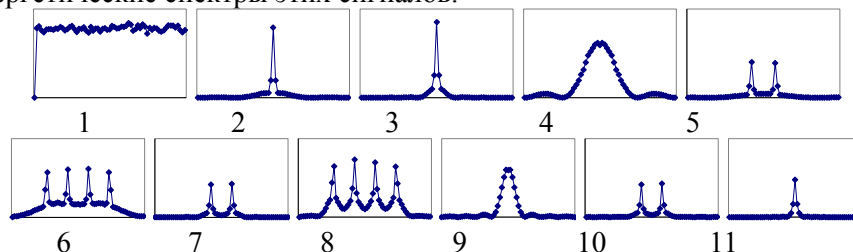


Рис. 1. Энергетические спектры радиосигналов, использованных при исследованиях

Получена зависимость оценки средней вероятности ошибочного распознавания  $M$  сигналов  $P_{i \text{ о. ср.}}$  от используемого порядка модели  $p$  (рис. 2). Видно, что для порядка АР модели  $p = 20$  достигается достаточно высокое качество распознавания сигналов. Дальнейшее увеличение порядка

модели  $p$  лишь незначительно снижает  $P_{i0\text{ ср.}}$ , что свидетельствует о достаточно высокой информативности описания радиосигналов АР моделью относительно небольшого порядка.

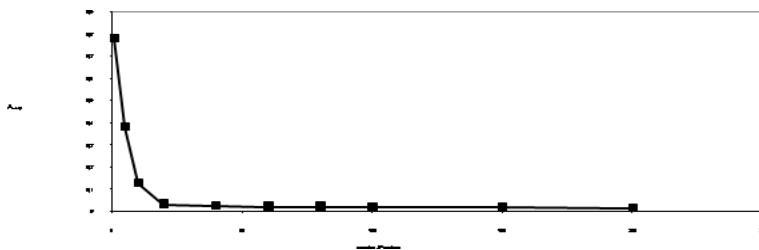


Рис. 2. Зависимость средней вероятности ошибочного распознавания от порядка АР модели сигналов

Исследованы также показатели качества решения задачи распознавания  $M$  заданных радиосигналов при наличии радиосигналов из  $M + 1$ -го класса с применением решающего правила (1). В качестве  $M$  заданных сигналов использовались сигналы №1–6, остальные пять сигналов представляли  $M + 1$ -й класс неизвестных сигналов. Оценивались такие показатели качества распознавания:  $P_{н/з}$  – вероятность ошибочных решений о действии неизвестных сигналов из  $M + 1$ -го класса при условии предъявления  $M$  заданных сигналов;  $P_{з/н}$  – вероятность ошибочных решений о действии  $M$  заданных сигналов при условии предъявления неизвестных сигналов из  $M + 1$ -го класса. В результате исследований получены диаграммы обмена показателей качества распознавания в виде зависимости оценок  $P_{н/з}$  от  $P_{з/н}$  при различных длительностях реализаций сигналов  $L=256$  и  $L=512$  (рис. 3).

Эти зависимости показывают, что уменьшение потенциально возможного значения одного из показателей качества распознавания может быть достигнуто лишь за счет ухудшения значения другого показателя. Такой обмен значений взаимосвязанных и антагонистических показателей качества распознавания радиосигналов может осуществляться изменением пороговых значений  $\Lambda_k$  в решающем правиле (1).

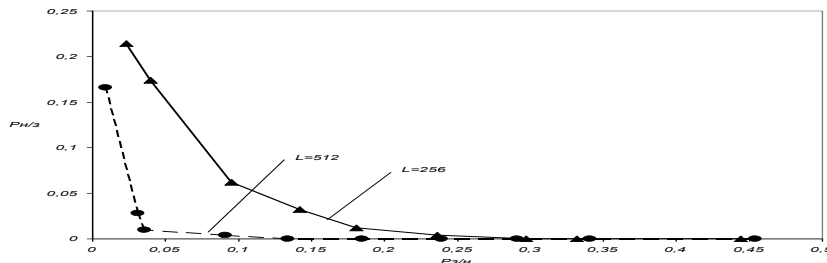


Рис. 3. Диаграммы обмена ошибок распознавания заданных радиосигналов

## ВЫВОДЫ

В работе рассмотрены вопросы синтеза и анализа алгоритма селекции и распознавания заданных радиосигналов при использовании вероятностной модели в виде авторегрессионных процессов. Получены результаты исследований алгоритма распознавания радиосигналов, приемлемые для задач радиоконтроля.

## ПЕРЕЧЕНЬ ССЫЛОК

1. Безрук В.М., Певцов Г.В. Теоретические основы проектирования систем распознавания сигналов для автоматизированного радиоконтроля: Монография. - Харьков: Коллегиум, 2007. - 430 с.

# ПРОБЛЕМА ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ СОВМЕСТИМОСТИ В ПРОГРАММНО-КОНФИГУРИРУЕМЫХ СЕТЯХ

Белоусова Е.Э.

Харьковский национальный университет радиоэлектроники 61166, Харьков, пр. Ленина, каф. Телекоммуникационных систем, тел. (057) 702-13-20, E-mail: tkc@kture.kharkov.ua ; факс (057) 702-13-20

In the presented work the brief review of actuality of introduction of the programmatic-configured networks is produced in the common use for the increase of the productivity and improvement of rate of data. Besides such networks are able to decide the great number of problems with that not in forces to manage traditional networks, for example increases of traffic, safety and efficiency. Thus the programmatic-configured networks will allow to create more economical network infrastructure, because does not require an expensive equipment. But nevertheless and the considered networks are exposed to the problem of electromagnetic compatibility and require creation of methods of monitoring of the state of network for an operative antiblackout.

## ВВЕДЕНИЕ

Современные информационные технологии с каждым годом предъявляют все большие требования к масштабируемости и гибкости компьютерных сетей. Число пользователей растет, с каждым днем передаются все большие объемы информации и операторы вынуждены искать новые решения для сетей, ведь традиционные системы уже не выдерживают такой нагрузки.

Программно-конфигурируемые сети (ПКС), как ожидается, помогут устранить ряд имеющихся проблем и вознести информационные технологии на совершенно новый уровень. ПКС способствуют созданию программируемых, точно управляемых, автоматизированных, гибких и экономичных сетевых инфраструктур.

## 1. Сущность

По оценкам специалистов на сетевую инфраструктуру приходится более 15% всего ИТ-бюджета. Но при этом она не всегда способна быстро и эффективно адаптироваться к меняющимся современным требованиям и условиям передачи данных. Наблюдающиеся современные тенденции такие, как постоянный рост объемов трафика, мобильность пользователей, виртуализация, облачные вычисления совершенно поменяли требования к сетевым инфраструктурам, которые были, например 10 лет назад. Поэтому эксперты выходом из создавшегося положения считают внедрение программно-конфигурируемых сетей.

Главной идеей ПКС является разделение и отдельная реализация функций передачи трафика, а также управления. В традиционных маршрутизаторах и коммутаторах эти процессы реализуются неотделимо. В ПКС, хоть структура сети и может включать в себя множество различных устройств и не от одного производителя, но работает слаженно как один логический коммутатор. Поэтому администраторы такой сети могут осуществлять управление намного эффективнее и проще, ведь не требуется постоянно мониторить состояние каждого отдельного коммутатора, есть возможность программировать сети как единую систему.

Как следствие, программно-конфигурируемая сеть отличается простой эксплуатации и прекрасной масштабируемостью. При этом коммутаторы могут иметь простую структуру и что немаловажно небольшую стоимость. Характеристики ПКС администратор может оперативно менять в режиме реального времени, что сокращает время, затрачиваемое на внедрение инновационных сервисов и приложений.

Программные интерфейсы контроллера позволяют создать различные приложения с множеством полезных функций для осуществления управления сетью. Более того разработчику такого приложения даже не обязательно знать все нюансы работы того или иного конкретного сетевого устройства.

Следует отметить, что концепция ПКС реализуется благодаря поддержке протокола OpenFlow. Протокол OpenFlow предлагает реализацию нового механизма обработки сетевых нагрузок и обеспечивает программно-конфигурируемым сетям динамичность и интероперабельность.

Первые коммутаторы с поддержкой OpenFlow появились в 2008 году, с тех пор они постоянно совершенствовались и дорабатывались. В 2012 году было известно уже 9 новых видов коммутаторов с реализацией протокола OpenFlow. На данный момент существует специальная линейка коммутаторов и маршрутизаторов с поддержкой OpenFlow, которые могут осуществлять свою деятельность, как в традиционных сетях, так и в программно-контролируемых под управлением контроллера.

Контроллер может быть установлен как на виртуальном сервере, так и на кластере серверов,

чтобы добиться большего уровня отказоустойчивости и производительности. Такое устройство реализует конфигурирование сетевых устройств на базе прописанных правил, тесно взаимодействуя с компонентами инфраструктуры ПКС по протоколу OpenFlow. В числе остальных функций, выполняемых контроллером, такие как сетевая виртуализация, управление трафиком, авторизация, аутентификация и обеспечение безопасности передаваемых данных.

Одной из задач требующих решения при внедрении в широкую эксплуатацию программно-конфигурируемых сетей является проблема электромагнитной совместимости. Любая сеть стремится к тому, чтобы обеспечивать максимальное качество предоставления услуг в режиме реального времени, но некоторые факторы могут ухудшить качество передачи и приема данных, например помехи в канале. Помехи могут приводить к задержкам передачи пакетов или же открывать доступ к несанкционированным действиям, направленным на нарушение конфиденциальности передаваемой информации.

Для того чтобы решить проблему помехозащищенности в ПКС требуется создать специальную методику, которая бы была основана на постоянном мониторинге состояния сети с целью выявления и быстрого урегулирования неполадок в реальном масштабе времени. Благодаря такой методике появится возможность устранить или же минимизировать влияние помех и добиться повышенного уровня качества передачи.

Для проектирования и создания описанной методики необходимо создать единую модель взаимодействия элементов ПКС, создать метод анализа, который бы учитывал случайный характер влияний и их динамику, а также создать методику мониторинга и контроля параметров ПКС, которая бы позволяла осуществлять оперативный контроль и оценку обслуживания.

Использование же протокола OpenFlow облегчит эту задачу, так как позволяет администратору видеть все действующие в ПКС потоки трафика. Так что выявить помехи, задержки или неполадки можно будет своевременно при использовании специального метода.

Следует отметить, что уже существующие методы мониторинга для программно-конфигурируемых сетей не подойдут, так как такая система требует реализации абсолютно новых решений. К тому же уже известные методы мониторинга и управления хороши для классических сетей, но не справляются со своими функциями в применении к ПКС.

## **ВЫВОДЫ**

Уже в ближайшие годы программно-конфигурируемые сети перекроют сетевой рынок и совершенно изменят подход к проектированию, разработке, развертыванию, доставке приложений и управлению сетью. Это ситуация обозначена тем, что рост трафика в несколько раз наблюдается практически каждый год, что требует увеличения скорости передачи, но при этом пользователи не готовы к повышению тарифов и взлету их на заоблачный уровень. Поэтому идеальным решением будет внедрение многофункциональных, легкоуправляемых и экономичных программно-конфигурируемых сетей. Поэтому решение проблемы влияния электромагнитных помех на ПКС имеет значительную важность и актуальность. Ведь использование ПКС позволит получить дополнительные прибыли, увеличить производительность системы, снизить затраты на составные элементы сети, сделать администрирование более комфортным и быстрым, а также улучшить безопасность передачи.

## **ПЕРЕЧЕНЬ ССЫЛОК**

1. Steven Vaughan-Nichols. OpenFlow: The Next Generation of the Network // IEEE Computer. - 2011.
2. Ефимушкин, В. А. Международная стандартизация программно-конфигурируемых сетей [Текст] / В. А. Ефимушкин, Т. В. Дедовских // Журн. Электросвязь. – 2014. - № 8. - с. 3-9.
3. Бакланов, И. Г. Современный рынок измерительной техники: состояние, тенденции и решения [Текст] / И. Г. Бакланов // Журн. Вестник связи. - 2000. - № 8. - с. 21-24.
4. Барсков, А. Г. SDH: от восхода до заката [Текст] / А. Г. Барсков // Журн. Сети и системы связи. - 2000. - №10 (60). - с. 84-87.
5. Барсков, А. Г. Анализаторы SDH идут в массы [Текст] / А. Г. Барсков // Журн. Сети и системы связи. - 2001. - № 5 (69). - с. 64-70.



# ОБЕСПЕЧЕНИЕ УСЛОВИЙ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ СОВМЕСТИМОСТИ ЦЕПЕЙ ДИСКРЕТНОЙ И АНАЛОГОВОЙ ИНФОРМАЦИИ КАБЕЛЕЙ СЕТИ АБОНЕНТСКОГО ДОСТУПА

Бондаренко О.В., Рябушей А.И.

Одесская национальная академия связи им. А.С. Попова

65029, Одесса, ул. Кузнечная 1, каф. Волоконно-оптических линий связи, тел. (048) 705-04-55, E-mail: vols@onat.edu.ua

We studied the dependence of transitive attenuation at the near end  $A_0$  on the line length  $l$  and the time of operation of the line for the assessment of electromagnetic compatibility of cable's circuits of subscriber access networks.

Электромагнитная совместимость цепей кабелей сетей абонентского доступа (САД) обеспечивает одновременную передачу разных типов информации, сигналами с различными параметрами.

Основные принципы решения проблемы электромагнитной совместимости цепей дискретной и аналоговой информации зависят от ряда факторов, в том числе от технического состояния кабелей, и в первую очередь от стабильности их параметров (коэффициента затухания, защищенности от переходных помех и переходного затухания на ближнем конце) [1], а также от выполнения условий электромагнитной совместимости (ЭМС) этих цепей.

Условия ЭМС определяют уровень взаимных помех в цепях различного назначения в одном кабеле, при котором обеспечиваются нормируемые достоверность и качество информации, передающейся дискретными и аналоговыми сигналами.

В свою очередь, условия ЭМС в ансамбле этих цепей обеспечивается выполнением норм переходного затухания между цепями на ближнем конце ( $A_0$ ) на частоте 1000 Гц при заданных параметрах сигналов.

Одной из задач организации сетей абонентского доступа на базе существующих линий, является их физическое состояние, в первую очередь, по сопротивлению изоляции жил, рабочей емкости, асимметрии сопротивления рабочих пар, рабочему затуханию на ближнем конце на частоте 1000 Гц.

Согласно [1] в низкочастотных кабелях типа ТППЭп  $A_0$  должно быть не менее 69,5 дБ на частоте максимального сосредоточения энергии 1024 кГц при структуре кода HDB-3, используемого в оборудовании xDSL и числе влияющих цепей цифрового уплотнения  $N$  равном 3.

Требуемая величина  $A_0$  определяется по выражению [1]:

$$A_0 = a_3 + \alpha l + 10 \lg N, \quad (1)$$

где  $a_3$  – защищенность от переходных помех – 24,6 дБ;  $\alpha l$  – собственное затухание линии, дБ;  $N$  – количество влияющих цепей xDSL.

Как известно кабели САД, как правило, по электрическим характеристикам не удовлетворяют нормам из-за большого срока эксплуатации. Последнее является следствием старения полиэтиленовой изоляции жил кабеля, изменения её диэлектрической проницаемости и тангенса угла диэлектрических потерь.

В данной работе проведены исследования  $A_0$  в зависимости от изменения значений коэффициента затухания  $\alpha$  кабеля типа ТППЭп–50×2×0,5 в процессе эксплуатации на протяжении 30 лет при длинах линии САД 300, 500 и 1000 метров. Результаты расчетов приведены в табл. 1.

При этом значение  $\alpha$  согласно [3] принималось при начале эксплуатации кабеля равным 23,4 дБ/км, а при эксплуатации 25-30 лет наблюдалось его увеличение на 10...15% [2].

Таблица 1 – Зависимость  $A_0$  от коэффициента затухания и длины линии  $l$

при $f=1024$ кГц, $d_0=0,5$ мм, $N=3$				
$l, \text{ м}$	$\alpha$	$A_0$	$\alpha$	$A_0$
300	23,4	36,391	26,91	37,444
500		41,071		42,826
1000		52,771		56,281
	при введении линии в эксплуатацию		через 25-30 лет эксплуатации линии	

## **ВЫВОДЫ**

1. Результаты исследования условия ЭМС по зависимостям  $A_0$  цепей САД на частоте 1024 кГц от времени и длины линии показали, что:

–  $A_0$  на длине от 300 м до 1000 м увеличивается на 45% в начале эксплуатации линии, и на 50% через 25-30 лет эксплуатации;

–  $A_0$  через 25-30 лет, с момента введения линии в эксплуатацию, увеличивается от 3% до 7% для длины линии от 300 до 1000 м.

2. Данные значения  $A_0$  меньше нормы. Поэтому для нормальной работы оборудования xDSL необходим отбор пар в кабельной линии для определения возможности дальнейшей эксплуатации кабеля либо применения «ресурсосберегающих» технологий при восстановлении его параметров.

## **ПЕРЕЧЕНЬ ССЫЛОК**

1. Ю.А. Парфенов, Д.Г. Мирошников Последняя миля на медных кабелях. – М.: Эко-Трендз, 2001. – 221с.

2. Парфенов Ю.А., Белов Ю.Н., Вознюк В.Н. Новая технология восстановления кабельных линий. СПб: ИА “Энергомашиностроение”, 2006. 88с., 38 ил.

3. ГОСТ Р 51311–99 Кабели телефонные с полиэтиленовой изоляцией в пластмассовой оболочке

## ПРИМЕНЕНИЕ БЕСПРОВОДНЫХ СЕНСОРНЫХ СЕТЕЙ ДЛЯ МОНИТОРИНГА ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ПОЛЕЙ

Власова В.А.

Харьковский национальный университет радиоэлектроники  
61166, Харьков, пр. Ленина, каф. Сети связи, тел. (057) 702-14-29,  
E-mail: zлата\_ne@bk.ru

In this work described problems of monitoring sensor networks creation for radiating equipment of telecommunications in territory of big cities. Possible methods and algorithms of construction that of systems and use of geo information systems for an estimation of distribution of electromagnetic radiation of means and visualization of electromagnetic conditions are discussed. Offered to use sensor on magnetolectric materials for electromagnetic monitoring.

Реалии сегодняшнего дня диктуют необходимость учета последствий взаимодействия созданной человеком техносферы с окружающей природной средой при решении любых прикладных задач. Проблемы экологии и охраны окружающей среды становятся важнейшими и актуальнейшими как в научно-технической, так и в социально-экономической сферах, поскольку последствия хозяйственной деятельности человека все чаще и чаще приобретают глобальные масштабы.

И в быту, и в процессе трудовой деятельности человека окружают разнообразные технические средства, создающие электромагнитные поля (ЭМП), которые обладают различными пространственно-временными характеристиками. Причем для одних технических средств генерация электромагнитной энергии является специфической особенностью, диктуемой их функциональным назначением, а для других – напротив, побочным явлением. Однако, в обоих случаях, генерируемые поля являются активным фактором загрязнения окружающей среды и источником помех для телекоммуникационного оборудования.

Обычно вопросы мониторинга ЭМП относятся к специфической области знания – «электромагнитной экологии» и решаются при помощи электромагнитного мониторинга, включающего в себя:

- расчетное прогнозирование ЭМП, что весьма важно для стадий разработки, проектирования и размещения технических средств города, являющихся источниками ЭМП;
- инструментальный контроль электромагнитной обстановки на стадии эксплуатации объектов и их комплексов;
- разработку мероприятий и рекомендаций по защите от ЭМП и нормализации городской электромагнитной обстановки.

Безусловно, данные об электромагнитной обстановке в масштабах современного крупного города представляют собой массивы значительного объема. При этом весьма существенным обстоятельством, отличающим такие данные от результатов, получаемых в иных формах экологического мониторинга, является привязанность к географическим координатам. Действительно, области высокого ЭМП оказываются локализованными вблизи мест расположения технических средств-источников, а результирующая электромагнитная обстановка образует сложную пространственную картину, привязанную к рельефу местности.

Иными словами, неотъемлемой частью технологии контроля электромагнитной обстановки является частная технология визуализации и графической обработки геоэкологической информации.

Использование геоэкологического картографирования электромагнитной обстановки весьма целесообразно еще и ввиду того обстоятельства, что практически во всех крупных регионах Украины в настоящее время созданы и развиваются комплексные геоинформационные системы, в том числе и экологической направленности. Присутствие в данных системах компонентов, содержащих информацию об экологической обстановке по фактору электромагнитного излучения, очевидно, крайне желательно.

Первым этапом геоэкологического мониторинга электромагнитной обстановки города является инвентаризация излучающих технических средств, которая должна выполняться при участии служб Укрчастотнадзора, транспортного и энергетического хозяйства города. Результатом инвентаризации является создание базы данных параметров и характеристик излучающих технических средств, необходимых для дальнейших операций. База данных должна сопрягаться с электронной картой местности, на которой в виде семантических вложений можно видеть характеристику и параметры объекта. Результаты первого этапа позволяют получить исходные данные о размещении технических средств, обуславливающих результирующую электромагнитную обстановку в городе.

На втором этапе, на основании исходных данных, формируются данные мониторинга электромагнитной обстановки расчетными, экспериментальными или комбинированными методами, привязанные к конкретной географической локализации источников.

При формировании иерархии данных об источниках излучения целесообразно ввести некую систему классов, которая в дальнейшем определит унифицированные семантические структуры объектов.

В соответствии с вышеизложенными принципами излучающие технические средства города следует классифицировать и группировать, прежде всего, по пространственному критерию. При этом возникают две группы (подсистемы) в качестве объектов разрабатываемой технологии:

- группа распределенных источников ЭМП;
- группа локальных источников ЭМП.

В состав первой группы входят два типа распределенных источников: воздушные и подземные линии электропередач и цепи питания электротранспорта. При этом каждый источник вполне характеризуется набором параметров таких как, расстояние между проводниками, их пространственная ориентация, взаимное расположение, координаты концов участков, а также некоторыми специфическими характеристиками, индивидуальными для каждого объекта.

Вторую группу образуют источники ЭМП, локализованные в пространстве, такие как технические средства радиовещания и телевидения, подвижной радиосвязи и т.п. Следует отметить, что реальный характер пространственной локализации объектов может существенно различаться. В качестве примера можно привести различие пространственной локализации технических средств (антенн) телевизионной башни (вертикальная топология) и передающего радицентра ВЧ, СЧ и НЧ-диапазонов (горизонтальная топология).

Основной проблемой контроля электромагнитной обстановки методом непосредственных измерений на местности, является актуализация полученных данных. Обновление информации происходит крайне медленно – это связано, прежде всего, с большими территориями контроля [1].

Частично решить проблему актуализации данных решается установкой стационарных установок мониторинга. Однако такое решение требует значительных затрат – а в результате информация об электромагнитной обстановке обновляется на небольших участках контролируемых площадей.

Для того, чтобы увеличить контролируемую площадь, не устанавливая дополнительные стационарные устройства мониторинга, на практике используют периодические «выезды в поле» с мобильными устройствами мониторинга. Мобильное устройство мониторинга чаще всего состоит из широкополосного приемного устройства с возможностью организации записи данных на внешний носитель. Также вместе с данными об источниках электромагнитной обстановки записываются текущие координаты мобильного устройства мониторинга. После организации таких выездов, полученные данные обрабатываются в автоматическом или полуавтоматическом режиме, происходит сравнение полученных данных с базой зарегистрированных устройств и т.д.

Основным недостатком такой организации мониторинга электромагнитной обстановки является низкая степень актуальности полученных данных, кроме того не регистрируются источники излучения, которые в момент проезда вблизи них устройства мониторинга находились в отключенном состоянии.

Альтернативным решением данной проблемы актуализации данных может стать создание подвижной сенсорной сети контроля электромагнитной обстановки, постоянно «патрулирующей» улицы города.

Сегодня технология беспроводных сенсорных сетей на основе стандартов 802.15.4/ZigBee является единственной беспроводной технологией, с помощью которой можно решить задачи мониторинга и контроля, которые критичны к времени автономной работы датчиков. Объединенные в беспроводную сенсорную сеть, датчики образуют распределенную, самоорганизующуюся систему сбора, обработки и передачи информации. Основной областью применения является контроль и мониторинг измеряемых параметров



Рис. 1. Структура БСС

различных физических полей, сред и объектов.

Структурная схема сенсорной сети мониторинга ЭМП может состоять из двух основных элементов: центральный модуль управления и мобильный модуль сбора данных.

Центральный модуль управления – должен представлять программно-аппаратный комплекс, выполняющий следующие основные функции: сбор данных с мобильных модулей, классификацию и хранение собранных данных, управление функциями мобильных модулей, вывод (визуализацию) данных для оператора системы.

Программным ядром центрального модуля управления может стать специальная геоинформационная система (ГИС). Основным этапом работы модуля будет сбор данных – в данном случае необходимо формировать файлы векторных или растровых данных с координатами мобильного модуля и дополнительными атрибутами в виде сканированной информации [1]. При этом на этапе сбора для оптимизации дальнейших процессов необходимо проводить первичную классификацию данных и использовать различные хранилища для разных диапазонов частот.

В качестве подвижной платформы для мобильных модулей системы контроля в мегаполисе предлагается использовать общественный транспорт – такое решение позволит оперативно получать данные об изменениях электромагнитной обстановки с высокой степенью актуальности данных и широкой зоной охвата, а использование геоинформационных систем для сбора, обработки и визуализации данных позволит построить высокоэффективный инструмент контроля электромагнитной обстановки на территории мегаполиса. Каждая установка снабжена управляющим контроллером, измерительным устройством, накопителем данных, системой позиционирования и беспроводным интерфейсом.

В качестве чувствительных элементов предлагается использовать датчики на магнитоэлектрических (МЭ) материалах, которые предназначены для работы в цепях постоянного и переменного тока и фиксируют наличие как переменного электромагнитного поля, так и постоянного магнитного поля [2].

В зависимости от определяемой величины возможно применение для измерения: напряжённости поля (эрстедметры), направления поля (инclinаторы и деклинаторы), градиента поля (градиентометры), магнитной индукции (тесламетры) и т.п.



Рис. 2. Внешний вид

Рассмотрим конструкцию МЭ датчика (рис. 2). Она представляет собой структуру, состоящую из тонкой пластины пьезокерамики ЦТС (цирконата-титаната свинца,  $0.9[\text{Pb}(\text{Zr}_{0.52}\text{Ti}_{0.48})\text{O}_3]-0.1[\text{Pb}(\text{Zn}_{1/3}\text{Nb}_{2/3})\text{O}_3+3\text{mol}\%\text{MnO}_2]$ ) и двух металлических магнитострикционных обкладок из аморфного магнито-мягкого сплава на основе железа-метгласа (FeBSiC). Слоёв метгласа может быть в одной обкладке не один, а несколько, в зависимости от необходимой чувствительности.

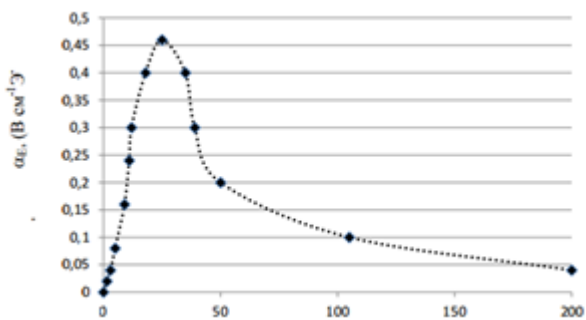


Рис. 3. Зависимость чувствительности датчика

в постоянном поле 200 А величины  $0,04 \text{ В}\cdot\text{см}^{-1}\cdot\text{А}^{-1}$ .

На основе МЭ датчиков можно разработать сенсорный узел для измерения ЭМП, структурная схема которого приведена на рис. 4.

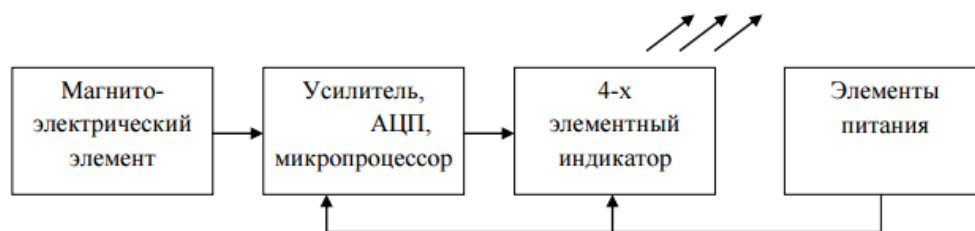


Рис. 4. Конструкция сенсорного узла

Сенсорный узел для измерения ЭМП предназначен для обнаружения и индикации электромагнитных полей широкого диапазона частот. Технические характеристики:

Частота детектируемого сигнала – 10 кГц...500 ГГц;

Диапазон регистрируемых сигналов – 0,005...5 Гс;

Чувствительность магнитоэлектрического элемента – 40 мВ/Э

#### ПЕРЕЧЕНЬ ССЫЛОК

1. Довбыш В.Н. Визуализация электромагнитной обстановки, создаваемой телекоммуникационными техническими средствами, расположенными на больших территориях [Текст]/ В.Н. Довбыш, В.С. Сивков, Ю.М. Сподобаев// Антенны. – №10(113). – 2006. – С. 58-62.

2. Соловьев И.Н. Датчики электромагнитного поля [Текст]/ И.Н. Соловьев, А.Н. Соловьев, Р.В. Петров, Д.В. Коваленко// СТА Пресс «Современная электроника». – №1. – 2011.

## ОБЕСПЕЧЕНИЕ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ СОВМЕСТИМОСТИ В СИСТЕМАХ РЕ- ТРАНСЛЯЦИИ РАДИОСИГНАЛОВ

Во Зуй Фук, Зиньковский Ю.Ф., Зинченко М.В.

Национальный технический университет Украины

«Киевский политехнический институт»

03056, г. Киев, ул. Политехническая, 12, корп. 17, каф. Конструирования и производства радиоаппаратуры, тел. (044) 454-94-20

e-mail: voduypnuc@bigmir.net

The features of functioning of telecommunications systems retransmission of informative signal by the intermediate conversion in other radio frequency range are observed. It is shown that at designing of these systems, taking into account the necessary electromagnetic compatibility is necessary to use a single nonlinear model, which allows to take into consideration the influence of stray fields on the characteristics of nonlinear elements. It is deduced, that distortion of volt-ampere descriptions of semiconductor mixer under acting of the strange electromagnetic field will reduce the efficiency of frequency conversion. The analysis of converting of radio signal frequency in other frequency range is conducted. Intermodulation noise levels on combination frequencies which through parasite feedbacks are able to worsen spectral efficiency of informative channel are appraised.

### ВВЕДЕНИЕ

Известно, что соответствие параметров и характеристик телекоммуникационных систем в плане электромагнитной совместимости (ЭМС) необходимо проверять на всех этапах проектирования. Чем выше уровень проектирования, тем сложнее устранение влияния недооцененных факторов путем корректировки архитектуры, взаимосвязей, элементной базы, режимов работы, чтобы обеспечить выполнение требований технического задания.

Учет нелинейных свойств элементов телекоммуникационных систем всегда является одной из важнейших задач проектирования. С одной стороны нелинейные превращения сигналов тщательным образом моделируются, с другой – из-за сложности архитектуры телекоммуникационной системы и образующих ее устройств, нелинейные свойства отдельных элементов могут вносить многочисленные искажения в информационный сигнал: изменение уровней спектральных составляющих и насыщения спектра дополнительными гармониками (нелинейными продуктами). Особенно такие искажения ощутимы для систем, которые работают с сигналами, уровни которых приближены к шумам [1].

### 1. Основная часть

Одним из важных элементов телекоммуникационной техники является смеситель. В простейшем случае это полупроводниковый диод, вольт-амперная характеристика (ВАХ) которого в области рабочих токов имеет выраженную нелинейность. Если ВАХ полупроводникового прибора по каким-либо причинам подвергается искажению, то в работе системы возникнут ощутимые отклонения от заданных параметров.

На рис. 1 представлена упрощенная блок-схема телекоммуникационной подсистемы ретрансляции путем промежуточного конвертирования радиосигнала в другой частотный диапазон (рассеивающий конвертер). Рассмотренная подсистема интегрирована в базовый ретранслятор GSM-сигнала и дублирует его функции, что актуально в тех случаях, когда ретрансляторы разнесены друг от друга (более 10 км) и короткие волны испытывают существенное затухание в среде распространения, параметры которой изменчивы во времени [1]. Особенностью рассеивающего конвертера есть наличие отдельной приемной антенны, преселектора, полосового фильтра с шириной пропускания 453-457.5 МГц, смесителя на базе полупроводникового диода, гетеродина с рабочей частотой 455,5 МГц, усилителя промежуточной частоты, который усиливает преобразованный сигнал в случае превышения им порогового уровня, и общей с ретранслятором GSM-сигнала передающей антенны.

Принцип работы телекоммуникационной системы с рассеивающим конвертером состоит в том, что при слабом уровне сигнала стандарта GSM ретранслятор принимает сигнал на более длинных волнах.

Рассмотрим влияние наводок от усилителя GSM передатчика на работу смесителя рассеивающего конвертера.

На рис. 2 представлены экспериментальные ВАХ смесителя – СВЧ диода типа 2A604A, для различных значений мощности электромагнитного поля (ЭМП), создаваемого усилителем передатчика мобильной связи стандарта GSM (890-915 МГц) [2, 3].

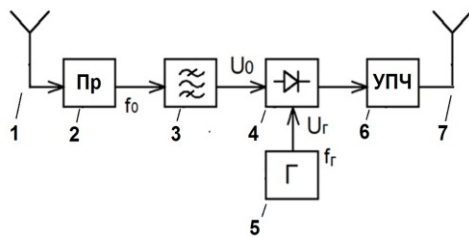


Рисунок 1 – Блок-схема телекоммуникационной подсистемы ретрансляции: 1 – приемная антенна; 2 – преселектор; 3 – полосовой фильтр; 4 – смеситель; 5 – гетеродин; 6 – усилитель промежуточной частоты; 7 – передающая антенна ретранслятора GSM-сигнала

Для аппроксимации представленных на рис. 2 кривых применим полином 5-го порядка [4]. Аппроксимация ВАХ полиномом  $n$ -й степени предусматривает выбор  $n$ -го количества точек на соответствующей характеристике с последующим формированием системы из  $n$  уравнений вида:

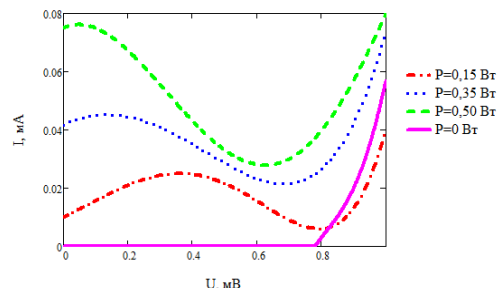


Рисунок 2 – ВАХ СВЧ диода при разных значениях мощности ЭМП.

$$I_o = a_1 U_{\text{выход}} + a_2 U_{\text{выход}}^2 + a_3 U_{\text{выход}}^3 + \dots + a_{n-1} U_{\text{выход}}^{n-1} + a_n U_{\text{выход}}^n, \quad (1)$$

где  $a_1, \dots, a_n$  – коэффициенты аппроксимации.

Соответствующие коэффициенты аппроксимации экспериментальных ВАХ согласно (1) при разных значениях уровней мощности ЭМП представлены в табл. 1.

Таблица 1 – Значения коэффициентов аппроксимации экспериментальных ВАХ

	a1	a2	a3	a4	a5
P=0 Вт	-8,453	36,585	-59,053	41,931	-10,954
P=0.15Вт	0,055	0,04	-0,173	-0,251	0,358
P=0,35 Вт	0,056	-0,234	0,123	-0,019	0,107
P=0,50 Вт	0,048	-0,541	0,513	0,182	-0,197

Полученные аппроксимирующие выражения для искаженных полей характеристик полупроводникового прибора позволяют проанализировать преобразование сигнала телекоммуникационной подсистемой ретрансляции.

Для упрощения решения уравнений описывающих нелинейное преобразование в смесителе, используем следующие обозначения:

$$U_0 \cos \omega_0 t = a, \quad U_r \cos \omega_r t = b, \quad U_c = c,$$

где  $U_0, U_r$  – амплитуды информационного и гетеродинного сигналов,  $U_c$  – напряжение смещения рабочей точки смесителя,  $\omega_0$  – круговая частота информационного сигнала,  $\omega_r$  – круговая частота гетеродина.

Тогда уравнение тока на выходе смесителя примет вид

$$I_d = (a + b + c)a_1 + (a + b + c)^2 a_2 + (a + b + c)^3 a_3 + (a + b + c)^4 a_4 + (a + b + c)^5 a_5. \quad (2)$$

Из (2) получим выражения для составляющих спектра тока на выходе смесителя

$$\begin{aligned} i(\omega_0 + \omega_r) &= a_2 U_r U_0 + a_4 \left[ 1,5(U_r U_0^3 + U_0 U_r^3) + 3U_r U_0 U_c^2 \right]; \\ i(2\omega_0 - \omega_r) &= a_3 1,5U_r U_0^2 + a_5 (1,25U_r U_0^4 + 1,875U_r^2 U_0^3 + 3,75U_r U_0^2 U_c^2); \\ i(2\omega_r - \omega_0) &= a_3 0,75U_0 U_r^2 + a_5 (1,25U_0 U_r^4 + 1,875U_0^2 U_r^3 + 3,75U_0 U_r^2 U_c^2); \\ i(3\omega_0 - 2\omega_r) &= a_5 0,25U_0^2 U_r^3; \quad i(3\omega_r - 2\omega_0) = a_5 0,25U_r^3 U_0^2. \end{aligned}$$

Рассмотрим зависимость уровней нелинейных продуктов от степени искажения ВАХ смеси-



теля во время действия на него наводок от усилителя GSM передатчика. При этом учтем, что принятая на расстоянии 10 км мощность сигнала составляет  $7 \cdot 10^{-10}$  Вт (91,5 дБВт или -61,5 дБмВт), амплитуда электрического поля равна 0,0039 В/м, напряжение на входе приемника соответствует 0,132 мВ.

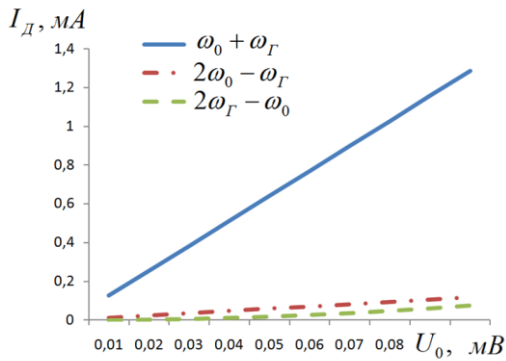


Рисунок 3 – Уровни нелинейных продуктов на выходе смесителя при отсутствии ЭМП,  $U_\Gamma = 0,1$  мВ,  $U_c = 0,85$  мВ

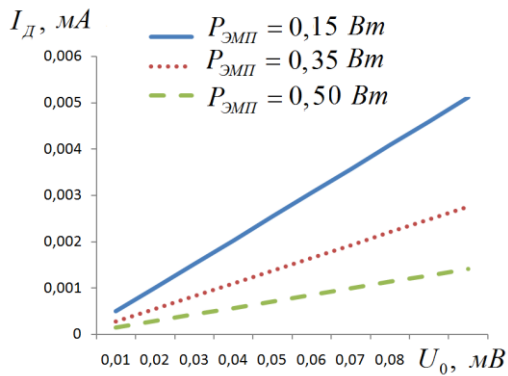


Рисунок 4 – Уровни преобразованного смесителем сигнала на комбинационной частоте  $\omega_0 + \omega_\Gamma$ ,  $U_\Gamma = 0,1$  мВ,  $U_c = 0,85$  мВ

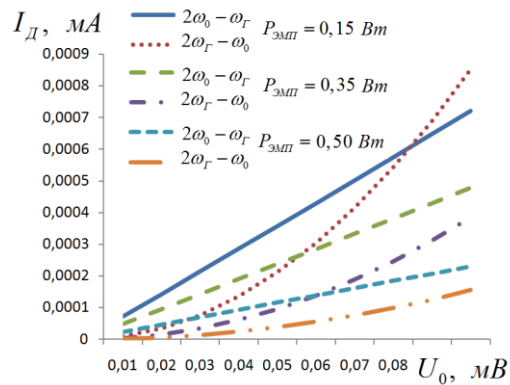


Рисунок 5 – Уровни интермодуляционных помех на выходе смесителя,  $U_\Gamma = 0,1$  мВ,  $U_c = 0,85$  мВ

На рис.3 показаны уровни нелинейных продуктов на выходе смесителя при отсутствии наводок от усилителя GSM передатчика (принимаемый GSM-сигнал на частоте 890-915 МГц отсутствует), при этом интермодуляционные помехи представлены гармониками на комбинационных частотах третьего порядка (гармоники на комбинационных частотах пятого порядка пренебрежимо малы).

Согласно рис. 4, 5 с увеличением мощности ЭМП уровень преобразованного смесителем сигнала на комбинационной частоте уменьшается, то есть имеем ухудшение КПД преобразования частоты. При мощности поля в 0,5 Вт рассеивающий конвертер перестает выполнять свои функции, поскольку сигнал на выходе смесителя не будет превышать пороговый уровень УПЧ.

Из рис. 5 видно, что интермодуляционные помехи на гармониках с комбинационными частотами третьего порядка могут создавать серьезную проблему в плане спектральной эффективности информационного канала, поскольку находятся в диапазоне работы рассеивающего конвертера (453-457.5 МГц). Поэтому спектральная эффективность информационного канала, созданного подсистемой резервной ретрансляции, определяется глубиной паразитных обратных связей: между входом и выходом смесителя, выходом смесителя и входом полосового фильтра, выходом смесителя и приемной антенной.

Таким образом, проверку параметров и характеристик телекоммуникационных систем для улучшения электромагнитной совместимости (ЭМС) необходимо выполнять на всех этапах проектирования. Для этого необходимо рассматривать телекоммуникационную систему единой нелинейной моделью без разделения анализа на приемную и передающую части. Особенно это актуально во время проектирования телекоммуникационных систем ретрансляции радиосигналов, во время работы которых могут возникать искажения характеристик нелинейных элементов и интермодуляционные помехи на комбинационных частотах, ухудшающие спектральную эффективность информационного канала.

## ВЫВОДЫ

При проектировании телекоммуникационных систем с учетом необходимой электромагнитной совместимости нужно использовать единую нелинейную модель, которая позволяет учитывать влияние наводок на характеристики нелинейных элементов. Так, искажение вольт-амперных характеристик полупроводникового смесителя под воздействием относительно мощного электромагнитного

поля приведет к ухудшению коэффициента полезного действия преобразования частоты. При конвертировании частоты радиосигнала в другой частотный диапазон возможно появление значимых по уровню интермодуляционных помех на комбинационных частотах, которые через паразитные обратные связи способны ухудшить спектральную эффективность информационного канала.

#### **ПЕРЕЧЕНЬ ССЫЛОК**

1. Закиров С. Г. Сотовая связь стандарта GSM. Современное состояние, переход к сетям третьего поколения / С. Г. Закиров, А. Ф. Надев, Р. Р. Фай-зуллин. М.: Эко-Тренд. 2004. 264 с.
2. Усанов Д. А. Воздействие мощного микроволнового излучения на полупроводниковые диодные структуры в цепях СВЧ / Д. А. Усанов, А. В. Скрипаль, С. Б. Вениг, В. Е. Орлов, Н. В. Угрюмова, В. Н. Посадский, А. А. Клецов // Известия высших учебных заведений. Радиоэлектроника. НТУУ «КПИ». – 2003. – № 3. – С. 40–48.
3. Зинченко М. В. Рассеивание плоских волн системой симметричных вибраторов с нелинейными нагрузками при воздействии нелинейного радиолокатора / М. В. Зинченко, Ю. Ф. Зиньковский // Известия высших учебных заведений. Радиоэлектроника. НТУУ «КПИ». – 2010. – Том 53. – № 10. – С. 24–34.
4. Voloshin A. P. Analysis and Calculation of Current-Flow Amplitude Spectrum of a Microwave Mixer Diode at Poly-Harmonic Excitation/ A. P. Voloshin, G. A. Yena, Yu. G. Nikitenko // Izvestiya VUZ. Radioelektronika, 2007, Vol. 50, No. 2, pp. 55-65.

## ИСПЫТАНИЯ ПОДВИЖНОГО СОСТАВА НА ЭЛЕКТРОМАГНИТНУЮ СОВМЕСТИМОСТЬ С УСТРОЙСТВАМИ СИГНАЛИЗАЦИИ И СВЯЗИ

Гаврилюк В.И., Мямлин С.В.

Днепропетровский национальный университет железнодорожного транспорта,  
49010, Днепропетровск, ул. Лазаряна, 2, каф. автоматики, телемеханики и связи,  
тел. (056) 373 15 04,

E-mail: vl.gavrilyuk@gmail.com, sergeymyamin@gmail.com

Based on carried out theoretical and experimental investigations of the propagation of traction current from electrical rolling stock in the rails, the simulation model for scientific support of testing of new type of rolling stock on electromagnetic compatibility with signaling systems has been developed. The simulation of distribution of interference from rolling stock in double-track rail lines has been carried out. The statistical parameters of harmonic interference of traction current in rails were analyzed. An adequacy of the model was confirmed by comparison of the calculated and experimentally measured values. The model was successfully used for analysis of the test results for new type of rolling stock.

### ВВЕДЕНИЕ

Электрифицированные железные дороги (ЭЖД) являются мощным пространственно распределенным источником электромагнитных помех. Вопросы обеспечения электромагнитной совместимости (ЭМС) ЭЖД со слаботочными линиями автоматики и связи решались в процессе электрификации железных дорог. Однако проблема ЭМС на ЭЖД сохраняет свою актуальность и в настоящее время. Этому способствует широкое применение на магистральном транспорте электроподвижного состава (ЭПС) с асинхронным тяговым приводом (АТП), увеличение скорости движения поездов, а также внедрение новых микропроцессорных систем управления движением. Новые типы подвижного состава (ПС) перед вводом в эксплуатацию подвергаются испытаниям по определенной программе, которая включает испытания на ЭМС. Научно-исследовательский институт подвижного состава при университете имеет аккредитацию на проведение испытаний и является ведущим в этой области в Украине. В процессе испытаний новых типов ПС на электромагнитную совместимость с устройствами сигнализации и связи проводят измерения таких параметров:

- уровень мешающего и опасного влияния электрооборудования ПС на рельсовые цепи, путевые устройства сигнализации;
- уровень мешающего напряжения, наведенного в контрольной цепи связи;
- уровень напряженности поля радиопомех от оборудования ПС;
- уровень радиопомех, создаваемых на частотах технологической радиосвязи и передачи данных.

– Измерения проводят в определенных диапазонах частот при максимальной тяговой мощности ПС во всех эксплуатационных режимах работы электрооборудования, предусмотренных технической документацией. Несмотря на то, что нормативные значения допустимых по условиям безопасности помех разработаны с достаточным запасом, значительное число наблюдаемых сбоев в работе рельсовых цепей (РЦ) и автоматической локомотивной сигнализации (АЛСН) происходит вследствие влияния помех. Это относится как к подвижному составу, длительное время эксплуатируемому на железных дорогах, так и к вновь вводимым в эксплуатацию новым типам подвижного состава. Наблюдаемые на отдельных участках дороги сбои в работе систем сигнализации, как правило, при проведении дополнительных измерений (в том числе и в присутствии работников дистанций сигнализации и связи) не выявляли превышения уровня помех от ЭПС выше нормативных значений. Основной причиной возникновения наблюдаемых сбоев в работе систем сигнализации, является несбалансированность параметров обратной тяговой сети (схемы канализации тягового тока, увеличение коэффициента асимметрии и т.д.). После проведения соответствующих технических мероприятий, как правило, сбои в работе систем сигнализации удается устранить. Многочисленные исследования сбоев в работе АЛСН показывают, что при определенном сочетании неблагоприятных факторов, нарушения в работе АЛСН происходят под действием электромагнитных помех от ЭПС, которые не превышают предельно допустимые значения. Выяснение причин сбоев в работе систем сигнализации является особенно существенным при проведении испытаний новых типов подвижного состава.

Целью работы является разработка имитационной модели для научного сопровождения испытаний подвижного состава на электромагнитную совместимость с устройствами сигнализации и связи.

## 1. Анализ проблемы

Программой испытаний ЭПС на ЭМС с устройствами сигнализации и связи предусмотрено измерение кондуктивных помех в рельсовых линиях (РЛ) и в электрических цепях на подвижном составе. Измерения в РЛ характеризуют электромагнитную обстановку непосредственно на рецепторах помех и позволяют сделать заключение о соответствии уровня помех требованиям нормативной документации. Такие измерения проводят на участках дороги, заранее выбранных по условиям возможности реализации необходимых для испытаний режимов ведения поезда при многократном прохождении его по измерительному участку. Однако такие испытания не могут охватить все возможные режимы функционирования ЭПС в процессе дальнейшей эксплуатации. Поэтому, дополнительно к измерениям помех в РЛ проводят измерения сетевого тока на подвижном составе в процессе длительных тестовых поездок. Параметры помех, измеренные на ЭПС, используют для непосредственной оценки ЭМС с устройствами сигнализации, а также для проведения имитационного физического или компьютерного моделирования. Имитационное моделирование позволяет проанализировать работу систем сигнализации под влиянием измеренных электромагнитных помех, при сочетании наиболее неблагоприятных условий эксплуатации, для различных типов РЦ, схем ОТС и параметров их работы, что позволяет выяснить возможные причины сбоев в работе систем сигнализации, которые могут возникнуть в процессе дальнейшей эксплуатации ЭПС.

## 2. Математическая модель

Для построения модели в качестве базового взят двухпутный участок железной дороги. Расстояние между тяговыми подстанциями, количество и мгновенные координаты ЭПС по каждому пути, род тягового тока, частоту и уровень генерируемых ЭПС помех, первичные параметры тяговой сети - выбраны в качестве варьируемых параметров модели. Тяговая сеть каждого пути состоит из контактного провода, несущего троса, двух рельсов, электрически соединенных между собой и с землей через сопротивление изоляции балласта. Для описания пространственно распределенных систем с поперечными электромагнитными связями применяют теорию многопроводных линий с распределенными параметрами. Поскольку рассматриваемая система не однородна по длине, ее эквивалентная схема представлена в виде ряда последовательно включенных многополюсников. Распределение токов и напряжений в тяговой сети с несколькими подвижными единицами в межподстанционной зоне двухпутного участка определяли методом узловых потенциалов. Участки пути между подвижными единицами полагали однородными по длине. Эквивалентная схема для таких участков представлена в виде шести индуктивно связанных между собой проводов и седьмого проводника, соответствующего проводимости земли. Для нахождения распределения токов и напряжений по длине однородной многопроводной линии были составлены уравнения в матричном виде

$$\left. \begin{aligned} \frac{\partial}{\partial x} \dot{V}(f, x) &= -\underline{Z} \dot{I}(f, x) \\ \frac{\partial}{\partial x} \dot{I}(f, x) &= -\underline{Y} \dot{V}(f, x) \end{aligned} \right\},$$

где  $\dot{V}(f, x)$  - вектор комплексного напряжения между линией и землей,  $\dot{I}(f, x)$  - вектор комплексного тока гармоники частотой  $f$ . Диагональные элементы матрицы импедансов  $\underline{Z}_{ii}$  соответствовали собственному импедансу  $i$ -й линии, а недиагональные элементы  $\underline{Z}_{ij}$  - взаимному импедансу между  $i$  и  $j$  линиями. Диагональные элементы матрицы адмитансов  $\underline{Y}_{ii}$  равны сумме полных проводимостей между  $i$ -м рельсом и всеми остальными проводниками. В качестве граничных условий взяты напряжения на шинах тяговой подстанции  $\dot{V}_1(x=0) = \dot{V}_1(x=D_1) = \dot{V}_{SST1}$  - для первого пути,  $\dot{V}_2(x=0) = \dot{V}_2(x=D_2) = \dot{V}_{SST2}$  - для второго пути, а также токи локомотивов  $\dot{I}_k(x_{ki})$ , где индекс  $k$  соответствует номеру пути, а  $x_{ki}$  - координате локомотива. Решение системы уравнений реализовано в виде компьютерной программы. Для подтверждения адекватности разработанной модели были проведены измерения тягового тока одновременно на подвижном составе и в РЛ на определенном расстоянии от ЭПС.

Тяговый ток, с учетом большого количества влияющих на него случайных факторов, можно рассматривать как случайную функцию, равную сумме квазидетерминированной и случайной составляющей. Для проведения статистического анализа результаты измерений рассматривали как

независимые выборочные реализации случайного процесса, что позволило находить статистические моменты по ансамблю реализаций. Проверку стационарности проводили по первому и второму моментам случайного процесса. Проверку гипотезы о совпадении дисперсий в различных сечениях случайной функции проводили по критерию Кокрена, гипотезу о нормальном законе распределения амплитуд гармоник проверяли по критерию Фишера. По измеренным данным определяли корреляционные функции и частотные спектры тягового тока. Поскольку на работу устройств СЦБ влияют электрические помехи с частотами, находящиеся в определенном интервале в окрестности частот сигнального тока РЦ, статистический анализ параметров помех проводили для этих частот. Границы интервалов частот взяты из соответствующих нормативных документов. Статистический анализ для каждого частотного интервала проводили на ансамбле с более чем 50 выборок. Обработку сигналов проводили с помощью Signal Processing Toolbox и Statistics Toolbox (MatLab). Найденные значения были использованы для моделирования распространения гармонических помех тягового тока в РЛ. Сравнение вычисленных и экспериментально измеренных значений тока помех на заданных расстояниях от ЭПС показали их удовлетворительное совпадение.

## **ВЫВОДЫ**

На основе теоретического и экспериментального исследования статистических закономерностей распространения помех тягового тока от ЭПС в обратной тяговой сети разработана имитационная модель для научного сопровождения испытаний подвижного состава на электромагнитную совместимость с устройствами сигнализации и связи. Впервые проведено моделирование распределения гармонических помех тягового тока по длине рельсовой линии для двухпутного участка дороги. Исследованы статистические параметры помех в рельсовой линии. Сравнение вычисленных и экспериментально измеренных значений тока помех подтвердили адекватность модели. Применение разработанной модели для анализа результатов испытаний подвижного состава позволило выяснить причины сбоев в работе систем сигнализации, что подтверждает практическую значимость работы.

## ПОДСИСТЕМА МОБИЛЬНОГО РАДИОМОНИТОРИНГА АВТОМАТИЗИРОВАННОЙ СИСТЕМЫ АСРМ1010

Гончаренко А.А.

УРА ООО предприятие «СПЕЦ»

61012, г. Харьков, ул. Полтавский шлях, 4,

тел/факс(057)719-98-25, e-mail: info@radiosoft.com.ua

ASRM1010: Mobile radiomonitoring subsystem

This paper describes the subsystem of mobile radiomonitoring, which is part of the automated system of radiomonitoring ASRM1010. A brief description of the system components, their functions, key features and system interaction.

**Основная часть.** Подсистема мобильного радиомониторинга системы АСРМ1010 включает в себя мобильные станции радиоконтроля типа РМ-1300 разных модификаций, станции ССТК производства предприятия «СПЕЦ», центр планирования и обработки результатов заданий радиомониторинга – программный комплекс РС-135.

Мобильные станции радиоконтроля РМ-1300 в настоящее время представлены моделями РМ-1300М 2РЗ и РМ-1300М РЗ/5. Функционал станций несколько отличается, как и состав оборудования.

### **РМ-1300М 2РЗ:** Универсальная мобильная станция радиоконтроля

Автоматизированная мобильная станция радиоконтроля предназначена для работы как автономно, так и в составе региональной системы радиоконтроля и обеспечивает:

- ◆ радиочастотный мониторинг базовых станций сотовой связи стандартов E-GSM, R-GSM, GSM900, DCS1800, WCDMA, CDMA450, CDMA800 в автоматическом режиме;
- ◆ обнаружение источников радиоизлучений (ИРИ), измерение параметров радиоизлучений;
- ◆ пеленгование ИРИ в движении и на стоянке (корреляционно-фазовый метод);
- ◆ местоопределение стационарных ИРИ с помощью пеленгования или измерения напряженности поля сигналов;
- ◆ измерение загрузки частот и диапазонов;
- ◆ отображение спектров и панорам радиоизлучений, списка выявленных базовых станций;
- ◆ отображение на электронной карте:
  - маршрута движения,
  - пеленгов,
  - данных расчета координат ИРИ,
  - зарегистрированных РЭС;
- ◆ ведение архивов данных обнаружения, технического анализа, пеленгования и координат;
- ◆ подготовка отчетной документации с поддержкой стандартных текстовых редакторов.

Некоторые параметры мобильной станции РМ-1300М 2РЗ:

	Наименование параметра	Значение параметра
1.	Диапазон частот пеленгования, МГц	25-3000
2.	Время пеленгования, с, не более	1
3.	Инструментальная погрешность пеленгования, °, не более	3
4.	Чувствительность в режиме пеленгования в диапазоне частот от 25 МГц до 3000 МГц, мкВ/м, не более	30
5.	Метод пеленгования с АФС 133104-15: – в диапазоне частот 25-800 МГц – в диапазоне частот 800 - 3000 МГц	Корреляционно-фазовый
6.	Абсолютная погрешность измерения частоты немодулированного сигнала, Гц, не более, на частоте: - 20 МГц - 500 МГц - 1000 МГц - 3000 МГц	±20 ±20 ±25 ±30

	Наименование параметра	Значение параметра
7.	Абсолютная погрешность измерения ширины полосы модулированного сигнала по частоте гармоническим сигналом на уровне минус 12 дБ, кГц, не более, при ширине полосы - от 5 до 25 кГц - от 25 до 100 кГц	$\pm 1$ $\pm 5$
8.	Чувствительность с антенного входа устройства при полосе пропускания 16 кГц в диапазоне частот: - от 20 до 1000 МГц, мкВ, не более - от 1000 до 3000 МГц, дБ/мВт, не более	1 минус 107
9.	Чувствительность устройства в диапазоне частот от 20 МГц до 3000 МГц с использованием АФС обнаружения, мкВ/м, не более	30
10.	Динамический диапазон с антенного входа изделия, дБ, не менее	110
11.	Время установления рабочего режима, мин, не более	30
12.	Скорость сканирования в режиме обнаружения, МГц/с, не менее	4000
13.	Абсолютная ошибка измерения девиации частоты, кГц, не более: - от 1 до 20 кГц - от 20 до 70 кГц	$\pm 0,2$ $\pm 2,0$
14.	Абсолютная погрешность измерения напряженности поля, дБ, не более	6,0

#### PM-1300M P3/5: Мобильная станция радиоконтроля.

Автоматизированная мобильная станция радиоконтроля предназначена для работы в составе региональной системы радиоконтроля и обеспечивает:

- обнаружение и инструментальную оценку параметров радиоизлучений базовых станций сетей сотовой связи стандартов E-GSM, R-GSM, GSM900, DCS1800, WCDMA, CDMA450, CDMA800 в автоматическом режиме;
- обнаружение и инструментальную оценку параметров радиоизлучений базовых станций сетей широкополосного радиодоступа стандартов IEEE 802.11a,b,g,n, и IEEE 802.16e в автоматическом режиме;
- обнаружение и инструментальную оценку параметров источников радиоизлучений других радиотехнологий в диапазоне частот от 30 до 6000 МГц;
- контроль загрузки радиочастотного спектра и определение степени использования частот;
- отображение списка выявленных базовых станций, спектров и панорам радиоизлучений;
- отображение на электронной карте географических координат базовых станций, зарегистрированных в базе данных;
- ведение архивов обнаружения и измерения;
- подготовку и отправку отчетов, печать отчетной документации с поддержкой стандартных текстовых редакторов.

Некоторые параметры мобильной станции PM-1300M P3/5:

	Наименование параметра	Значение параметра
1.	Диапазон частот обнаружения, инструментальной оценки параметров входного сигнала, МГц:	30-6000
2.	Инструментальное оценивание погрешности измерения частоты немодулированного сигнала, не более (от значения частоты)	$\pm 2 \times 10^{-8}$
3.	Инструментальное оценивание абсолютной погрешности измерения ширины полосы модулированного сигнала по частоте гармоническим сигналом на уровне минус 12 дБ, кГц, не более, при ширине полосы - от 5 до 25 кГц - от 25 до 100 кГц	$\pm 1$ $\pm 5$

	Наименование параметра	Значение параметра
4.	Чувствительность с антенного входа устройства при полосе пропускания 16 кГц в диапазоне частот: - от 30 до 1000 МГц, мкВ, не более - от 1000 до 6000 МГц, дБ/мВт, не более	1 минус 107
5.	Абсолютная ошибка измерения девиации частоты, кГц, не более: - от 1 до 20 кГц - от 20 до 70 кГц	$\pm 0,2$ $\pm 2,0$
6.	Динамический диапазон с антенного входа изделия, дБ, не менее	100
7.	Скорость обзора в режиме обнаружения, МГц/с, не менее	4000

**ССТК:** Специальная станция технического радиоконтроля.

Автоматизированная мобильная станция радиоконтроля предназначена для работы в широком диапазоне частот: от 20 до 40000 МГц. Она оборудована набором спектроанализаторов, подъемно-мачтовым и поворотным устройством, набором антенн.

ПО мобильной станции обеспечивает автоматизированное выполнение калибровки оборудования и централизованное хранение данных калибровки станций. Обновление ПО станции выполняется автоматизировано с помощью службы обновлений и сервера обновлений.

Работу мобильной станции радиоконтроля в автоматизированной системе АСРМ1010 обеспечивает развернутая на каждом комплексе служба автоматизации (СА). СА используется для построения программного обеспечения станций радиоконтроля, реализации процедур обмена информацией между информационными комплексами, имеющими разную структуру хранения информации, интеграции в систему измерительных комплексов и систем других производителей. При работе в системе АСРМ1010 между мобильными станциями и комплексом РС-135 обеспечивается обмен следующими данными:

- регистрация в системе;
- конфигурация оборудования;
- пользователи системы;
- учетные данные зарегистрированных РЭС;
- планы и оперативные задания радиомониторинга;
- отчеты и результаты выполнения заданий радиомониторинга.

Для подготовки и отправки планов и оперативных заданий для мобильных станций разработан АРМ Инспектор (РС-135Р).

**РС-135Р:** Региональная система информационного и расчетно-аналитического обеспечения работ с частотными присвоениями и частотопользователями

РС-135Р обеспечивает:

1. Создание, хранение и редактирование учетной базы данных частотоприсвоений региона и/или импорт учетных данных РЭС из РС-135У;
2. Расчеты зон покрытий и помех РЭС с учетом рельефа местности и отображением результатов на карте региона;
3. Расчеты и выявление групп РЭС, мешающих или испытывающих помехи по данным учетной базы – основному каналу, интермодуляции, блокирования, по зеркальному каналу, на гармониках;
4. Выполнение задач радиомониторинга:
  - 1) Формирование плана обследования частотопользователей, создание и печать соответствующих документов и отчетов, проведение обследования предприятий и РЭС - подготовка и учет планов, заданий, предписаний и актов;
  - 2) Устранение радиопомех - регистрация заявок, работ, документов, составление и печать отчетов;
  - 3) Автоматизированное планирование технического радиоконтроля по учетной базе данных и заданным видам работ, составление проекта годового плана, экспорт его в РС-135У;



- 4) Автоматизированное формирование сведений по коррекции планов, в связи с изменениями в учетной базе данных – добавлением новых РЭС, удалением и изменением пунктов плана;
- 5) Планирование для станций радиоконтроля по территориальному принципу, согласно радиодоступности стационарных РЭС для стационарных станций радиоконтроля, с учетом радиотехнологии, характеристик РЭС и заданной периодичности радиоконтроля;
- 6) Планирование по маршрутам движения и/или секторам обслуживания для мобильных станций радиоконтроля;
- 7) Автоматизированное формирование планов для станций радиоконтроля на задаваемый период времени с учетом требуемой периодичности (месяц, квартал, год) и дат выполнения радиоконтроля;
- 8) Автоматизированное формирование оперативных заданий на основе введенных документов (заявки на помехи, выявленные НДП);
- 9) Автоматизированное формирование приложения для планов радиоконтроля в виде учетных данных РЭС;
- 10) Автоматизированная выдача планов и оперативных заданий для проведения эфирного радиоконтроля стационарным и мобильным станциям радиоконтроля;
- 11) Автоматизированное получение результатов выполнения планов и оперативных заданий по эфирному радиоконтролю.
- 12) Анализ и обработка результатов радиоконтроля, формирование региональной базы данных результатов радиоконтроля (БДР), подготовка и печать отчетов и протоколов выполнения работ радиомониторинга, автоматизированная выдача результатов в РС-135У;

Обработанные результаты радиомониторинга передаются из РС-135Р в центральную информационную систему РС-135У.

**РС-135У:** Центральная информационная система обработки учетной и радиоконтрольной информации.

Система предназначена для выполнения следующих задач:

1. Ведение единой БД учета частотоприсвоений всех регионов Украины;
2. Автоматизированное обновление учетных данных региональных систем;
3. Подготовка планов и оперативных заданий централизованного радиоконтроля;
4. Автоматизированная выдача централизованных планов и оперативных заданий для проведения эфирного радиоконтроля;
5. Учет региональных планов радиомониторинга и результатов их выполнения, анализ и обработка отчетной информации;
6. Ведение единой БД результатов радиоконтроля.
7. Предоставление данных учета и технического радиоконтроля радиоэлектронных средств (РЭС) по запросу с функциями обеспечения безопасности.
8. Поиск, представление данных на карте, панорамах, спектрограммах.
9. Подготовка и печать протоколов, справок, отчетов.

#### **Выводы.**

Станции мобильного радиоконтроля производства предприятия «СПЕЦ» работают во всех регионах Украины в составе системы АСРМ Украинского государственного центра радиочастот. Благодаря автоматизации процессов измерения большинства радиотехнологий они позволяют ежемесячно выполнять огромный объем плановых измерений, решают задачи поиска источников помех и НДП, самостоятельно выполняя практически все основные задачи радиомониторинга. Благодаря заложенным архитектурным решениям, в систему могут подключаться мобильные и переносные станции других производителей. Состав оборудования и функциональные возможности мобильных станций радиомониторинга постоянно обновляются для обеспечения широкого охвата всех технологий радиосвязи. Архитектура и функциональность мобильной подсистемы гибка, масштабируема, постоянно адаптируется к новым требованиям системы радиомониторинга АСРМ1010.

## АНАЛИЗ ВЛИЯНИЯ ИСКАЖАЮЩИХ ФАКТОРОВ НА КАЧЕСТВО СИГНАЛА СИСТЕМЫ ТЕЛЕВЕЩАНИЯ СТАНДАРТА DVB

Деревянко Н.В.

Харьковский национальный университет радиоэлектроники  
61166, Харьков, пр. Ленина 14, каф Телекоммуникационных систем, тел. 057-702-13-20  
E-mail: tkc@kture.kharkov.ua

The given work is about the method of the detection of various disorders in the transmitter digital terrestrial television system DVB and changes parameters of signal arising from the passage of RF path directly in the image of star charts signal.

Телевизионная вещательная система представляет собой весьма сложную цепь передачи и преобразования сигналов, в каждой составляющей которой на сигнал действуют помехи. Сигналы, применяемые в современных цифровых системах связи, имеют сложную структуру. Использование векторного анализа сигналов с более точными показателями качества связи (EVM, MER и др.) позволяет оценить качество сформированного модулированного сигнала, а также определить степень искажения параметров сигнала, возникающих при прохождении его через радиочастотный тракта.

По сравнению с вероятностью битовой ошибки параметры модуля вектора ошибок EVM и ошибка модуляции MER предоставляют более оперативную информацию о сигнале.

Величина векторной ошибки (error vector magnitude, EVM) является мерой различия между идеальным модулированным сигналом и реально переданным сигналом [1].

На рисунке 1 изображена векторная диаграмма, на которой показаны два вектора – опорный вектор,  $R(k)$ , и реальный измеренный вектор,  $Z(k)$ , который соответствует траектории принятого символа.

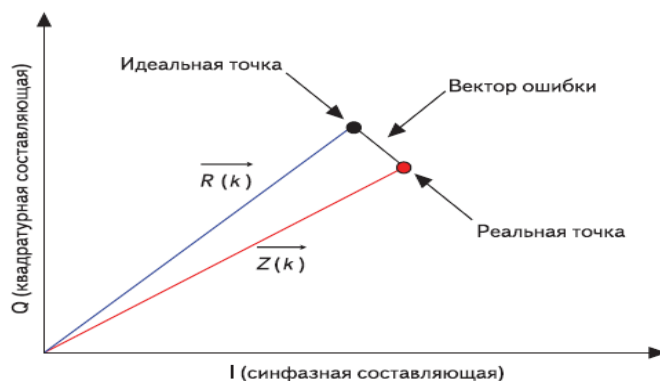


Рисунок 1 – Иллюстрация сигнала ошибки с помощью векторной диаграммы

Погрешность векторной модуляции определяется отличием реальной траектории или положения точки, соответствующей заданной модуляции от идеальной. Измерение EVM позволяет обнаружить различные нарушения в работе передатчика, такие как: IQ несоответствия, просачивание несущей, нелинейность, фазовый шум гетеродина и отклонение частоты от номинальной [2].

Ошибка модуляции MER — это величина, обратная EVM и выраженная в децибелах. Это ошибка, характеризующая, отклонение реального символа от местоположения символа идеального на векторной диаграмме. Величина MER соответствует размеру кластера (скопления) вокруг заданных точек на точечной диаграмме. MER, в отличие от отношения сигнал/шум, прицельно отражает искажения модуляции, в том числе и фазовые.

С помощью программной среды Matlab измерили значения EVM и MER при воздействии помех на сигнал с модуляцией 8-PSK и скоростью кодирования 3/5. Зависимости модуля вектора ошибок и ошибки модуляции от отношения сигнал/шум представлены на рис.2.

Для обнаружения различных нарушений в работе передатчика непосредственно по изображению звездных диаграмм сигнала предложено использовать программный продукт для анализа и обработки изображений ImageJ.

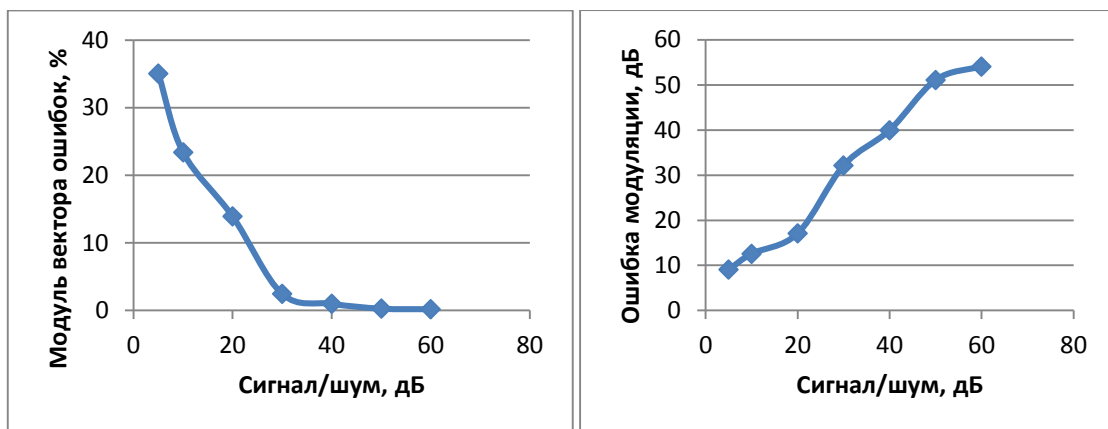


Рисунок 2 — Зависимости EVM (а) и MER (б) от отношения сигнал/шум

По изображению звездной диаграммы, изображенной на рисунке 3, оценили порог помехоустойчивости.

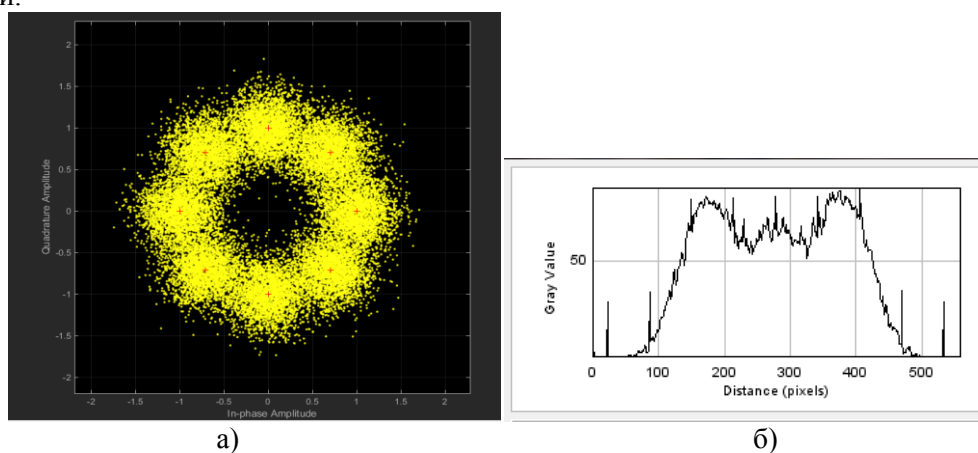


Рисунок 3 — Звездная диаграмма стабильного (уровень 55 дБмкВ) сигнала (а) и обработанное изображение диаграммы в программе ImageJ (плагин Plot), уровень Gray Value – 98 усл. ед. (б)

Установили, если уровень Gray Value равен более 2.5 усл. ед., то число ошибок вектора увеличивается и изображение не декодируется. Распределение интенсивности векторов модуляции становится более пологим.

#### ПЕРЕЧЕНЬ ССЫЛОК

1. Измерение EVM [Электронный ресурс] Режим доступа: <http://www.mathworks.com/help/comm/ref/evmmeasurement.html> - 23.12.2014 – Mathworks.
2. Садовомский А. С. Приёмо-передающие радиоустройства и системы связи. – Ульяновск: УлГТУ, 2007. – 243 с.

## МЕТОДИКА МОДЕЛИРОВАНИЯ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ УСТРОЙСТВ С УЧЕТОМ ВЛИЯНИЯ ВНУТРИСИСТЕМНЫХ ПОМЕХ

Дмитриенко В.Д., Леонов С.Ю., Серков А.А.\*

Национальный технический университет «Харьковский политехнический институт»  
61002, Харьков, 2, ул. Фрунзе, 21, каф. Вычислительной техники и программирования;

\*каф. Систем информации, тел. (057) 707-64-51, E-mail: [saa@kpi.kharkov.ua](mailto:saa@kpi.kharkov.ua);  
факс (057) 707-66-18

It is designed the system of K - value simulation of the devices. She allows dynamically calculate the noise pickup arising in conductors, what can lead to essential change of a kind of the time diagram. Created programmed product allows taking into account they and optimizing the influence of inwardly systems hindrances.

При проектировании современного цифрового телекоммуникационного оборудования требуется создание математических моделей, наиболее полно отображающих процессы, происходящие в реальных устройствах. Использование булевого представления сигналов предполагает, что сигналы на входах и выходах элементов систем изменяется мгновенно, принимая одно из двух разрешенных значений – единица или нуль. В то же время не учитываются реальные характеристики импульсных сигналов и логических элементов систем, что приводит к сбоям в функционировании аппаратуры. Таким образом, учет реальных временных характеристик переключающих сигналов при моделировании и проектировании цифровых телекоммуникационных устройств, является актуальным.

В настоящее время учет переходных процессов в цифровых системах осуществляется различными методами. Наиболее распространенными являются математические модели, созданные на основе систем непрерывных обыкновенных дифференциальных уравнений или уравнений в частных производных. Они позволяют детально оценить работу любых цифровых систем, построенных на современной элементной базе, однако это требует чрезмерных вычислительных затрат. Учет переходных процессов в системах возможен также с помощью представления фронтов сигналов в многозначных алфавитах. Но этот метод не позволяет исследовать многие динамические эффекты в устройствах, которые обнаруживаются при описании схем обыкновенными непрерывными дифференциальными уравнениями. Поэтому, с одной стороны необходимо учитывать динамические явления в цифровых схемах, а с другой – минимизировать огромные вычислительные затраты, возникающие при моделировании.

Метод анализа переходных процессов в двоичных системах с помощью булевого дифференциального и интегрального исчисления [1] стал основой создания K - значного дифференциального исчисления [2]. Подход на основе K - значных дифференциальных моделей позволяет более полно учитывать специфику дискретных объектов. При этом он позволяет отказаться от практики перенесения методов, применяемых при моделировании аналоговых систем в дискретную область, где они часто работают неэффективно, а во многих случаях и практически неприменимы.

Методология использования K- значных моделей для решения конкретных задач обеспечения требований электромагнитной совместимости реализована в программном продукте, позволяющем проводить такой анализ на ранних стадиях проектирования устройств. Моделирование устройств осуществляется с учетом влияния внутрисистемных помех, среди которых основными являются перекрестные помехи. Алгоритм проектирования включает компоновку элементов устройств и их размещение на печатной плате. Причем компоновка

элементов осуществляется автоматически в соответствии с критерием максимальной связности однотипных элементов. Применение этого принципа позволяет уменьшить количество межкорпусных соединений, обеспечив тем самым лучшие условия для дальнейшего выполнения трассировки. На рис. 1 приведен пример компоновки элементов устройства, а на рис. 2 – трассировка печатной платы.

Обычно топологическое пространство представляет собой двусторонний монтаж, на каждой стороне которого выполняется разводка соединительных проводников с помощью модифицированных стандартных алгоритмов в зависимости от конкретных требований.

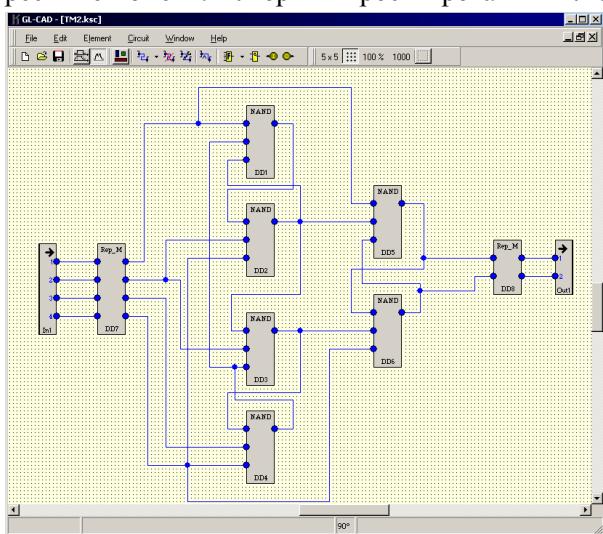


Рис. 1. Компоновка элементов устройства

При анализе топологии платы проектируемого устройства модель позволяет динамически (в процессе логического моделирования устройства) вычислить помехи, возникающие в проводниках, которые, в свою очередь, могут привести к существенному изменению вида временной диаграммы. Результаты моделирования на основе К - значного дифференциального исчисления представлены на рис. 3. Полученные временные диаграммы функционирования модели устройства позволяют наглядно оценить влияние переходных процессов переключения сигналов и перекрестных помех на работоспособность устройства.

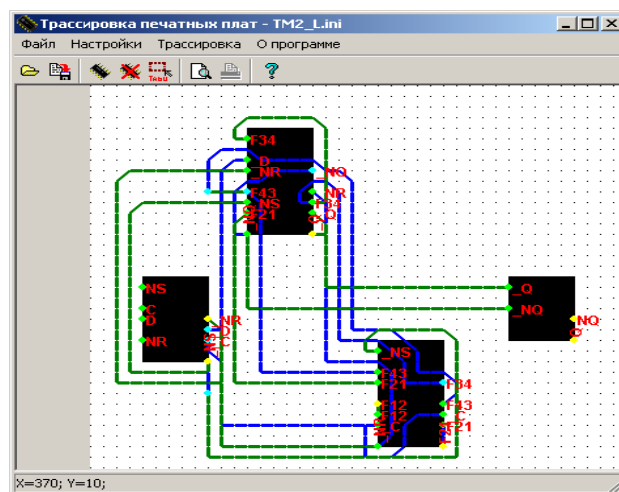


Рис. 2. Трассировка печатной платы

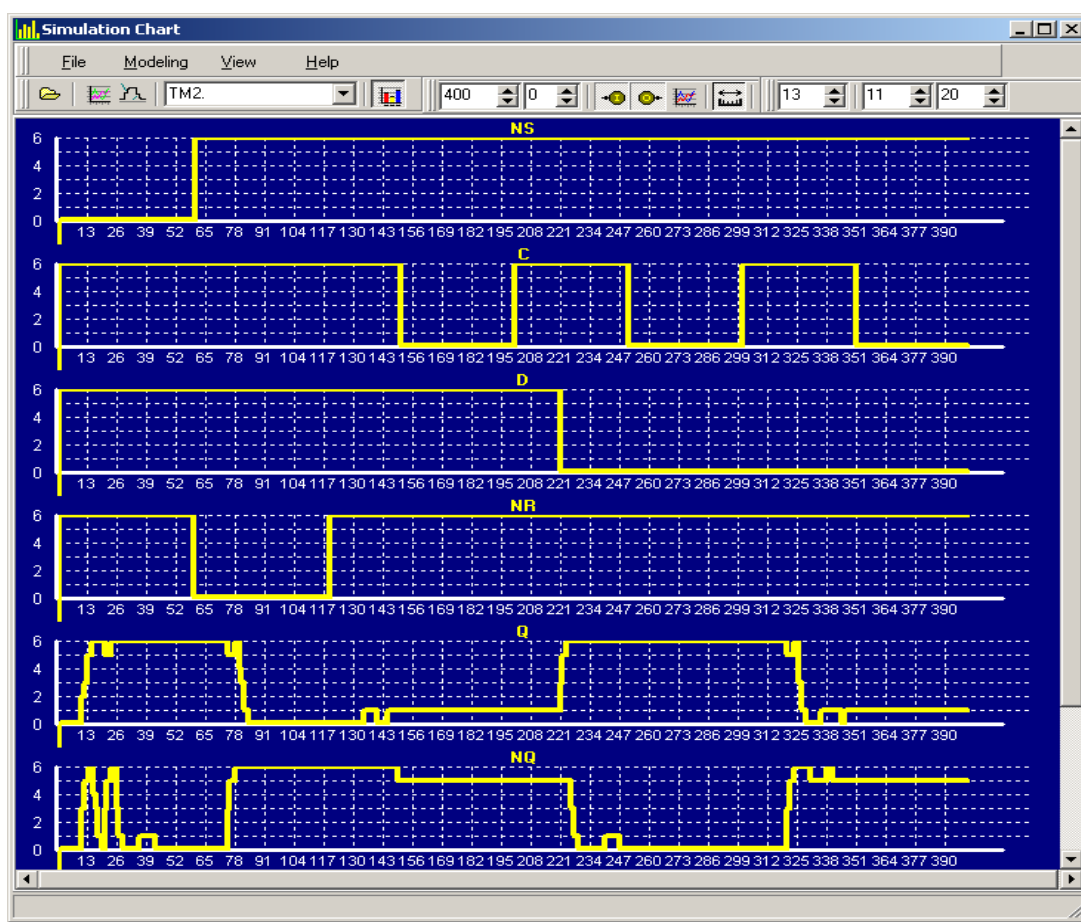


Рис. 3. Временные диаграммы функционирования модели устройства

Таким образом, созданный программный продукт позволяет при автоматизированном проектировании телекоммуникационных устройств наиболее полно учитывать и оптимизировать влияние внутрисистемных помех при функционировании устройства.

#### ПЕРЕЧЕНЬ ССЫЛОК

1. Бохман Д, Постхоф Х. Двоичные динамические системы – М.: Энергоатомиздат, 1986. – 400 с.
2. Дмитриенко В.Д., Леонов С.Ю. К-значное дифференциальное исчисление и моделирование цифровых устройств. – Харьков: «Транспорт Украины», 1999. – 223 с.

## **РОЛЬ НЕСУЩИХ КОНСТРУКЦИЙ В ОБЕСПЕЧЕНИИ ЭМС ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ СРЕДСТВ**

Ефименко А.А., Карлангач А.П.

Одесский национальный политехнический университет  
65044, Одесса, пр. Шевченко, 1, каф. электронных средств и информационно- компьютерных технологий, тел. (048) 705-86-31,  
E-mail: [sasha7725@i.ua](mailto:sasha7725@i.ua); тел. +380 (93) 828-03-56

The analysis of the possibilities of mechanical structures for electronic equipment to ensure electromagnetic compatibility of telecommunications facilities. Recommendations more effective use of mechanical structures in two directions - improvement of mechanical structures themselves and a more complete study of their characteristics in terms of electromagnetic compatibility.

Рассматривая электромагнитную совместимость (ЭМС) как свойство любого радиоэлектронного средства выполнять свои функции в электромагнитной среде, в то же время не оказывая влияния, превышающего допустимые нормы, на другие устройства, можно говорить о внешней и внутренней ЭМС. При этом приведенное определение больше относится к внешней ЭМС. Внутренняя ЭМС – это способность устройства работать в условиях собственных наводок. Сюда же следует отнести и искажения сигналов, вызванных включением в линии связи реактивных составляющих.

Обеспечение ЭМС и соответственно помехоустойчивости рассматривается преимущественно относительно электронных компонентов и электрических соединений как печатного монтажа, так и межблочных соединений, большей частью приводных.

Несущие конструкции (НК), кроме функций размещения электронных компонентов и их защиты от внешних воздействующих факторов, также в определенной мере выполняют функцию обеспечения ЭМС. Однако, производители НК не конкретизируют их свойства по обеспечению ЭМС, и ограничиваются предложением экранирующих корпусов. Публикации по этим вопросам также ограничиваются рассмотрением экранирующих свойств корпусов НК [1 – 3], что больше касается внешней ЭМС. На самом же деле возможности НК по обеспечению ЭМС значительно шире и отличаются благодаря их конструктивным особенностям.

Целью настоящей работы является анализ НК и определение их роли в части обеспечения ЭМС телекоммуникационных средств.

### **Защита потенциальных приемников наводки**

Одним из самых рациональных методов защиты отдельных функциональных частей и их соединений от наводок является правильная компоновка, заключающаяся в максимально возможном удалении от источников наводки. Это, как правило, не требует дополнительных конструктивных элементов, но возможности реализации зависят от НК, а именно: размеров печатных плат и количества их типоразмеров; наличия блочных конструктивов, позволяющих разносить отдельные функциональные части с сохранением функциональной и конструктивной законченности; возможности двухсторонней установки электронных модулей первого уровня в секцию, корпус прибора и др. Более кардинальным, решением разъединения источников и приемников наводки является их экранирование. При этом экранирование источников наводки решает задачи обеспечения не только внутренней, но и внешней ЭМС, т.е. с другими радиоэлектронными средствами. Экранирование может быть от влияния различных полей и его характеристики зависят от принятых конструктивных решений, направленных на его реализацию в процессе проектирования НК, в также от используемых материалов и покрытий.

### **Реализация цепей питания и заземления**

С точки зрения обеспечения ЭМС конструкции электрических соединений цепей питания и заземления должны обладать как можно меньшим электрическим сопротивлением. При значительных размерах аппаратуры – многомодульные кассеты и, конечно же, шкафы и стойки, целесообразно использовать специальные шины питания и заземления, которые изолированы от металлических деталей НК. Большое сечение шин из материалов с низким удельным сопротивлением и их достаточное количество позволяет решать проблемы образования паразитных связей через общее сопротивление.

### **Экранирование внутренних и внешних полей**

Металлические детали НК представляют определенную преграду для различных полей ко-

торые создают наводки в чувствительных цепях – приемниках наводки. Использование специальных деталей для экранирования значительно повышает его эффективность. Таким образом, при создании НК необходимо предусматривать элементы экранирования, которые не нарушали бы целостность и общие принципы построения несущих конструкций и позволяли рационально их использовать. При этом следует иметь в виду правильный выбор материалов и покрытий экранов и способы их электрического контактирования. Так для электростатического экранирования необходимо иметь хороший контакт элементов экранирования с корпусными деталями. С этой же целью необходимо тщательное контактирование всех деталей НК между собой. В противном случае незаземленные экраны или другие детали, например, передние панели, могут усиливать наводки.

Заземление наружных металлических деталей корпусов несущих конструкций также является обязательным в случае наличия в аппаратуре опасных для человека напряжений. Поэтому контактное сопротивление между деталями НК для их заземления через общую клемму заземления не должно превышать допустимых значений.

И наиболее жесткие требования к металлическим корпусам НК предъявляют для аппаратуры, которая должна обладать свойствами по защите информации, в том числе и той, которая может несанкционированно излучаться во внешнее пространство через корпус.

Во всех приведенных случаях необходимо обеспечивать качественное контактирование деталей НК и специальных экранов, но требуемая величина переходного контактного сопротивления разная и обеспечивается применением соответствующих материалов, покрытий и механических соединений.

### **ЗАКЛЮЧЕНИЕ**

Несущие конструкции имеют большие возможности по обеспечению ЭМС телекоммуникационных средств и не только в части электромагнитной защиты экранированием. В полной мере они могут быть реализованы при своевременном учете дестабилизирующих факторов в процессе разработки НК с соблюдением системного подхода. С другой стороны, характеристики НК в части электромагнитной совместимости должны быть тщательно исследованы и быть доступными разработчикам аппаратуры для принятия оптимальных решений.

### **ПЕРЕЧЕНЬ ССЫЛОК**

1. Макаренко В. Экранирование и электромагнитная совместимость // Электронные компоненты и системы. – №12. – 2000. – С.39 – 41.
2. Беломытцев В. Экранирующие корпуса для электронных устройств// Современные технологии автоматизации. – №2. – 2003. – С. 66 - 71.
3. Гарсия В. Единая платформа шкафов для электронного оборудования VARISTAR для любых применений // Современные технологии автоматизации. – №2. – 2006. – С. 24 – 30.



## ВОЗДЕЙСТВИЕ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ РОТОРНЫХ ПОЛЕЙ НА ЖИВОЙ ОРГАНИЗМ

Зима И.И., Жирнов В.В.

Харьковский национальный университет радиотехники

61166, Харьков, пр. Ленина, 14, НИЦ ИИРЭСТ,

тел. (067) 922-59-02, Факс (057) 702-11-13, E-mail [vzh@kture.kharkov.ua](mailto:vzh@kture.kharkov.ua).

The report shows the possibility of influencing rotor magnetic waves on human. From point of view rotor geomagnetism the life activity of human characterized by magnetic aura, by magnetic oxygen transport, by magnetic tone, by magnetic wave immune interaction and so on.

### ВВЕДЕНИЕ

Прогресс науки и техники способствует широкому внедрению во всех областях жизнедеятельности человека новых машин, механизмов, приборов и материалов. Наряду с повышением производительности труда эти рукотворные нововведения могут приводить к ухудшению его гигиенических условий. Так, под действием мощных магнитных, электрических и электромагнитных полей атмосферные пары и газы, находящиеся в геомагнитном поле, излучают роторные волны магнитной и электромагнитной природы с круговой поляризацией магнитного вектора. Их существование обусловлено, во-первых, электрическим зарядом частиц. Любое воздействие на заряженную частицу в околоземном пространстве сопровождается ее перемещением в геомагнитном поле. При этом любое поступательное движение становится спиральным (роторным), а спектр излучений получает соответствующую роторную составляющую. Во-вторых, в излучении роторных волн также участвуют частицы атмосферы, имеющие нескомпенсированный магнитный момент. Воздействие на частицы магнитного вектора электромагнитных полей вызывает их квантовые магнитные переходы и испускание электромагнитной энергии в диапазонах гиромагнитных частот частиц. Для естественных условий геомагнитного поля диапазон роторных излучений протонов расположен в области сверхдлинных волн ( $10^3 \dots 10^4$  Гц), а электронов – в области средних волн ( $10^6 \dots 10^7$  Гц). Атмосфера как бы переизлучает СВЧ импульсы на гиромагнитных частотах частиц.

К числу объектов, способных таким образом воздействовать на атмосферу, относятся мощные радиолокаторы. При работе РЛС оператор находится под воздействием трех излучений: зондирующего на несущей частоте и двух роторных – на гиромагнитных частотах протонов и электронов атмосферы.

Отличительной особенностью роторных излучений является резонансное воздействие на аналогичные частицы человеческого тела и окружающей среды. В совокупности с нерезонансным облучением на несущей частоте его влияние на оператора может оказаться сильнее, чем влияние только зондирующего СВЧ излучения. Более того, на оператора также воздействуют роторные излучения электронно-лучевых индикаторов РЛС и ЭВМ, за которыми он проводит значительную часть своей жизни.

Цель настоящего доклада заключается в том, чтобы показать, что при работе радиолокатора имеет место дополнительный фактор полевого воздействия на оператора, существование которого необходимо учитывать при сертификации и эксплуатации РЛС с позиции охраны труда и экологии окружающей среды.

### Предельно допустимые нормы

Воздействие электромагнитных полей на организм человека достаточно изучено. На основе экспериментальных и теоретических исследований показано, что они могут оказывать тепловое и нетепловое воздействие. Для электромагнитных полей гиромагнитных частот, в том числе и роторных, допустимая напряженность, вызывающая тепловой эффект, составляет [1]: по электрической составляющей 8000 В/м, по магнитной – 160 А/м.

Отличительной особенностью электромагнитных роторных полей является глубокое проникновение в ткани тела. Эта особенность используется в медицине [2]. В частности, электромагнитные излучения в диапазоне частот магнитного резонанса электронов используются для локального и общего нагрева тела больных людей методами индуктотермии и индуктопирексии. Его результатом является теплообразование в отдельных тканях или повышение общей температуры тела. В зависимости от напряженности магнитного поля индуктора у больных изменяются тепловые ощущения. Электромагнитные излучения в диапазоне частот магнитного резонанса протонов используются для стимулирования нервов и мышц методами амплипульстерапии и флюктуоризации. Воздействие полей дозируют по ощущению пощипывания, жжения, вибрации или сокращениям мышц.



Инструкции по технике безопасности требуют чтобы медицинский персонал без необходимости не находился в зоне действия создаваемых резонансных полей и рекомендуемая продолжительность медицинских процедур не превышала 30 минут. Это обусловлено тем, что имеет место их нетепловое воздействие, которое проявляется при весьма незначительных интенсивностях облучения.

Нетепловое воздействие электромагнитных полей, в том числе и роторных, вызывает различные морфологические и функциональные изменения в организме, которые могут быть обратимыми и необратимыми. На основе медицинских исследований воздействия электромагнитных полей еще в 70-е годы XX века была выявлена степень опасности различных диапазонов частот и установлена ее количественная связь с такими параметрами полей, как напряженность или плотность потока мощности, а также длительность облучения [1]. Количественная оценка опасности электромагнитных излучений диапазона гиромангнитных частот производится по напряженностям электрического и магнитного полей. Были установлены следующие предельно допустимые величины напряженностей полей:

- а) по электрическому полю:  
20 В/м для частот от 60 кГц до 30 МГц;  
5 В/м для частот от 30 до 300 МГц;
- б) по магнитному полю:  
5 А/м для частот от 100 кГц до 1,5 МГц.

В дальнейшем эти данные уточнялись в разных странах, особенно в связи с широким распространением ЭВМ. В настоящее время на Украине требования допустимых значений напряженностей электромагнитных излучений ЭВМ составляют [3]:

- а) по электрическому полю:  
25 В/м для частот от 2 Гц до 2 кГц;  
2,5 В/м для частот от 2 кГц до 400 кГц;
- б) по магнитному полю:  
0,2 А/м для частот от 2 Гц до 2 кГц;  
0,02 А/м для частот от 2 кГц до 400 кГц.

Сравнение приведенных параметров показывает, что по мере исследований влияния электромагнитных полей на организм человека происходит ужесточение требований к напряженности их магнитной составляющей.

### **Изменение электрических и магнитных свойств тканей человеческого тела при воздействии электромагнитных роторных полей**

Ткани человеческого организма состоят из множества клеток с жидким содержимым и межклеточной жидкости. Мембраны клеток являются хорошими изоляторами и надежно изолируют внутриклеточное содержимое. Основу внутриклеточной и межклеточной жидкости составляет вода, которая в диапазоне частот роторных излучений является диэлектриком, обладающим свойствами электрической поляризации и магнитного резонанса.

Чистая вода обладает способностью дипольной поляризации. Сущность этого вида поляризации заключается в повороте (ориентации) молекул, имеющих дипольный электрический момент, под действием электрического вектора внешнего электромагнитного поля. При комнатной температуре постоянная времени этого процесса составляет  $10^{-10} \dots 10^{-11}$  с. Для примесной воды характерно также существование ионной и молионной поляризации. Благодаря поляризации вода обладает соответствующими видами электропроводности.

Способностью магнитного резонанса чистая вода обладает благодаря тому, что в ее молекулах не скомпенсированы магнитные моменты протонов водорода. Молекулы обладают суммарным магнитным моментом, который в геомагнитном поле прецессирует с гиромангнитной частотой протона. Под действием внешнего электромагнитного поля гиромангнитной частоты происходит увеличение амплитуды прецессии и резонансное поглощение энергии. Примесная вода может обладать также способностью магнитного резонанса электронов.

Электрические свойства внутриклеточной и межклеточной среды тканей и органов зависят от частоты внешнего электромагнитного поля. Как показано в [1], частотная зависимость наиболее характерна для диэлектрической проницаемости и удельной проводимости мышечных тканей. Их изменение от частоты происходит неравномерно.

Приведенные в [1] объяснения изменений диэлектрической проницаемости и удельной проводимости мышечных тканей человека не учитывают магнитных свойств их жидкого содержимого.

По мнению авторов, ход этих зависимостей также обусловлен магнитным резонансом протонов и электронов внутриклеточной и межклеточной воды [4]. Магнитный резонанс протонов оказывает влияние на вязкость и проводимость воды, поэтому она обладает предрасположенностью к диссоциации под действием роторных полей или свойством магнитной роторной преддиссоциации.

Условием магнитной роторной преддиссоциации воды является совпадение частоты и направления вращения магнитного вектора роторной волны и магнитного момента протона. В этом случае увеличивается угол прецессии магнитного момента протона, благодаря чему у него увеличивается поперечная составляющая и уменьшается продольная, удерживающая протон в составе молекулы. Прочность магнитной связи протона уменьшается и создается предрасположенность молекулы к диссоциации при неизменных температуре и давлении. Это в свою очередь вызывает увеличение проводимости воды на частотах  $10^3 \dots 10^5$  Гц.

Дополнительная магнитная роторная преддиссоциация может быть вызвана также за счет селективного воздействия на электроны ковалентных связей внешним электромагнитным полем в диапазоне частот  $10^6 \dots 10^7$  Гц. В этом случае диссоциация воды может происходить по гомолитическому типу с образованием радикалов Н и ОН. При этом, так как энергия такой диссоциации в 1,85 раза больше чем в предыдущем случае, то она возникает реже.

При одновременном воздействии внешнего поля на двух частотах имеет место увеличение проводимости тканей примерно в 6 раз.

### **Изменение магнитного тонуса.**

Уточнение требований к допустимым уровням излучений производится, как правило, на основе набора статистики заболеваний, возникающих под действием электромагнитных полей. Такой подход справедлив в случаях необратимых изменений в организме. Однако обратимые изменения могут маскироваться широко распространенными болезнями типа ОРЗ и попадать не в ту статистику. Дальнейшее углубление знаний в этой области может быть получено на основе новых представлений о физических и химических процессах в организме и новых показателей.

По мнению авторов, одним из таких показателей является магнитный тонус человека, учитывающий магнитные свойства крови, воды и кислорода, циркулирующих в теле. С медицинской точки зрения этот показатель еще не связан с каким-то заболеванием или необратимым изменением в организме, но уже связан с чувствительностью человека к изменениям погоды, магнитным бурям, геопатогенным воздействиям и другим гелиогеофизическим факторам.

Магнитный тонус является комплексным показателем, отличающим магнитные свойства человека от свойств объектов неживой природы. В тибетской и китайской народной медицине подобно магнитному тонусу используется понятие «жизненная сила» - ци.

Магнитный тонус человека – это непрерывное поддержание заселенности протонов верхнего зеемановского геомагнитного энергетического уровня в человеческом теле или органе на уровне, необходимом для обеспечения его жизнедеятельности. Заселенность верхнего энергетического уровня живого человека всегда отличается от больцмановской.

Математически магнитный тонус можно представить в виде следующего выражения

$$\Delta N = N_x - N_A, \quad (1)$$

где  $\Delta N$  - магнитный тонус человека;

$N_x$  - заселенность верхнего зеемановского геомагнитного уровня в человеческом теле;

$N_A$  - больцмановская заселенность верхнего зеемановского геомагнитного уровня в окружающей среде.

Определяя заселенность  $N_x$  с учетом протолитической диссоциации воды [4], можно показать, что искусственное уменьшение заселенности (обсыпание) верхнего магнитного уровня человека при облучении роторными полями может вызвать реакции систем терморегуляции, обмена веществ, дыхания и кровоснабжения. Под действием роторных полей у человека могут изменяться температура тела  $T$ , показатель  $pH$  крови и тканей, индукция магнитного поля кровеносной системы  $B_K(\beta, \varepsilon)$ , показатели диссоциации и магнитной поляризации внутренней среды  $\alpha P$ . Это может приводить к истощению нервной системы и нарушению: ранее выработанных условных рефлексов; характера и интенсивности физиологических и биологических процессов в организме; нервной регуляции сердечно-сосудистой системы.

Как видно из приведенных рассуждений, магнитный тонус является важным параметром человеческого организма, характеризующим как его гомеостаз, так и роторное взаимодействие с

окружающей средой посредством неравновесной заселенности верхнего геомагнитного уровня протонов тела. Наличие такой заселенности в организме живого человека характеризуется его способностью излучать роторные волны, которые обнаруживаются специальными приемниками. Эксперименты подтверждают существование магнитного тонуса у человека и указывают на возможность его использования для неинвазивной диагностики и терапии воздействия роторных полей.

### **ЗАКЛЮЧЕНИЕ**

Как видно из проведенного анализа, особое место среди возможных факторов, влияющих на жизнедеятельность и интеллектуальные возможности организма, человека занимают воздействия роторных полей. Многие люди имеют профессии, связанные с повышенным риском облучения роторными полями.

Поэтому при организации эксплуатации высокоэнергетических излучающих установок необходимо учитывать то, что их роторные излучения имеют сопутствующие заболевания. Это требует уточнения перечня таких заболеваний и ужесточения требований при отборе обслуживающего персонала и его реабилитации.

Полученные результаты могут быть использованы в интересах энергетики, радиолокации, радиосвязи, медицины, бионики, экологии и других отраслей науки и техники.

### **ПЕРЕЧЕНЬ ССЫЛОК**

1. Защита от электромагнитных излучений: В.А.Крылов, Т.Н. Юченкова, М.: Сов. Радио, 1972.
2. Техника и методики физиотерапевтических процедур: Под ред. В.М. Боголюбова. М.: Медицина, 1983.
3. Правила охраны труда при эксплуатации ЭВМ. Киев, 1999.
4. Зима И.И. Роторный геомагнетизм. Новый взгляд на извечные проблемы. Харьков, ООО «Оберіг», 2005. С. 228.

## МОНИТОРИНГ ПАРАМЕТРОВ КАЧЕСТВА УСЛУГ В ТЕХНОЛОГИИ LTE В ЗАДАННОЙ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ ОБСТАНОВКЕ

Кадацкая О.И, Сабурова С.А.

Харьковский национальный университет радиозлектроники

61166 г. Харьков, пр. Ленина, 14, ХНУРЭ, факультет ТКИТ, E-mail: [tkc@kture.kharkov.ua](mailto:tkc@kture.kharkov.ua)

Monitoring and control within the requirements of quality of service QoS services LTE networks in a predetermined electromagnetic environment. Investigated a variety of applications and services in terms of specific requirements for the quality of networks and within the need for a comprehensive approach by the QoS:

Общая методология оценки ЭМС хорошо известна и широко используется. Вместе с тем, специфика LTE различных сервисов обуславливает необходимость внесения в общую методологию некоторых изменений и дополнений. Это может касаться перечня исходных данных взаимодействующих сервисов, моделей распространения радиосигналов в LTE, критериев обеспечения ЭМС, а также особенностей учета методов уменьшения помех.

Критериями качества при функционировании объектов LTE в условиях действия помех:

А - действие ЭМП никак не отражается на функциональных характеристиках аппаратуры, работа которой до, во время и после воздействия помехи происходит в полном соответствии с техническими условиями или стандартами.

В - допускается временное ухудшение функциональных характеристик аппаратуры в момент воздействия помехи. После прекращения действия ЭМП функционирование полностью восстанавливается без вмешательства обслуживающего персонала.

С - аналогичен условиям В, но допускается вмешательство техперсонала для восстановления работоспособности аппаратуры (например, перезагрузки «зависшей» цифровой системы, повторного набора номера и т.п.).

Д - физическое повреждение аппаратуры под действием помехи. Восстановление работоспособности возможно только путем ремонта.

Основная часть

Система качества обслуживания QoS является фундаментальным компонентом качества услуг LTE сетей в заданной электромагнитной обстановке

По мере роста числа абонентов растет, так же и спрос на расширенные пользовательские услуги LTE сетей с дифференцированными уровнями обслуживания. Для того, чтобы привлечь, удержать пользователей и максимизировать средний доход с абонента (ARPU) большинство мобильных операторов предлагают дифференцированные пакеты услуг, основанные на различных потребностях пользователей и приложений.

Это делает QoS фундаментальным компонентом в рамках LTE сетей для удовлетворительного обслуживания приложений и услуг с эффективным управлением сетевыми ресурсами на основе обеспечения, в т.ч. параметров электромагнитной совместимости. Чтобы этого достичь, элементы LTE сетей должны включать в себя методы мониторинга и управления различными характеристиками трафика для растущего диапазона мультимедийных приложений и услуг.

Различные приложения и услуги предъявляют особые требования к качеству работы сетей и совместно они вызывают необходимость комплексного подхода со стороны QoS:

- передача речи по Интернет-протоколу (VoIP) через мобильные сети.

VoIP представляет собой технологию для поддержки речевой связи по сетям с пакетной передачей таких как Интернет. Современные методы кодирования, речевой трафик требуют от канала низкой пропускной способности с предоставлением приемлемого качества. Пакеты должны быть переданы с минимальной задержкой и джиттером или вариацией задержки. Пакетам, которые переданы с речевым трафиком, присваивается гарантированная полоса пропускания для обеспечения доставки на приемлемом уровне задержки. В речевом трафике, сервисы дифференцированные с высоким приоритетом также могут быть предусмотрены для важных, например, аварийных звонков и критической связи между аварийно-спасательной службой персонала (на основе идентификатора пользователя или источника и / или назначения).

- потоковое видео. Резкий рост мобильного сетевого трафика вызван, в первую очередь, требованиями к пропускной способности со стороны услуг и сервиса видеотрафика. Для генерируемого в режиме реального времени трафик услуг и сервисов потокового видео по требованию, например, такие как YouTube в сетях LTE, важным фактором является QoS. Для качественного видео потока, сеть должна обеспечивать высокую пропускную способность, но с менее строгими задержками и джиттером, чем VoIP. Трансляции могут быть либо от пользователя к пользователю

либо контент к пользователю и может быть, в реальном времени или в записи – ко всем должны предъявляться различные требования QoS. Например, в режиме реального времени, видеотрансляция от пользователя к пользователю требуется высокая пропускная способность, как на восходящей линии связи (uplink) так и нисходящей линии связи (downlink). Так для поддержки таких приложений, как Skype (также использует VoIP), сеть должна обеспечивать двунаправленный QoS;

- загрузка контента. Значительное количество мобильной пропускной способности используется пользователями при скачивании и загрузке фильмов, картинок, музыки, документов и т.д. В отличие от видео в реальном времени, эти передачи буферизируются и, следовательно, могут быть обработаны в более «сдержанном» темпе. Пакетный характер таких передач дает возможность использовать планирование пропускной способности таким образом, что пакеты с низким приоритетом могут быть отброшены, чтобы обрабатывать с пакеты более высоким приоритетом трафика. В отличие от трафика в реальном времени, который использует User Datagram Protocol (UDP), пакетная передача использует протокол управления передачей (TCP) с возможностью повторной передачи любых потерянных пакетов;

- различные услуги и приложения. Есть тысячи игр и социальных медиа-приложений, доступных для мобильных платформ, и все большее число из них в настоящее время требуют дифференцированного QoS. Например, многопользовательские игры требуют быстрых ответов в режиме реального времени. Facebook - коммуникации могут быть наилучшим решением, но необходимо обеспечить их высокой пропускной способностью для загрузки, LTE сети, например, видео или фото;

- мобильный трафик всплесков. QoS имеет решающее значение для эффективного управления сценариями пиковых запросов, когда большое число пользователей получают доступ к тому же приложению или сервису. Примеры этих высокотрафиковых сценариев включают не системные события, а такие как игры или срочные речи, или последние новости из различных точек мира;

- монетизация LTE сетей с QoS. Монетизация является главной движущей силой необходимости расширения QoS в LTE сетях. По сути, дифференциация услуг, предоставляемая QoS обеспечивает возможность как увеличить ARPU так и для более эффективного использования доступной пропускной способности сети LTE.

Монетизация LTE сетей с QoS требует, чтобы оператор сети различал абонентов на основе их конкретных потребностей, а также предлагал дифференцированные или даже настраиваемые пользователем пакеты услуг с конкретными соглашениями об уровне обслуживания (SLA).

В технологии LTE соглашения об уровне обслуживания должны также включать задержки, связанные с гарантией для установления цен классов обслуживания в зависимости от качества и пользовательской активности. Например, на нижнем уровне требуется оптимизировать использование полосы пропускания за счет приоритезации «премиум» абонентов и услуг, не создавая при этом проблем коммутации из конца в конец при условии случайного наихудшего сценария трафика и не влияя на электромагнитную обстановку.

QoS включает в себя основу, состоящую из многочисленных стандартов, которые широко используются в сетях связи для управления трафиком таким образом, чтобы дифференцировать подписчиков и услуги для повышения общей производительности. QoS позволяет сетевым операторам производить изоляцию трафика в потоке и на основе атрибутов, таких, как тип трафика (речь, видео, управление) или потребностей приложений (пропускная способность, задержка и / или джиттер), а затем передавать каждый поток соответственно. В рамках QoS также рассматриваются абонентские соглашения об уровне обслуживания посредством приоритезации трафика для критических пользователей и приложений, обеспечивая детерминированные задержки и джиттер (требуется для приложений реального времени) и минимизации перегрузки сети.

Показатели и параметры качества услуг LTE основываются на основных требованиях QoS:

- потребителя (абонента) к качеству услуг;
- к качеству услуг, которые предлагаются поставщиком;
- высшего качества услуг, которые могут быть достигнуты поставщиком;
- качества услуг, приемлемых для потребителя (абонента).

Для расчета значений показателей качества услуг LTE применяют параметры качества указанных услуг (результаты мониторинга, измерений или опрос), а также значения других показателей качества услуг.

Допустимые значения показателей качества услуг LTE обеспечиваются совокупностью характеристик сетей LTE, а также показателями качества их работы. Характеристики сети LTE и показатели качества ее работы являются показателями внутреннего применения и используются операторами для анализа качества работы сети и определения причин ухудшения качества предоставляемых услуг.

Значения интегрального показателя качества рассчитывают по результатам мониторинга и значениям обобщенных показателей качества всех видов услуг LTE, а также по значениям обобщенных показателей удовлетворенности потребителей общим обслуживанием.

Рассмотрим методы оценки качества услуг предоставления доступа к сети оператора LTE:

Коэффициент неготовности радиосети  $K_{НГРС}$  – часть случаев, когда услуга LTE не может быть предоставлена пользователю.  $K_{НГРС}$  рассчитывается по формуле:

$$K_{НГРС} = \frac{N_{ндн}}{N_{нд}}, \quad (1)$$

где  $N_{ндн}$  – количество попыток доступа при неготовности LTE сети;

$N_{нд}$  – общее количество попыток доступа за время испытания или отчетный период.

Если испытательный терминал работает в двух режимах (UMTS/LTE), оценивание коэффициента неготовности радиосети надо выполнять по отношению к технологии радиодоступа, которую использует испытательный прибор во время испытания.

Коэффициент недоступности сети  $K_{НДРС}$  – часть случаев, когда абонент не может выполнить успешную регистрацию в PLMN.  $K_{НДРС}$  вычисляется по формуле:

$$K_{НДРС} = \frac{N_{нпр}}{N_{пр}}, \quad (2)$$

где  $N_{нпр}$  – количество неуспешных попыток регистрации в PLMN;

$N_{пр}$  – общее количество попыток регистрации за период испытаний или отчетный период.

Коэффициент неуспешных попыток соединения с сетью с пакетной коммутацией  $K_{НПС}$  – часть случаев, когда абонент не может осуществить успешное соединение с сетью с пакетной коммутацией.  $K_{НПС}$  вычисляется по формуле:

$$K_{НПС} = \frac{N_{нпс}}{N_{пс}}, \quad (3)$$

где  $N_{нпс}$  – количество неуспешных попыток соединения с сетью с пакетной коммутацией;

$N_{пс}$  – общее количество попыток соединения за период испытаний или отчетный период.

Время соединения с сетью с пакетной коммутацией  $T_{сс}$  – период времени, необходимый для соединения с сетью с пакетной коммутацией.  $T_{сс}$  вычисляется по формуле:

$$T_{сс} = (t_{сс\_зав} - t_{сс\_зан}), \text{ с}, \quad (4)$$

где  $t_{сс\_зав}$  – время завершения соединения с сетью;

$t_{сс\_зан}$  – время получения запроса на соединение с сетью.

Обобщенный показатель качества услуги предоставления доступа к сети оператора. Обобщенный коэффициент качества подключения,  $K_{ОККП}$ , вычисляется по формуле:

$$K_{ОККП} = K_{НГРС} \times K_{НДРС} \times K_{НПС}. \quad (5)$$

Таким образом, в отличие от других мобильных широкополосных технологий с коммутацией каналов таких, как стандарты семейства GSM, LTE базируется на использовании IP-пакетов.

**Выводы**

Для управления качеством в сетях LTE используются два пересекающихся множества, состоящих из параметров качества функционирования сети NP (Network Perfomances) и параметров качества услуг QoS (Quality of Service).

Последовательность мониторинга и расчета интегрального показателя должна отвечать структуре системы показателей и параметров качества в рамках требований QoS услуг LTE. Поэтому расчет необходимо осуществлять в следующем порядке: измерение или сбор параметров

для расчета значений единичных показателей качества (по представленным группам); оценка (расчет) значений единичных показателей качества; оценка (расчет) значений обобщенных показателей качества; оценка (расчет) значений интегрального показателя качества.

Функции мониторинга и управления трафиком гарантирует то, что пропускная способность доступна всякий раз, когда нужно передать критически важный трафик. Таким образом, эти функции управляют общей пропускной способностью так, чтобы SLA требования к пропускной способности для различных услуг были удовлетворены в заданной электромагнитной обстановке.

Следует отметить, что внедрение LTE позволит операторам сетей UMTS удержаться в лидерах быстроменяющегося телекоммуникационного рынка, основными тенденциями которого являются конвергенция сетей фиксированной и подвижной связи (Fixed Mobile Convergence - FMC) и персонализация услуг для абонентов (индивидуальное управление услугами) с учетом требований системы QoS .

# ИНФОРМАЦИОННАЯ ТЕХНОЛОГИЯ ТЕРРИТОРИАЛЬНО-ЧАСТОТНО-АППАРАТНОГО ПЛАНИРОВАНИЯ СЕТЕЙ РАДИОЧАСТОТНОГО МОНИТОРИНГА

Калюжный Н.М.\*, Благодарный В.Г.\*\*

\*Харьковский национальный университет радиоэлектроники,  
61166, г. Харьков, пр. Ленина, 14, т/ф (+38) 057-702-10-68, E-mail: [3rmorti7@gmail.com](mailto:3rmorti7@gmail.com)

\*\*Государственное предприятие «Украинский государственный центр радиочастот»,  
03170, г. Киев, пр. Победы, 15-й км, т. (+38) 044-422-81-49, E-mail: [blagodarniy@ucrf.gov.ua](mailto:blagodarniy@ucrf.gov.ua)

В докладе представлены результаты разработки и возможности информационной технологии территориально-частотно-аппаратного планирования сетей радиочастотного мониторинга на основе оценивания охвата излучений РЭС различных радиотехнологий связи по территории и частотному диапазону разнотипными существующими и перспективными средствами радиоконтроля

## ВВЕДЕНИЕ.

Решение проблемы обеспечения высокой эффективности систем и процесса ведения радиочастотного мониторинга лежит как в плоскости текущего уровня развития технической базы радиомониторинга, так и в плоскости финансовых возможностей администрации. На практике основными факторами, определяющими эффективность функционирования систем радиочастотного мониторинга (СРЧМ), остаются количество используемых стационарных и мобильных средств радиоконтроля (СРК), оптимизация их функционального состава, топологии и планирования работы. Поэтому создание инструментария для территориально-частотно-аппаратного планирования и совершенствования функциональной структуры сетей региональных подсистем радиочастотного мониторинга (РП РЧМ) и СРЧМ в целом является **актуальной** задачей.

## Основная часть.

При планировании топологии стационарной компоненты используются два основных подхода [1]:

- покрытие максимальной территории на основе использования регулярной структуры сети радиомониторинга;
- обеспечение максимального охвата радиоэлектронных средств (РЭС) наименьшим количеством стационарных СРК.

В первом случае задача решается на основе критерия охвата излучений РЭС по территории простыми геометрическими методами на плоскости. Недостатком является высокая стоимость и недостаточно эффективное использование сил и средств. Во втором – на основе критерия эффективность/стоимость упрощенным вариантом метода Монте-Карло, основанного на использовании априорной информации о плотности распределения РЭС.

При создании СРЧМ в Украине изначально за основу был взят второй подход и использовались следующие концептуальные положения [1].

1. Основу СРЧМ составляют стационарные РП РЧМ, развернутые в городах с большим количеством населения для обеспечения радиоконтроля максимального количества РЭС.
2. Основу стационарных сетей РП РЧМ составляют стационарные дистанционно управляемые СРК, работающие в диапазоне частот от 30 МГц до 3 ГГц;
3. Стационарные СРК развертываются исходя из критерия обеспечения максимального охвата РЭС;
4. Для расширения зон радиодоступности стационарные сети РП РЧМ дополняются мобильными СРК;
5. Радиомониторинг в диапазоне частот выше 3 ГГц осуществляется с использованием специализированных измерительных лабораторий.

Разработанная **информационная технология** и предназначена для повышения эффективности планирования и ведения радиомониторинга использования национального радиочастотного ресурса (РЧР) путем оптимизации охвата разнотипными СРК и сетями РП РЧМ излучений РЭС по территории, частотному диапазону и времени с оцениванием их электромагнитной совместимости. При этом учитываются характеристики СРК, характеристики контролируемых РЭС различных радиотехнологий, условия распространения радиоволн в соответствии с Рекомендациями Международного союза электросвязи (МСЭ), профиль рельефа и застройка местности.

Технология включает **базу знаний** (методы, модели, методики, алгоритмы), **базу данных** (ЦКМ, СРК и РЭС), **функциональное программное обеспечение** и реализована в виде информационно-расчетной системы (ИРС) "Радиомониторинг-М".



Технология базируется на **методах** теории радиомониторинга и электромагнитной совместимости (ЭМС).

**Модели** технологии служат для:

- имитационно-математического моделирования топологии размещения и характеристик СРК сетей РП РСМ;
- имитационно-математического моделирования в регионах страны группировок РЭС определенной радиотехнологии и их характеристик;
- математического моделирования потерь и напряженности поля на трассе распространения радиоволн (РРВ) в соответствии с Рекомендациями МСЭ (свободное пространство, Р.1546, Р.526, Окумура-Хата) [2-5], учетом рельефа и застройки местности;
- математического моделирования характеристик диаграмм направленности антенн взаимодействующих СРК и РЭС [6];
- математического моделирования частотной избирательности и восприимчивости радиоприемных устройств СРК, базирующихся на экспериментальных измерениях.

**Методики и алгоритмы** технологии определяют правила и порядок выполнения следующих функций:

- выбора моделей в соответствии с Рекомендациями МСЭ для оценивания в диапазоне частот от 30 МГц до 6 ГГц потерь на трассе распространения радиоволн;
- определения направления на произвольное РЭС, дальности до РЭС и уровня эквивалентной изотропно-излучаемой мощности передатчика РЭС по его техническим характеристикам;
- оценивания уровня потерь и напряженности поля на трассе РРВ от какого-либо РЭС до определенного СРК по выбранной модели с учетом рельефа и застройки местности, а также уровня сигнала РЭС на входе радиоприемного устройства СРК;
- оценивания в фиксированном диапазоне частот для заданных условий зон электромагнитной доступности (ЭМД) действующих и исследуемых СРК и зон ЭМД группировок СРК, расположенных на определенной территории;
- оценивания зон защиты СРК от помех интермодуляции и блокирования излучений РЭС различных радиотехнологий;
- расчет и принятия решения о радиодоступности или недоступности конкретным СРК излучений РЭС определенной радиотехнологии, создания этими РЭС помех интермодуляции и/или блокирования;
- ведения баз данных СРК, РЭС и цифровых карт местности (ЦКМ);
- визуализацию результатов оценивания, исходных и справочных данных на ЦКМ.

Базовым в обеспечении выполнения указанного функционала в ИРС "Радиомониторинг-М" является выражение для определения уровня полезного сигнала или помехи на входе радиоприемного устройства СРК и критерии [5]

$$P_{C(II)} = P_T - \alpha_T + G_T(\beta_{TR}, \varepsilon_{TR}) - L_{TR}(d) - K_{II} + G_R(\beta_{RT}, \varepsilon_{RT}) - \alpha_R - FDR_{TR}(\Delta f), \quad (1)$$

$$P_C \geq P_{Rmin} \quad \text{и} \quad P_{II} \leq P_{II.доп}$$

где  $P_T$  – мощность передатчика РЭС;

$\alpha_T$  и  $\alpha_R$  – потери в антенно-фидерных трактах соответственно РЭС и СРК;

$G_T(\beta_{TR}, \varepsilon_{TR})$  – коэффициент усиления антенны РЭС в направлении на СРК;

$L_{TR}(d)$  – потери сигнала на трассе РРВ;

$K_{II}$  – коэффициент несовпадения поляризации антенн РЭС и СРК;

$G_R(\beta_{RT}, \varepsilon_{RT})$  – коэффициент усиления антенны СРК в направлении на РЭС;

$\beta_{TR}, \beta_{RT}, \varepsilon_{TR}, \varepsilon_{RT}$  – азимуты и углы места соответственно;

$FDR_{TR}(\Delta f)$  – коэффициент, учитывающий потери за счет несовпадения полос и рабочих частот излучения передатчика РЭС и приемника СРК;

$P_{Rmin}$  и  $P_{II.доп}$  – соответственно чувствительность и мощность помехи на входе радиоприемного устройства СРК.

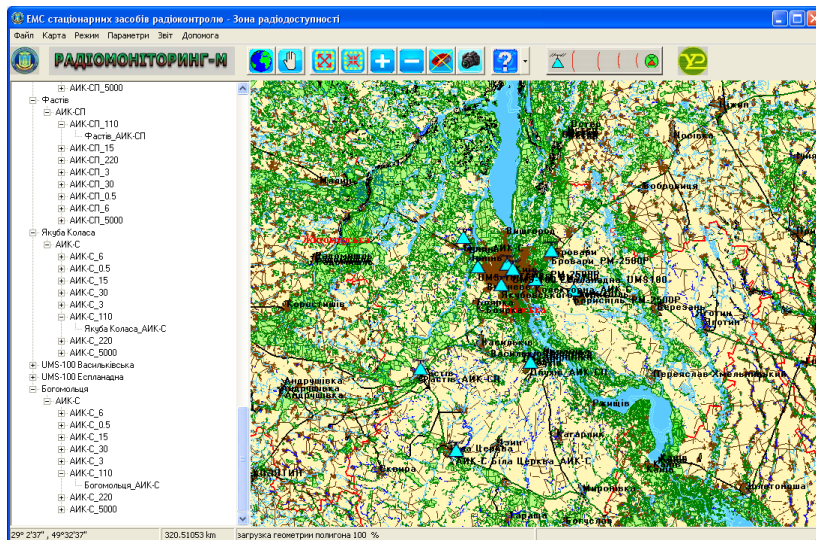
**Функциональное программное обеспечение** разработано с использованием современных информационных технологий [7] и реализует автоматизированные процедуры выполнения указанных функций для заданных исходных данных и хранения результатов расчета в базе данных. Ар-

хитектурно функциональное программное обеспечение реализуется в локальном и клиент-серверном исполнении.

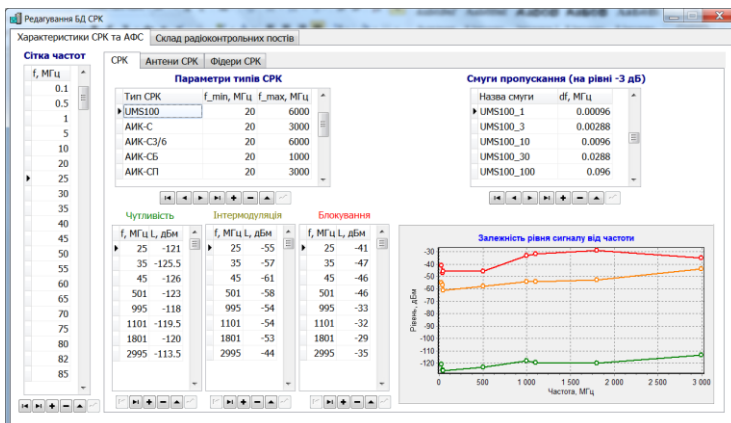
Для выполнения указанных функций в ИРС "Радиомониторинг" реализованы режимы работы, которые с иллюстрациями интерфейсов приведены ниже.

1. «Настройка и управление ЦКМ» - обеспечивает настройку и отображение ЦКМ Украины, соответствующих регионов, областных центров с застройкой и возможностями изменения масштаба, скроллинга, определения и отображения географических координат каждой точки местности, трассы РРВ, расстояния и азимута между двумя произвольными точками (рис. 1-6).

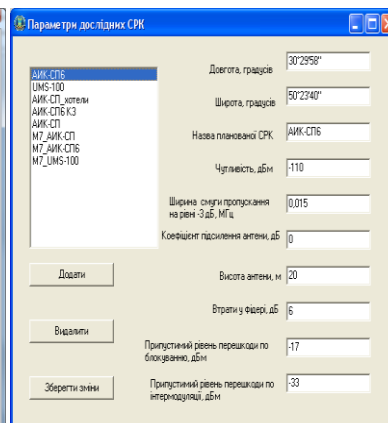
2. «Моделирование сетей РЧМ» - реализует возможности моделирования и отображения состава, размещения, типов, характеристик и параметров, действующих и исследуемых (планируемых) группировок стационарных СРК (рис. 1).



а)



б)



в)

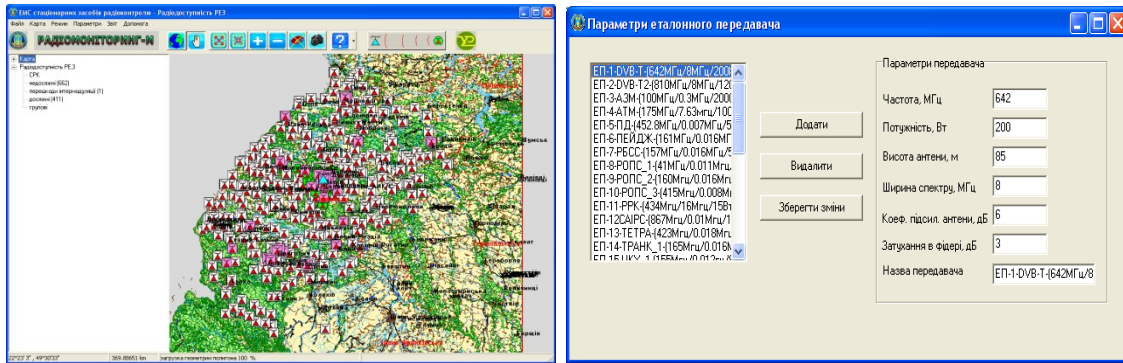
Рисунок 1. Результат моделювання реальної групування СРК на території Київського регіону (рис. 1а) з інтерфейсами редакторів баз даних існуючих (рис. 1б) і плануваних (рис. 1в) СРК

3. «Моделирование группировок РЭС» - реализует возможности моделирования и отображения состава, размещения, типов, характеристик и параметров, существующих и перспективных радиотехнологий, создающих электромагнитную обстановку (рис. 2).

4. «Ведение баз данных СРК и РЭС» - обеспечивает решение следующих задач:

- ведение с помощью редактора административных и технических данных по параметрам радиоконтрольных постов и характеристикам СРК;
- импорт с помощью конвертора административных и технических данных по РЭС из единой базы частотных присвоений.

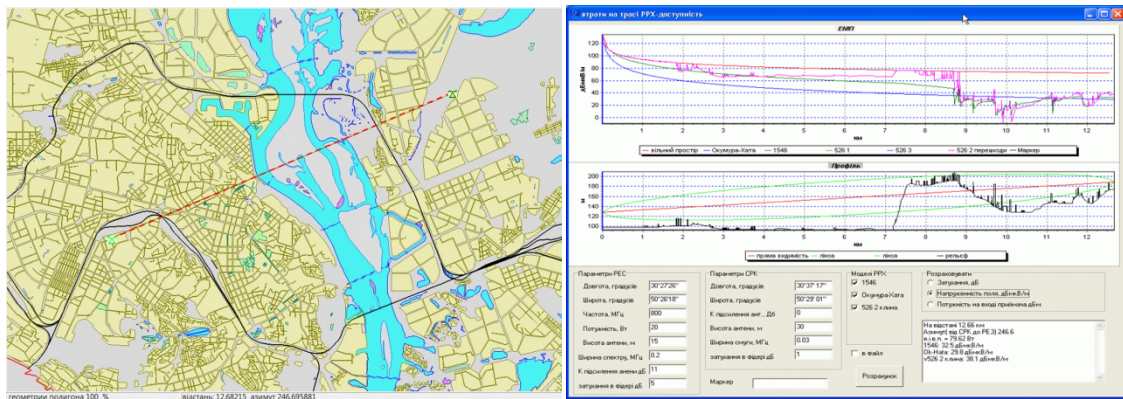
5. «Потери на трассе РРВ» - решает задачи автоматизированного расчета (рис. 3):



а)

б)

Рисунок 2. Результат моделирования существующей группировки РЭС радиотехнологии GSM-1800 на территории Львовской обл. (рис. 2а) и интерфейс редактора баз данных РЭС существующих и планируемых радиотехнологий (рис. 2б)



а)

б)

Рисунок 3. Результаты выбора трассы РРВ на территории г. Киев (рис. 3а) и расчета напряженности поля по 4 указанным моделям для заданных в соответствующих полях параметров СРК и РЭС (рис. 3б)

– трассы РРВ с учетом рельефа и застройки местности, эллипса Френеля, эквивалентной изотропно излучаемой мощности передатчика РЭС, расстояния и азимута между начальной и конечной точками трассы;

– уровней потерь и напряженности поля на трассе распространения радиоволн по указанным выше моделям на основе Рекомендаций МСЭ;

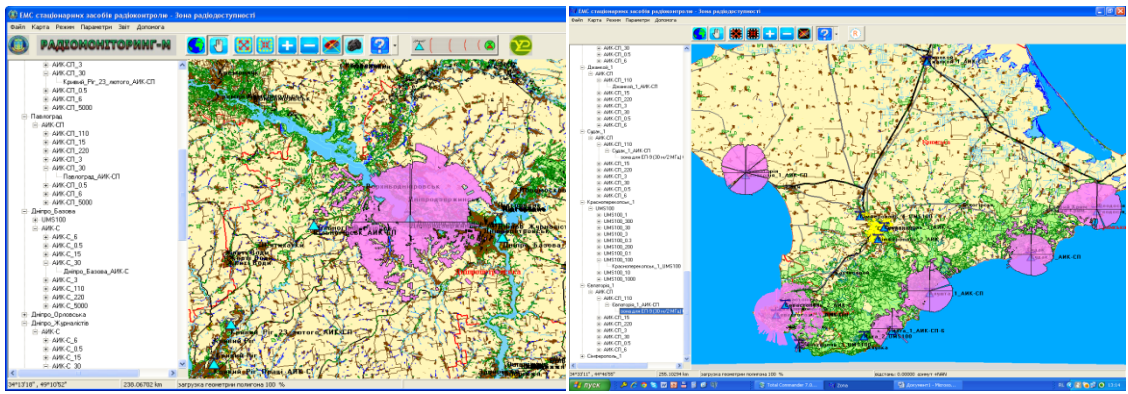
– мощности сигнала на входе радиоприемных устройств СРК.

6. «Зона радиодоступности СРК» - обеспечивает автоматизированный расчет зон радиодоступности СРК реальной или планируемой (исследуемой) группировки для изотропно излучаемой мощности типовых передатчиков соответствующих радиотехнологий (рис. 4).

7. «Зона защиты по интермодуляции» и «Зона защиты по блокированию» реализуют автоматизированный расчет зон защиты СРК соответственно от помех интермодуляции и блокирования для реальной или планируемой (исследуемой) группировки (рис. 5).

8. «Радиодоступность РЭС» - реализует автоматизированный расчет и принятие решения о радиодоступности или –недоступности конкретному СРК излучений РЭС определенной радиотехнологии и создания этими РЭС помех интермодуляции или блокирования (рис. 6).

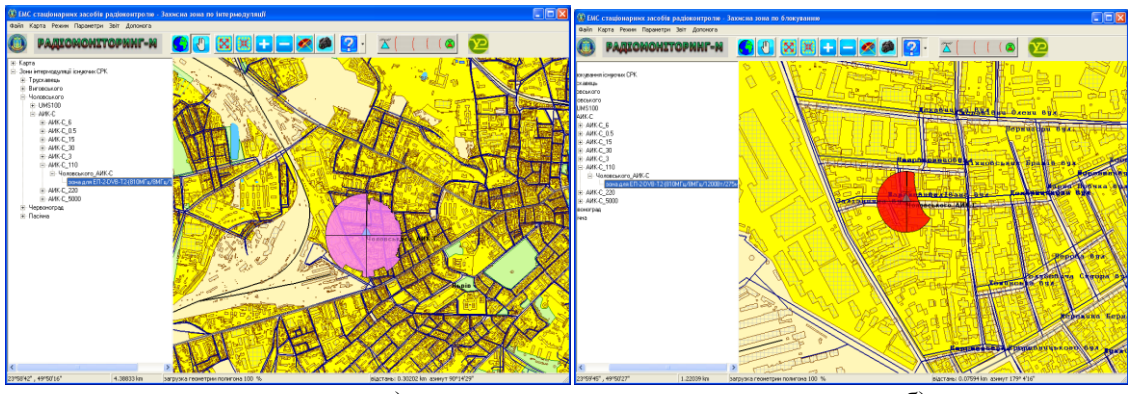




а)

б)

Рисунок 4. Результаты расчета зон радиодоступности одиночного СРК типа АИК-С (рис. 4а) на территории Днепропетровской обл. по радиотехнологии DVD-T2 и группировки СРК типа АИК-С по радиотехнологии GSM-900 (рис. 4б) на территории Крыма



а)

б)

Рисунок 5. Результаты расчета защитных зон СРК типа АИК-С от помех интермодуляции (рис. 5а) и блокирования (рис. б) РЭС радиотехнологии цифрового телевидения DVD-T2

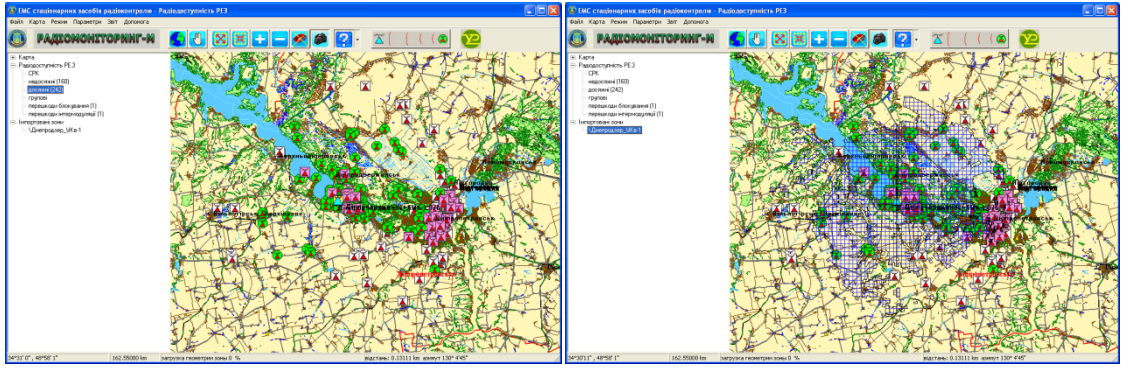


Рисунок 6. Результаты оценивания радиодоступности/недоступности и возможности создания помех интермодуляции/блокирования СРК РЭС радиотехнологии (рис. 1а) с наложением импортированной зоны ЭМД на результаты оценивания (рис.1 б)

Основными направлениями использования разработанной информационной технологии для национальных СРЧМ являются:

- территориально-частотно-аппаратное планирование сетей радиомониторинга в регионах и стране в целом;
- усовершенствование (оптимизация) функциональной структуры РП РЧМ и СРЧМ страны

(состава, типов, характеристик, размещения СРМ, взаимодействия стационарной и мобильной составляющих РЧМ);

– обеспечение решения плановых и оперативных задач радиочастотного мониторинга.

### **ВЫВОДЫ.**

Созданная информационная технология реализует широкие возможности по моделированию разных исходных данных и вариантов построения сетей РП РЧМ и СРЧМ страны в целом. Позволяет существенно снизить интеллектуальные, финансовые и временные затраты на их территориально-частотно-аппаратное планирование, оптимизацию функциональной структуры, обеспечение решения плановых и оперативных задач радиомониторинга. ИРС «Радиомониторинг-М» внедрена и используется по назначению в ГП "Украинский государственный центр радиочастот". С незначительными доработками может быть применена для территориально-частотно-аппаратного планирования сетей радиосвязи различных радиотехнологий.

### **ПЕРЕЧЕНЬ ССЫЛОК**

1. Слободянюк П. В., Благодарный В.Г. Радиомониторинг: вчера, сегодня, завтра. (Теория и практика построения системы радиочастотного мониторинга)/под общей ред. Слободянюка П.В. – К.:Изд. «Аір-Поліграф», 2010 – 347 с.
2. Рекомендация МСЭ-R P.525-2. Расчет ослабления в свободном пространстве.-3 с.
3. Рекомендация МСЭ-R P.526-12. Распространение радиоволн за счет дифракции - 37 с.
4. Рекомендация МСЭ-R P.1546-4. Метод прогнозирования для трасс связи "пункта с зоной" для наземных служб в диапазоне частот от 30 МГц до 3000 МГц – 57с.
5. Управление радиочастотным спектром и электромагнитная совместимость радиосистем. Учебн. пособие / Под ред. д.т.н., проф. М.А. Быховского.- М.: Эко-Трендз, 2006.- 376 с.
6. Рекомендация СЕРТ T/R 25-08. Инструкции, касающиеся кодирования диаграмм направленности антенн для сухопутной подвижной службы. Приложение 6.
7. Эрих Гамма. Приемы объектно-ориентированного проектирования. Паттерны проектирования [Текст] / Эрих Гамма, Ричард Хелм, Ральф Джонсон, Джон Влиссидес // Изд-во Питер, 2007. – 366 с.

## РЕЗУЛЬТАТЫ РЕАЛИЗАЦИИ СПОСОБА И АЛГОРИТМА ПОСТРОЕНИЯ ЗОН ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ ДОСТУПНОСТИ СРЕДСТВ РАДИОКОНТРОЛЯ

Калужный Н.М.\* , Галкин С.А.\*\* , Коржуков К.Н.\* , Хряпкин А.В.

Харьковский национальный университет радиоэлектроники, 61166,  
г. Харьков, пр. Ленина, 14, т/ф (+38) 057-702-10-68, E-mail: 3rmorti7@gmail.com

\*\*Национальный технический университет «ХПИ»,  
61002, г. Харьков, ул. Фрунзе, 21, т. (+38) 057-706-27-49, E-mail: gulkin@inbox.ru

### ВВЕДЕНИЕ.

В связи с быстрым ростом количества радиоэлектронных средств возрастает роль национальных систем радиочастотного мониторинга (СРЧМ) в обеспечении контроля использования выделенного радиочастотного ресурса. Эффективная работа таких систем является основополагающим фактором для их дальнейшего развития и выполнения основных задач [1,2]. Информационную основу СРЧМ составляют стационарные широкодиапазонные средства радиоконтроля (СРК), обеспечивающие решение задач радиомониторинга в широком диапазоне частот и в пределах зоны ответственности, размеры которой определяются зоной их электромагнитной доступности (ЭМД). Оценивание зон ЭМД СРК позволяет оптимизировать СРЧМ по топологии и структуре, как на этапе проектирования, так и в процесс эксплуатации.

В связи с этим, **актуальной** является задача разработки способов и алгоритмов построения зон ЭМД и зон защиты СРК от мощных радиоизлучений РЭС а также их реализация в виде программных продуктов для различных вычислительных систем.

### Основная часть.

В процессе функционирования СРК выполняют операции по: обнаружению радиоизлучений, измерению их основных и дополнительных параметров, пеленгованию их источников. Будем считать, что РЭС является радиодоступным для выполнения операций по его мониторингу заданным СРК, если мощность сигнала от этого РЭС на входе приемника обеспечивает необходимое для выполнения указанных операций отношение сигнал/шум. Мощность сигнала на входе приемника зависит от мощности передатчика, рабочей частоты передатчика, параметров антенно-фидерного тракта РЭС, среды распространения радиоволн и параметров антенно-фидерного тракта СРК.

Под зоной ЭМД будем понимать совокупность точек пространства, находясь в которых эталонное РЭС с заданными параметрами радиоизлучения обеспечивает на входе приемника уровень мощности сигнала необходимый для обнаружения радиоизлучения, измерения его технических параметров и пеленгование РЭС по радиоизлучению.

Существенное влияние на размер и форму зон ЭМД оказывают рельеф местности, плотность городской застройки, характеристики излучения объектов радиоконтроля – РЭС.

#### Алгоритм построения зоны ЭМД СРК

При разработке алгоритма построения зоны ЭМД предполагалось:

– результаты расчетов в памяти ЭВМ хранятся в виде вектора, содержащего структуры переменной длины. Каждая из структур – элементов вектора содержит данные об участках принадлежащих и не принадлежащих зоне ЭМД в направлении, определяемом азимутом, соответствующим номеру элемента вектора из точки стояния СРК;

– данные о рельефе хранятся в электронной карте в векторном формате в виде линий равных высот.

– для работы с пространственными данными используются средства, предоставляемые пространственной СУБД.

Схема разработанного алгоритма с нумерацией блоков представлена на рис 1.

Алгоритм построения зон ЭМД предусматривает порядок действий, наименования которых внесены в соответствующие блоки.

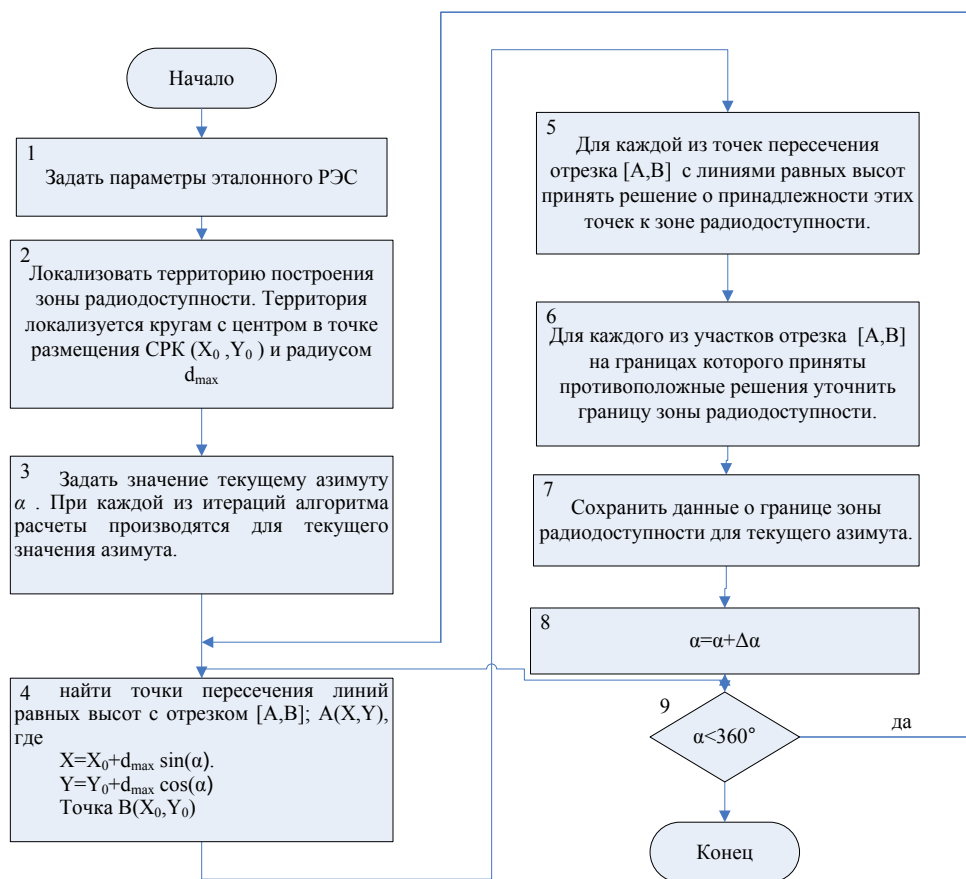


Рисунок 1 – Алгоритм расчета зоны ЭМД

Далее приведены пояснения действий, которые предусматривают некоторые из блоков.

Блок 2 – Локализовать территорию построения ЭМД.

Территорию, на которой будет определяться зона ЭМД, целесообразно ограничить кругом с центром в точке размещения СРК (координаты  $X_0, Y_0$ ), радиусом равным максимально возможной дальности приема сигналов эталонного РЭС приемником СРК –  $D_{\max}$ . Максимальная дальность приема сигналов эталонного ИРИ приемником СРК определяется как дальность приема сигналов в свободном пространстве [4]:

$$D_{\max} = 10 \frac{10 \log(P_t) - P_r - 32,4 - 20 \log(f)}{20}, \quad (1)$$

где  $P_t$  – эквивалентная излучаемая мощность передатчика ИРИ;

$P_r$  [дБВт] – пороговое значение чувствительности приемника СРК.

Блок 3 – Локализованную территорию разобьем на  $N$  секторов указанного круга по азимуту. Задать значение текущего азимута. При каждой итерации алгоритма расчеты производятся для текущего азимута.

Блок 4 – Найти точки пересечения линий равных высот с текущим азимутом – отрезком  $[A, B]$ , где точка  $A(X_0, Y_0)$  – точка размещения СРК,  $B(X, Y)$ ,  $X = X_0 + D_{\max} \cdot \sin(\alpha)$ ,  $Y = Y_0 + D_{\max} \cdot \cos(\alpha)$ . На основе полученного массива точек пересечения линий равных высот с отрезком  $[A, B]$  (рис. 2) в блоке 4 строится профиль трассы распространения радиоволн (рис. 2б).

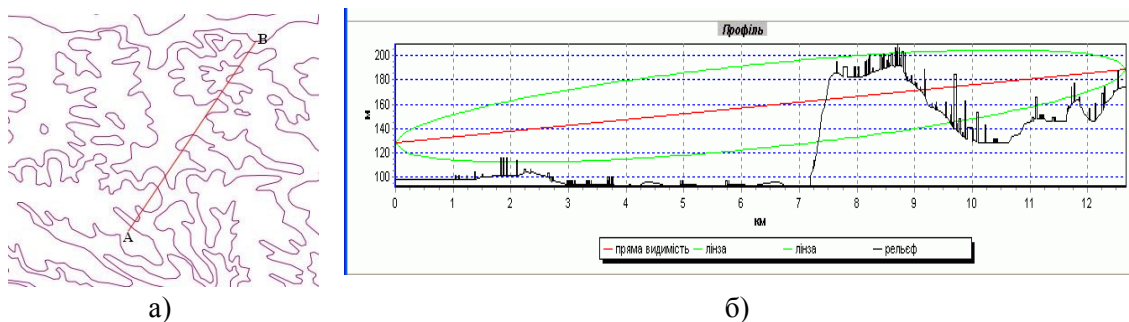


Рисунок 2. Получение информации о рельефе местности (рис. 2а) и построенный по ней профиль трассы РРВ с эллипсом Френеля (рис. 2б)

Блок 5 Для каждой из точек пересечения отрезка  $[A, B]$  с линиями равных высот принять решение о принадлежности этих точек к зоне ЭМД. Для принятия решения производится расчет уровня сигнала на входе приемника СРК излучаемого эталонным РЭС, помещенным в заданную точку. Если расчетный уровень сигнала превышает уровень сигнала, необходимый для обнаружения или измерения параметров или пеленгования радиоизлучения, то принимается решение о принадлежности этой точки к зоне ЭМД СРК. Для расчета мощности сигнала на входе приемника СРК была выбрана методика, изложенная в рекомендации МСЭ Р.1546 [3]. Методика содержит описание метода прогнозирования распространения радиоволн для трасс связи «пункта с зоной» наземных служб. Для диапазона частот от 30 до 3000 МГц, условий тропосферы над сухопутными, морскими и/или смешанными трассами, длиной от 1 до 1000км, при эффективной высоте передающей антенны до 3000м.

После принятия решения в блоке 5 о принадлежности точек к зоне ЭМД отрезок  $[A, B]$  делится на несколько участков.

Граница зоны ЭМД в блоке 6 уточняется итерационным путем методом половинного деления. Условием для остановки итерационного процесса половинного деления является уменьшение длины исследуемого участка до заданного значения.

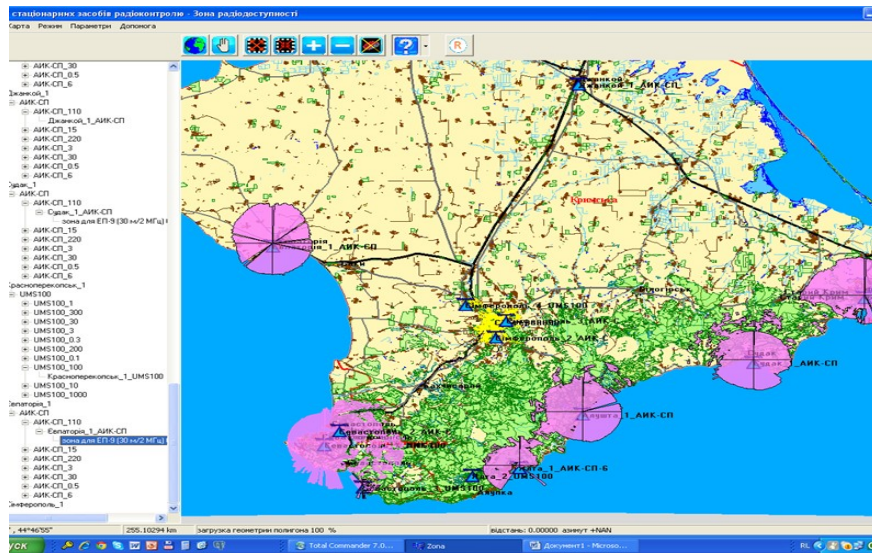
Приведенный алгоритм построения зон ЭМД реализован в виде программного модуля «Зоны радиодоступности СРК» в разработанной информационно-расчетной системе (ИРС) оценивания электромагнитной совместимости средств радиоконтроля на месте из размещения «Зона 1.0» [5]. Возможности модуля иллюстрируются приведенными на рис 3 рассчитанными зонами. Затрачиваемое время на расчет одной зоны ЭМД в зависимости от рельефа, застройки местности и дискретности отсчетов по азимуту составляет от 15 до 120 минут.

Результаты моделирования качественно свидетельствуют о достаточной для практики эффективности способа и алгоритма оценивания зон ЭМД СРК, что обусловлено высокой степенью учета в расчетах как характеристик СРК и РЭС, так и профиля рельефа и застройки местности. Результаты экспериментальной проверки границ рассчитанных зон по нескольким радиотехнологиям дали ошибку в 2-3% по дальности.

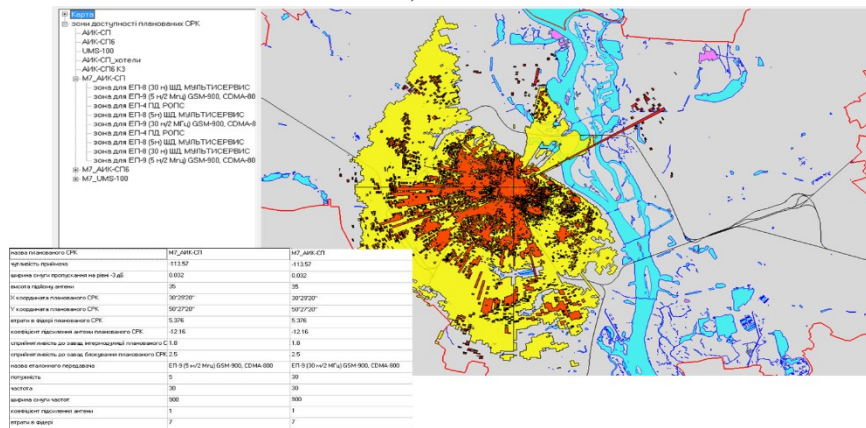
## ВЫВОДЫ.

Разработанный способ и программно-алгоритмическое обеспечение с достаточной для практики точностью позволяют: оценивать возможности как действующих, так и исследуемых СРК по территориально-частотному охвату радиомониторингом излучений РЭС как существующих, так и перспективных радиотехнологий; моделировать различные варианты построения региональных подсистем радиочастотного мониторинга с целью оптимизации их топологии и функциональной структуры;





а)



б)

Рисунок 3. Результати расчета зон ЭМД группировки СРК на побережье Крыма по радиотехнологии GSM-900 (рис. 3а) и одиночного СРК типа АИК-СП по радиотехнологии CDMA-800 на территории Киева без учета и с учетом городской застройки (рис 3б)

### ПЕРЕЧЕНЬ ССЫЛОК

1. Валіков Д.П. Оцінювання зон радіодоступності стаціонарних радіоконтрольних постів // Зв'язок. – 2004. – №6. – С. 34-35.
2. Слободянюк П.В., Благодарный В.Г. Радиомониторинг: вчера, сегодня, завтра (Теория и практика построения системы радиомониторинга)/Под общ. Ред. П.В. Слободянюка. – Прилуки: ООО «Издательство «Аир-Поліграф», 2010.-296 с.:ил.
3. Method for point-to-area predictions for terrestrial services in the frequency range 30 mhz to 3 000 mhz // recommendation itu-r P.1546-1. Geneva: ITU, 2003
4. Calculation of free-space attenuation ITU-R P.525-2. Geneva: ITU, 1994, 3pp Volume 2000 – P Series – Part 1
5. Калюжный Н.М., Галкин С.А. Коржуков К.М. Попов О.М. Семенов Г.М. Чернов А.Б. Комп'ютерна програма «Інформаційно-розрахункова система оцінювання електромагнітної сумісності засобів радіоконтролю на місці їх розташування» («Зона 1.0»). Свідчення про реєстрацію авторського права на твір №53956 видане Держаною службою інтелектуальної власності України дата реєстрації – 05.03.2014.

## ОЦЕНИВАНИЕ ЭФФЕКТИВНОСТИ РАБОТЫ РАЗНОТИПНЫХ СРЕДСТВ РАДИО-КОНТРОЛЯ ПО ВЕДЕНИЮ РАДИОЧАСТОТНОГО МОНИТОРИНГА

Калужный Н.М., Задонский А.И., Ковшарь В.А

Харьковский национальный университет радиоэлектроники  
61166, Харьков, пр. Ленина, НИЦ ИИРЕСТ, тел. (057) 702-10-68,  
E-mail: 3rmorti7@gmail.com; факс (057) 702-10-68

The methodical approach and the indications of the evaluation of the efficiency of performance and application of the differently-typed radio control devices (RCD) are evaluated in the complex solution of production and technical tasks of the radio monitoring of the standard employment of the radio frequency resource. The approach is based on the systemic methodology of the spatial-frequency-time evaluation of the efficiency of operation of the national radio frequency monitoring systems offered by the authors; it also rests on the output and set capacity data for RCD with due consideration given to the technological process of radio monitoring. The experimental data-based appraisal findings are quoted as well.

### ВВЕДЕНИЕ.

Развитие рыночных отношений ведет к увеличению числа радиоэлектронных средств (РЭС), используемых в сфере современных телекоммуникационных технологий, что, в свою очередь, значительно усложняет электромагнитную обстановку, приводит к дефициту свободного радиочастотного ресурса (РЧР) и требует совершенствования систем радиочастотного мониторинга (СРЧМ), используемых для контроля и повышения эффективности использования радиочастотного ресурса.

Важнейшим и наиболее эффективным инструментом в обеспечении контроля использования РЧР, легитимности работы РЭС и их электромагнитной совместимости являются национальные СРЧМ. Региональные подсистемы радиочастотного мониторинга (РП РЧМ), как ее составные части, решают задачи сбора, обработки, анализа и хранения данных о параметрах сигналов и характеристиках излучений РЭС с целью обобщения и оценивания реального состояния использования РЧР [3].

В настоящее время в Украине создана автоматизированная СРЧМ [3, 5]. Она является одной из мощнейших в Европе по составу и количеству станций радиоконтроля (СРК), уровню автоматизации и масштабам охвата национального РЧР по территории, пользователям и потребителям различных радиотехнологий сферы телекоммуникаций.

Оценивание эффективности функционирования такой сложной СРЧМ, как материально-технической основы регулирования использования РЧР, с целью определения направлений дальнейшего её совершенствования является проблемной задачей. В работах [1, 2] представлены методология, единая система показателей и методический аппарат оценивания эффективности функционирования национальных СРЧМ на основе системного анализа сложных систем и предложенного пространственно-частотно-временного подхода. Источниками информации в разработанном научно-методическом аппарате являются средства радиоконтроля (СРК). Однако в данных работах не конкретизированы вопросы оценивания показателей эффективности работы СРК по ведению радиомониторинга использования радиочастотного ресурса.

**Целью доклада** является обоснование методического подхода и результаты оценивания показателей эффективности работы и использования разнотипных СРК по комплексному выполнению основных задач радиомониторинга для оптимизации их количественного и качественного состава в РП РЧМ.

### Основная часть.

Под эффективностью работы СРК будем понимать отношение количественно выраженных результатов, полученных с помощью данного СРК за заданный период времени, к потенциальным или максимально возможным за тот же период.

Эффективность функционирования СРК в значительной степени зависит от его функциональных и технических возможностей, определяющих их производительность и производственную мощность при решении основных задач радиомониторинга [1]. Производительность и производственная мощность являются достаточно универсальными техническими показателями и позволяют отслеживать результаты производственной деятельности. В общем случае производительность и производственная мощность являются внесистемными величинами, определяют объем выполняемой работы или количество производимой продукции соответственно в единицу времени или за определенный период и зависят от процесса радиомониторинга [3].

В соответствии с детерминированным пространственно-частотно-временным подходом к оцениванию эффективности функционирования СРЧМ [1] производительность СРК в общем виде

определяется выражением

$$\Pi = \Delta S_k \cdot \Delta F_k \cdot (\Delta T_k / T), \quad (1)$$

где  $\Delta S_k$ ,  $\Delta F_k$  и  $\Delta T_k$  – контролируемая территория, частотный диапазон и время контроля;  
 $T$  – период времени (час, смена, сутки).

Тогда производственную мощность СРК можно оценить как

$$\pi = \Pi \cdot T^{n.l.k} \quad (2)$$

где  $T^{n.l.k}$  – плановое время радиоконтроля (месяц, квартал, год).

Технология использования СРК в процессе радиомониторинга зависит от контролируемой радиотехнологии, характера решаемых задач, уровня автоматизации их решения и квалификации операторов.

В соответствии с [4] Государственное предприятие «Украинский государственный центр радиочастот» осуществляет плановый периодический (ежемесячный) технический радиоконтроль излучений РЭС  $j=23$  радиотехнологий общего пользования в течение  $T^{n.l.k} = 21$  рабочего дня при продолжительности рабочей смены  $T^{cm} = 8$  часов с предоставлением ежемесячной и обобщенной ежеквартальной электронной отчетности за  $3T^{n.l.k} = 63$  рабочих дня. При этом решаются следующие задачи радиомониторинга с количественно выраженными результатами  $N_z$ :

- $z=1$  – контроль соответствия параметров излучений зарегистрированных РЭС нормативным документам;
- $z=2$  – контроль занятости полос радиочастот;
- $z=3$  – выявление незаконно действующих передатчиков (НДП);
- $z=4$  – выявление источников радиопомех (ИРП).

Для их решения в РП РЧМ полностью или частично используется совокупность стационарных, мобильных и транспортируемых (носимых) СРК, включающая  $k = 14$  типов.

Достаточно широкая номенклатура используемых СРК обусловлена их целевыми применениями для решения разнотипных задач по разнотипным радиотехнологиям, требующими проведения различного числа операций и различных методов радиоконтроля. Вследствие этого производительность и производственная мощность одного и того же СРК при решении разных задач и радиоконтроле излучений РЭС разных радиотехнологий будет различной.

В этой связи целесообразно воспользоваться предложенным в [3] разбиением радиотехнологий на классы (группы), радиоконтроль излучений РЭС которых может обеспечиваться однотипными СРК. К этим классам относятся:

$j=1$  – традиционные радиотехнологии (аналоговое телевизионное и звуковое вещание, транкинговая и аналоговая УКВ радиосвязь, передача данных и др., всего  $I_1=12$ ), для радиоконтроля которых предназначены стационарные СРК в зонах их электромагнитной доступности (ЭМД) и мобильные СРК общего назначения вне зон ЭМД стационарных;

$j=2$  – радиотехнологии сотовой связи типа GSM, CDMA, UMTS, DAMPS и DECT ( $I_2=4$ ), для радиоконтроля которых разработаны специализированные мобильные СРК с определителями радиоканалов базовых станций;

$j=3$  – радиотехнологии широкополосного, мультимедийного и мультисервисного радиодоступа ( $I_3=2$ ), для радиоконтроля которых предназначены транспортируемые мобильными средствами переносные станции Romes-3NG и Нагляд А6

$j=4$  – радиотехнологии радиолокации и радионавигации, радиорелейной, спутниковой и КВ радиосвязи ( $I_4=5$ ), для радиоконтроля которых предназначены спектраллизаторы, транспортируемые мобильными средствами.

С учетом изложенного и в соответствии с (1) среднюю (обобщенную) по задачам и классам радиотехнологий производительность СРК  $k$  – го типа в определенном пространственно-частотно-временном континууме можно представить в виде матрицы размера  $(Z \times J = 4 \times 4)$ :

$$\Pi_k = \sum_{z=1}^Z \sum_{j=1}^J \rho_{kzj} \frac{\Delta S_{kzj}^k \cdot \Delta F_{kzj}^k \cdot \Delta T_{kzj}^k}{T} = \sum_{z=1}^Z \sum_{j=1}^J \rho_{kzj} \cdot \Pi_{kzj}, \quad (3)$$

где  $\rho_{kzj}$  – весовой коэффициент важности решения  $z$  - й задачи по контролю РЭС, относящихся к  $j$  – ому классу радиотехнологий, причем  $\sum_{z=1}^Z \sum_{j=1}^J \rho_{kzj} = 1$ ;

$\Pi_{kzj}$  - частные производительности СРК по соответствующей задаче и классу радиотехнологий;

$\Delta S_{kzj} \cdot \Delta F_{kzj} \cdot \Delta T_{kzj}$  - пространственно-частотно-временной континуум, включающий зону электромагнитной доступности (ЭМД) СРК, контролируемый частотный диапазон и время их контроля.

Соответственно частные производительности СРК по соответствующей задаче и радиотехнологии в (3) будут описываться выражением

$$\Pi_{kzj} = \frac{N_j^k \cdot \Delta T_{kzj}}{T^{\text{см}}} \quad (4)$$

При  $\Delta T_{kzj} = T^{\text{см}}$  выражение (4) определяет потенциальную производительность  $\Pi_{kzj}^n$  СРК  $k$  – го типа при выполнении  $z$ -ой задачи по РЭС  $j$  – класса радиотехнологии за рабочую смену. Следует учитывать, что при практическом использовании СРК всегда имеют место как производительные, так и непроизводительные затраты времени, т.е.

$$\Delta T_{kzj} = \Delta T_{kzj}^{\text{пр}} + \Delta T_{kzj}^{\text{непр}}. \quad (5)$$

Определив производительные и непроизводительные затраты времени, несложно в соответствии с (4) найти реальную производительность  $\Pi_{kzj}^p$  для тех же условий. Реальная производительность каждого типа СРК по контролю излучений РЭС  $j$ -ого класса радиотехнологий за рабочую смену при решении первых двух задач используется в методике расчета эффективности радиоконтроля РП РЧМ и СРЧМ в целом [2].

Принимая во внимание, что за плановый период СРК  $k$ -ого типа может выполнять все задачи и осуществлять радиоконтроль излучений РЭС всех групп радиотехнологий, его обобщенную реальную и потенциальную производственные мощности найдем, подставив (3) в (2)

$$\pi_k = \sum_{z=1}^Z \sum_{j=1}^J \rho_{kzj} \cdot \Pi_{kzj} \cdot T_{kzj}^{n.l.k}, \quad (6)$$

где  $\Pi_{kzj} = \Pi_{kzj}^p$  или  $\Pi_{kzj}^n$ , рассчитываемые по выражению (4);

$T_{kzj}^{n.l.k}$  - количество рабочих смен выполнения  $z$ -ой задачи по радиоконтролю излучений РЭС  $j$  – ого класса радиотехнологии.

Тогда показатель эффективности работы СРК  $k$ -ого типа по решению всех или части задач и радиоконтролю всех или части радиотехнологий может быть определен по соотношению реальной и потенциальной производственных мощностей

$$E_{kzj}^{n.l.k} = \frac{\pi_k^p}{\pi_k^n}, \quad (7)$$

где  $\pi_k^p$  и  $\pi_k^n$  - соответственно реальная и потенциальная производственные мощности. При этом критерием эффективности является условие  $E_k \geq E_k^{mp}$ , где  $E_k^{mp}$  - требуемая эффективность производственной мощности.

На основе предложенного подхода было проведено оценивание эффективности работы и использования СРК за 2011-2013 годы для всех РП РЧМ национальной СРЧМ, результаты которых будут представлены в докладе.

Анализ полученных результатов позволил выявить проблемные моменты по использованию и комплектации СРК в РП РЧМ и спланировать мероприятия по оптимизации их качественного и количественного состава.

## ЗАКЛЮЧЕНИЕ.

В докладе приведен разработанный методический подход с единой системой показателей к оцениванию производственных возможностей и эффективности работы СРК по радиомониторингу нормативного использования зарегистрированными РЭС национального радиочастотного ресурса. Методический подход базируется на предложенной авторами системной методологии пространственно-частотно-временного оценивания эффективности функционирования национальных СРЧМ [1]. Он применим для оценивания эффективности работы и использования СРК радиоча-

стотными органами, как общего, так и специального назначения с учетом специфических особенностей их работы.

В целом практическая направленность предложенного методического подхода к оцениванию эффективности работы и использования СРК заключается в повышении эффективности планирования и ведения процесса радиомониторинга.

#### **ПЕРЕЧЕНЬ ССЫЛОК**

1. Калюжный Н.М., Николаев И.М., Ковшарь В.А. Системная методология оценивания эффективности функционирования национальных систем радиочастотного мониторинга на основе пространственно-частотно-временного подхода. / Прикладная радиоэлектроника: Научно-технический журнал. 2013. Вып.: 12 №3. С. 375-386.

2. Калюжный Н.М., Попов А.М., Ковшарь В.А. Методика оценивания эффективности функционирования системы мониторинга общих пользователей радиочастотного ресурса на основе пространственно-частотно-временного подхода. Часть 1 / Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2013. Вып. 172. С. 160-169; Часть 2 / Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2013. Вып. 173. С. 101-109.

3. Слободянюк П.В., Благодарный В.Г. Радиомониторинг: вчера, сегодня, завтра (Теория и практика построения системы радиомониторинга) / Под общ. ред. П.В. Слободянюка.– Прилуки: ООО «Издательство «Аір-Поліграф», 2010. – 296 с.: ил.

4. Система управління якістю. Виконання робіт з технічного радіоконтролю параметрів випромінювання РЕЗ (ВП). Інструкція І-3.4.3/01-09. Редакція 01. (Введена наказом УДЦР від 19.11.2009 № 522).

5. Слободянюк П.В., Благодарный В.Г., Ступак В.С. Довідник з радіомоніторингу/Під заг. ред.. П.В. Слободянюка. – Ніжин: ТОВ «Видавництво «Фспект-Поліграф», 2008. – 588с.: іл..

# СТАНДАРТИЗОВАННЫЕ ТРЕБОВАНИЯ К БОРТОВОЙ АППАРАТУРЕ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ ПО ПАРАМЕТРАМ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ СОВМЕСТИМОСТИ

Князев В.В.

Научно-исследовательский и проектно-конструкторский институт «Молния» Национального технического университета

«Харьковский политехнический институт»,

ул. Шевченко, 47, г. Харьков, 61013, (057) 5076868, knyaz2@i.ua

The report provides an overview of the electromagnetic compatibility requirements for on-board electronic equipment. The requirements for civil aircraft, space rocketry and military equipment have considered. The most dangerous types of tests are presents. Developers should take into account these requirements from the early stages of design. The ability to perform testing in Ukrainian laboratories are presented in the report.

## ВВЕДЕНИЕ

Естественно, что главной задачей разработчика аппаратуры является удовлетворение функциональных требований к ней. Однако, если в процессе проектирования не учесть дополнительные требования, которые предъявляются к аппаратуре, например, по устойчивости к внешним воздействующим факторам, то с большой вероятностью в процессе подтверждения соответствия этим требованиям возникнут серьезные проблемы. Не редки случаи, когда решение таких проблем фактически делало необходимым начать проектирование заново. К числу важных и обязательных требований сегодня относятся требования по электромагнитной совместимости (ЭМС), которые распространяются на изделия (РЭА) содержащие в своей основе электронные, радиоэлектронные и электрические компоненты. На практике рассматривается два аспекта ЭМС, которые условно можно назвать «внутренняя» ЭМС и «внешняя» ЭМС. Обеспечение «внутренней» ЭМС является частной задачей разработчика, поскольку, относится к требованиям функционирования РЭА в соответствии с декларируемыми свойствами. Напротив, требования к «внешней» ЭМС законодательно регламентируется, поскольку относятся к проблеме взаимодействия между всей совокупностью ТС, которые расположены в одном месте. Условность этих названий легко понять на примере воздушного судна. Каждая отдельная составляющая бортовой аппаратуры разрабатывается с учетом обеспечения внутреннего «ЭМС» и не регламентируется Заказчиком. Борт судна, также можно рассматривать с точки зрения «внутренней» ЭМС, которая формируется всей совокупностью бортовой аппаратуры, и одновременно, является «внешней» для каждого отдельного изделия. Эти требования, в значительной части регламентированы международными стандартами. Для борта судна в целом предъявляются требования «внешней» ЭМС полностью регламентируемые стандартами. Содержащаяся в докладе обобщенная информация о стандартизованных требованиях к летательным аппаратам по параметрам ЭМС, представляется актуальной и полезной в практической деятельности разработчиков аппаратуры.

## Основная часть.

Требования по параметрам ЭМС в значительной мере определяются особенностями эксплуатации РЭА. Рассмотрим три варианта, для которых имеются соответствующие международные стандарты: гражданское воздушное судно, ракетно-космическая техника и военная техника.

*Гражданское воздушное судно.* Общие требования к бортовой аппаратуре содержатся в европейском стандарте [1], который является идентичным соответствующему стандарту Соединенных Штатов Америки RTCA DO-160F. В стандарте 26 разделов из которых 10 – требования по ЭМС. Наибольшую опасность с точки зрения возможного дестабилизирующего воздействия на РЭА представляют такие виды испытаний:

- раздел 20: радиочастотная невосприимчивость;
- раздел 22: невосприимчивость к переходным процессам индуцированных молний;
- раздел 23: эффекты прямого удара молнии;
- раздел 25: электростатический разряд.

Кроме того, накопленный в нашей испытательной лаборатории опыт, свидетельствует о том, что не меньше проблем возникает с удовлетворением требований раздела 21 к уровням собственных электромагнитных помех (кондуктивных и полевых). Это обстоятельство обуславливается крайне низкими допустимыми уровнями, которые не реально обеспечить без принятия комплекса специальных мер и технических решений.

Следует отметить, что в настоящее время в Украине действуют требования, которые содержатся в стандарте межгосударственного авиационного комитета КТ 160D, разработанного на базе соответствующего стандарта DO-160D, уже давно замененного в ЕС и США новыми редакциями.

Поэтому, при планировании поставок РЭА зарубежным заказчикам, необходимо ориентироваться на требования новой редакции стандарта.

*Ракетно-космическая техника.* Специфические требования к РЭА, поставляемой на объекты, по параметрам ЭМС изложены в европейском стандарте [2]. Стандарт содержит 14 видов испытаний. Из этого перечня следует отметить такие:

- невосприимчивость порта питания к импульсным переходным процессам наносекундной и микросекундной длительностей с двукратным перенапряжением;
- невосприимчивость к электростатическому разряду по специальной процедуре;
- невосприимчивость к электрическому полю напряженностью до 10 В/м в диапазоне частот от 30 МГц до 18 ГГц.

Основываясь на положениях этого стандарта, заказчики, зачастую, формулируют собственные требования к уровням сигналов, принимая во внимание особенности своей ракеты.

*Военная техника.* Для таких объектов требования по электромагнитной совместимости представлены в стандарте США [3]. В Украине этот стандарт не гармонизирован. На международном рынке требования предъявляются как по последней редакции MIL-STD-461G (например, компаниями Израиля), так по давно устаревшим (например, компаниями Индии). Стандарт предусматривает 18 различных видов испытаний. Среди наиболее опасных и одновременно наиболее сложных в реализации видов следует отметить такие:

- CS115 – невосприимчивость к наносекундным импульсным сигналам в жгутах кабелей;
- CS116 – невосприимчивость затухающим переходным колебаниям;
- RS103 – невосприимчивость к электромагнитному полю в диапазоне частот от 2 МГц до 40 ГГц с уровнем напряженности электрического поля до 200 В/м.

Легитимные результаты испытаний могут быть получены только в испытательных лабораториях, которые прошли аккредитацию в Национальном агентстве по аккредитации Украины на соответствие требованиям стандарта ДСТУ ISO/IEC 17025:2006. К сожалению, в настоящее время не все виды испытаний могут быть реализованы в Украине.

## **ВЫВОДЫ**

Представленный обзор требований к бортовой радиоэлектронной аппаратуре по параметра электромагнитной совместимости полезен разработчикам при определении разработке технического задания на аппаратуру, предназначенную для применения на гражданских воздушных судах, ракетно-космической технике и военной технике. Указаны наиболее опасные виды испытаний. Разработчики должны учитывать эти требования с первых этапов проектирования.

## **ПЕРЕЧЕНЬ ССЫЛОК**

1. EUROCAE ED-14F:2008 Environmental conditions and test procedures for airborne equipment.
2. ECSS-E-ST-20-07C:2012 European cooperation for space cooperation. Space engineering. Electromagnetic Compatibility.
3. MIL-STD-461G:2011 Requirements for the control of electromagnetic interference characteristics of subsystems and equipment.

## СЕНСОР СИСТЕМИ МОНІТОРИНГУ ГРОЗОВОЇ НЕБЕЗПЕКИ

Князев В.В., Постільник І.О., Серков О.А.,\*

Національний технічний університет «Харківський політехнічний інститут»  
61002, Харків, 2, вул. Фрунзе, 21, Науково-дослідний та проектно-конструкторський інститут  
«Молнія»; \*каф. Систем інформації

тел. (057) 707-64-51, E-mail: [saa@kpi.kharkov.ua](mailto:saa@kpi.kharkov.ua); факс (057) 707-66-18

It is designed the sensor for the regional system of the monitoring of storm danger The Base of the sensor forms the quartz generator, working in mode of auto-oscillatory. The Frequency of the fluctuations changes with level of the tension of the electrostatic field of the thunderstorm. The Transformation of the frequency in digital code and the following transmission it in the centre of data processing allows to realize the forecast of storm danger.

Різноманітні типи грозових розрядів обумовлюють різний рівень грозової небезпеки. Найбільш небезпечними є розряди типу «хмара – земля» тому, що вони створюють напружену пожежну обстановку і є основною причиною місцевих займань. Однак цей тип розрядів являє собою лише частину повної грозової активності, яка включає до свого складу внутрішньо хмарні та міжхмарні розряди, частота яких є гарним індикатором зростання потужності грози. Слід також зазначити, що міжхмарна грозова активність виникає за 10 хвилин до першого небезпечного розряду типу «хмара – земля» [1]. Це дає змогу під час моніторингу грозової небезпеки мати певний проміжок часу для завчасного визначення рівня небезпеки та прогнозування напрямку її поширення. Таким чином інформація про поточний рівень напруженості електростатичного поля дозволяє підвищити ефективність виявлення та розпізнавання гроз у багатопунктових системах визначення місць грозових осередків та розрядів. Отримання такої інформації можливо за допомогою пасивних засобів реєстрації електромагнітного випромінювання грозових розрядів.

На даний час найбільш поширеним методом для виміру рівня напруженості електростатичного поля є технологія MEMS (Micro Electro Mechanical Sensor), що використовує рухливі екрануючі електроди, які періодично перекривають вимірювальні. Однак використання таких сенсорів у багатопунктових системах моніторингу грозової активності не є доцільним. Це обумовлено тим, що сенсори повинні працювати у безперервному режимі, вимагаючи відносно потужного автономного живлення для роботи його механічної частини.

Вимір рівня напруженості електростатичного поля також можливо здійснити за рахунок визначення кількості стримерних сполохів корони. Однак, зазвичай, стримери (канал з підвищеною провідністю) виникають при критичній напрузі електричного поля. Тобто безпосередньо перед розрядом блискавки. Тому немає часу для визначення рівня небезпеки та прийняття запобіжних заходів по їх усуненню.

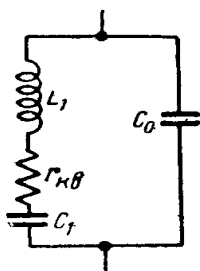


Рис.1. Еквівалентна схема

В основу методики побудови сенсору для виміру електростатичних полів пропонується покласти зворотній п'єзоелектричний ефект. Він полягає у тому, що електрична поляризація кристала супроводжується його стиском чи розтягом, в залежності від знака заряду. Кварцовий резонатор у складі генератора працює у автоколивальному режимі, створюючи сигнал відповідної частоти. При розміщенні кварцового резонатора в електростатичному полі на обкладинках кристала з'являються заряди, які змінюють геометричні розміри кристала та, відповідно, частоту коливань.

Таким чином зміна частоти коливань є мірою рівня квазістатичного електричного поля. Конструкція резонатора еквівалентна послідовному коливальному ланцюгу, який складає відповідно власні індуктивність, активний опір та ємність кварцової пластини  $L_1$ ,  $r_{кв}$ ,  $C_1$ , що шунтована статичною ємністю електродів, держака та монтажу  $C_0$ . Аналіз еквівалентної схеми (рис.1.) свідчить про те, що мають місце дві характерні частоти.

Частота  $f_1$  відповідає послідовному резонансу, де реактивна провідність нескінченно велика. Вона визначається наступним співвідношенням:

$$f_1 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1 C_1}} \quad (1)$$

На частотах нижче  $f_1$  реактивний опір резонатора має ємнісний характер, а на частотах вище



– індуктивний. Його реактивний опір на цих частотах позитивний. Частота  $f_2$  відповідає паралельному резонансу, де реактивна провідність дорівнює нулю, та визначається співвідношенням:

$$f_2 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1 \frac{C_1 C_0}{C_1 + C_0}}} \quad (2)$$

Величина інтервалу між резонансами  $\Delta f = f_2 - f_1$  є тим робочим діапазоном, в межах якого можливі зміни частоти в залежності від рівня електростатичного електричного поля. Його величина тим більше, чим вище співвідношення  $f_2 / f_1$ , яке визначається виразом:

$$\frac{f_2}{f_1} = \sqrt{1 + \frac{C_1}{C_0}} \quad (3)$$

Максимальна розбіжність частот робочого діапазону складає  $0,4\% f_1$ , що відповідає мінімальному досягненні на практиці співвідношенню статичної та динамічної ємностей кварцу  $\frac{C_0}{C_1} = 125$ . За рахунок паралельного чи послідовного підключення додаткових індуктивностей до кварцового резонатору виникає можливість розширення робочого діапазону частот до  $0,8\% f_1$ .

Таким чином кварцовий резонатор доцільно використовувати у схемах, які працюють у осциляторному режимі, де він є основою, первинною коливальною системою генератора. Розміщувати кварцовий резонатор у електростатичному полі слід таким чином, щоб поверхні металізованого покриття кристалу були орієнтовані перпендикулярно вектору напруженості електростатичного поля. Під дією додатково наведених електричних потенціалів на поверхні кристалу будуть динамічно змінюватися його геометричні розміри і частота автоколивань, які стають мірою рівня напруженості електростатичного поля. Подальше перетворення у динамічному режимі частоти на цифровий код та передача його до засобів обробки та зберігання інформації дає підґрунтя для його застосування у якості основного мобільного сенсору у сучасній вітчизняній системі моніторингу грозової небезпеки.

#### **ПЕРЕЧЕНЬ ССЫЛОК:**

1. Mac Gorman, D., Apostolakopoulos, I., Nierow, A., Murphy, M., Demetriades, N., Cramer, J., Krehbiel, P.: Improved timeliness of thunderstorm detection from mapping a larger fraction of lightning flashes. Lightning Imaging Sensor Intl. Workshop, 11–14 September, Huntsville, Ala., Univ. of Ala. Huntsville and National Space Science and Tech. Center, 2006.

# АВТОМАТИЧЕСКИЙ АНАЛИЗ РАДИОСИГНАЛОВ НА ОСНОВЕ МЕТОДА ОБУЧЕНИЯ ЛИНЕЙНОГО ПОРОГОВОГО ЭЛЕМЕНТА

Колесников А.Н., Водолазский М.В.

Северо-восточный филиал Украинского государственного центра радиочастот

61010, м. Харків, ул. Первой Конной Армии, 63, тел. (057) 732-24-03

E-mail: [kharkov@ucrf.gov.ua](mailto:kharkov@ucrf.gov.ua); факс (057) 732-24-03

This given work is devoted to the automatic analysis of radio signals in the radio frequency control problems. The possibility of constructing a system of automatic identification of radio signals based on iterative method for learning linear threshold element. Practical results obtained to build a system of automatic recognition of base stations of digital cellular radio communication of CDMA-800 and GSM-900.

## ВВЕДЕНИЕ

Задача идентификации радиосигналов является одной из наиболее сложных задач радиочастотного мониторинга (РЧМ). Многие из операций обработки и анализа принятых сигналов выполняются в ручном режиме, что требует существенных временных затрат и наличия высококвалифицированных специалистов для обеспечения необходимой эффективности системы РЧМ. Многокритериальность, неоднозначность оценки ситуаций, ошибки в выборе приоритетов значительно усложняют принятие решений при обнаружении источников радиопомех или незаконно действующих передатчиков, создавая при этом так называемые условия неопределенности.

В таких условиях актуальной является задача разработки систем автоматического анализа радиосигналов, основанных на привлечении средств искусственного интеллекта, математического моделирования процессов извлечения и обработки знаний. К числу таких систем относится аппаратно-программный комплекс компании ИРКОС, использующий технологию экспертных систем интерпретирующего типа [1]. Основой данной технологии является применение фреймовой модели представления знаний, позволяющей добавлять описания новых сигналов без изменения общей структуры. Однако, таким моделям присущ ряд недостатков, основным из которых является сложность организации процедуры поиска вывода.

В отличие от фреймовой модели в работе предлагается использовать хорошо себя зарекомендовавшие подходы, основанные на моделях и алгоритмах распознавания и идентификации объектов управления [2].

## Основная часть

В общем виде, система идентификации радиосигналов состоит из двух основных частей: входного устройства и устройства принятия решения (классификатора). Во входном устройстве происходит изменение параметров радиосигналов и преобразование их в форму, удобную для дальнейшего анализа. Результаты этого преобразования дают  $n$ -мерный вектор  $X = (x_1, x_2, \dots, x_n)$ , который будем называть кодом объекта, где  $x_1, x_2, \dots, x_n$  – числовые значения признаков (параметров) радиоизлучений. Тогда совокупность векторов, соответствующих объектам  $R$  различных классов (образов), образуют отдельные области  $R_i (i = \overline{1, R})$  в  $n$ -мерном пространстве кодов объектов.

Задача идентификации радиосигналов состоит в построении в пространстве  $X^n$  поверхности, разделяющей множество областей  $R_i$ , отвечающих различным классам радиоизлучений. Это построение выполняется по появляющимся в процессе “обучения” векторам  $X$ , о каждом из которых “учитель” дополнительно сообщает классификатору о принадлежности его к конкретному классу. После построения такой поверхности новые вектора будут идентифицироваться классификатором в зависимости от их положений относительно разделяющей поверхности.

Разделяющие поверхности любого классификатора объектов можно полностью определить  $R$  скалярными функциями  $g_1(X), \dots, g_R(X)$ , которые называются дискриминантными функциями (ДФ). ДФ выбираются так, чтобы выполнялось условие:

$$\forall X \in R_i \quad g_i(X) > g_j(X) \quad \text{при } i, j = 1, 2, \dots, R, \quad i \neq j, \quad (1)$$

т.е.  $i$ -я – дискриминантная функция на области  $R_i$  принимает наибольшее значение по сравнению с другими ДФ. Тогда поверхность, разделяющая смежные области  $R_i$  и  $R_j$ , определяется уравнением

$$g_i(X) - g_j(X) = 0. \quad (2)$$

Простоты ради будем рассматривать линейные ДФ вида

$$g(X) = \sum_{i=1}^n \omega_i x_i + \omega_{n+1} = X \cdot W + \omega_{n+1}, \quad (3)$$

где  $\omega_i (i = 1, \dots, n)$  – весовые коэффициенты или компоненты вектора весов  $W = (\omega_1, \omega_2, \dots, \omega_n)$ .

Обучение будем выполнять с помощью алгоритма извлечения классифицирующих знаний методом обучения линейного порогового элемента (ЛПЭ), реализующего подбор весов  $\omega_1, \omega_2, \dots, \omega_n$ .

Линейным пороговым элементом называется устройство, реализующее линейную ДФ вида (3) так, что на выходе ЛПЭ появляется сигнал “+1”, если  $g(X) > 0$ , и “-1”, если  $g(X) < 0$ . Блок-схема ЛПЭ показана на рис.1.

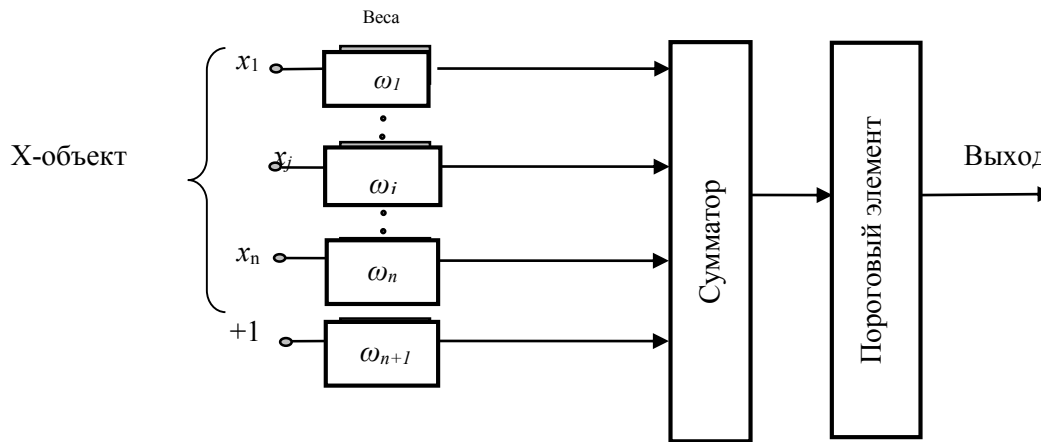


Рис.1. Блок-схема ЛПЭ

Задача состоит в том, чтобы “научить” ЛПЭ с помощью искомого алгоритма формировать на выходе “+1” при появлении на его входе объекта  $X \in K_1$  и сигнал “-1” при появлении любого объекта  $X \in K_2$ .

Рассмотрим алгоритм, предусматривающий итерационный процесс корректировки весов  $\omega_i$ , соответствующий последовательному изменению положения и ориентации гиперплоскости, разделяющей классы  $K_1$  и  $K_2$ .

Для уяснения этого процесса введем расширенный вектор – объект  $Y$ :

$$Y = (y_1, y_2, \dots, y_D), \quad (4)$$

где  $y_i = x_i$ ,  $D = n + 1$ ,  $y_D = +1$ ,  $i = 1, 2, \dots, n$ , и перейдем в новое пространство весов  $W^D = \{\omega_1, \dots, \omega_n, \omega_{n+1=D}\}$ .

В пространстве  $W^D$  линейная ДФ вида

$$g(X) = Y \cdot W = 0 \quad (5)$$

определяет гиперплоскость и называется плоскостью объекта (ПО). ПО делит пространство  $W^D$  на два класса так, что те из точек  $W$ , которые для объекта  $Y$  обеспечивают на выходе “+1”, лежат по одну сторону гиперплоскости (положительная сторона), а по отрицательную сторону располагаются точки, дающие на выходе ЛПЭ “-1”.

Предположение о линейной разделимости  $K_1$  и  $K_2$  означает, что существует вектор  $W$ , называемый решающим весовым вектором, такой что

$$\begin{cases} Y \cdot W > 0, & \text{для } \forall Y \in K_1, \\ Y \cdot W < 0, & \text{для } \forall Y \in K_2. \end{cases} \quad (6)$$

Вектор  $W$  можно определить по обучающей выборке с помощью алгоритмов с исправлением ошибок в процессе циклического предъявления обучающих объектов  $Y$ .

Если, например, для некоторого объекта  $Y \in K_1$  с весом  $W$  на выходе ЛПЭ имеем “-1” (т.е.  $Y \cdot W < 0$ ) вместо  $Y \cdot W > 0$ , что означает ошибку, или  $Y \cdot W = 0$ , т.е. выход не определен, то эту ошибку можно исправить, перенося  $W$  в точку на положительной стороне плоскости объекта. Это можно осуществить кратчайшим путем по линии, перпендикулярной к ПО (5), т.е. добавляя к  $W$  вектор объекта  $Y$  и получая, таким образом, новый весовой вектор  $W'$  равный

$$W' = W + C \cdot Y, \quad (7)$$

где  $C$  – положительное число, называемое коэффициентом коррекции.

Для достаточно больших  $C$  точка весов  $W'$  перейдет на другую сторону гиперплоскости и  $Y \cdot W' > 0$ . Если бы  $W$  по ошибке попал бы на положительную сторону плоскости объекта, то тогда

$$W' = W - C \cdot Y. \quad (8)$$

Обобщая выражения (7), (8), при  $C = 1$ , алгоритм обучения примет вид:

$$W_{n+1} = \begin{cases} W_n + Y_i, & \text{если } Y_i \in K_1 \text{ и } Y \cdot W < 0; \\ W_n - Y_i, & \text{если } Y_i \in K_2 \text{ и } Y \cdot W > 0. \end{cases} \quad (9)$$

Начальный вектор  $W$  в алгоритме (9) выбирается случайно, либо равным 0.

Проиллюстрируем применение описанного метода для автоматического распознавания сигналов базовых станций цифровой сотовой радиосвязи стандартов CDMA-800 (класс радиоизлучения 1M25G1W) и GSM-900 (класс радиоизлучения 271KG7W), которые работают на радиочастотах передачи  $f_{CDMA}$  и  $f_{GSM}$  соответственно.

В качестве элементов  $x_i$  вектора признаков объекта  $X_j = (x_1, x_2, \dots, x_5)$  будем использовать измеренные основные параметры радиоизлучений: значения частот передачи  $x_1 - f_{CDMA}$ ,  $x_2 - f_{GSM}$ ; полос частот на контрольном уровне  $x_3 - B_{CDMA}$ ,  $x_4 - B_{GSM}$ ; признак модуляции  $x_5 - M_\phi$  (фазовая модуляция для рассматриваемых радиоизлучений). При этом считаем, что признак принимает значение “1”, если соответствующий параметр находится в пределах установленной нормы, и “0”, если параметр выходит за установленные пределы.

Сформируем обучающую выборку возможных ситуаций:

$X_1 = (1, 0, 1, 0, 1)$  – радиоизлучение стандарта CDMA-800;

$X_2 = (0, 1, 0, 1, 1)$  – радиоизлучение стандарта GSM-900;

$X_3 = (1, 0, 0, 1, 1)$  – радиоизлучение стандарта CDMA-800;

$X_4 = (0, 1, 1, 0, 1)$  – радиоизлучение стандарта GSM-900;

$X_5 = (1, 0, 0, 0, 1)$  – радиоизлучение стандарта CDMA-800;

$X_6 = (0, 1, 0, 0, 1)$  – радиоизлучение стандарта GSM-900;

$X_7 = (0, 0, 1, 0, 1)$  – радиоизлучение стандарта CDMA-800;

$X_8 = (0, 0, 0, 1, 1)$  – радиоизлучение стандарта GSM-900.

Целью обучения ЛПЭ с использованием алгоритма (9) является нахождение такой линейной

ДФ  $g(X)$ , разделяющей пространство объектов на два класса  $X_1 = \{X_1, X_3, X_5, X_7\} \in K_1$  (радиоизлучение стандарта CDMA-800) и  $X_2 = \{X_2, X_4, X_6, X_8\} \in K_2$  (радиоизлучение стандарта GSM-900), что:

$$g(X) = \begin{cases} +1, & \text{если } X \in K_1 \text{ (радиоизлучение стандарта CDMA-800),} \\ -1, & \text{если } X \in K_2 \text{ (радиоизлучение стандарта GSM-900).} \end{cases}$$

Для достижения поставленной цели составим обучающую выборку расширенных векторов объектов  $Y$  согласно (4) с указанием их принадлежности к образцу и поместим их в табл. 1.

Таблица 1. Обучающая выборка расширенных векторов объектов  $Y$

№ п/п	$y_1$	$y_2$	$y_3$	$y_4$	$y_5$	$y_6$	Вы ход ЛПЭ
1	1	0	1	0	1	1	+1
2	0	1	0	1	1	1	-1
3	1	0	0	1	1	1	+1
4	0	1	1	0	1	1	-1
5	1	0	0	0	1	1	+1
6	0	1	0	0	1	1	-1
7	0	0	1	0	1	1	+1
8	0	0	0	1	1	1	-1

Принимая за начальный весовой вектор  $W_0 = (0, 0, 0, 0, 0, 0)$  и  $C = 1$ , осуществляем итерации согласно алгоритма (9). Обучение заканчивается (т.е. алгоритм сходится) на 4-й итерации после 25-и предъявленных объектов и с 12-ю исправлениями весов. В результате получены знания в форме следующей линейной классифицирующей ДФ:

$$g(Y) = 3y_1 - 3y_2 + 2y_3 - 2y_4 + 1 .$$

## ВЫВОДЫ

На примере метода итерационного обучения линейного порогового элемента показана применимость технологии распознавания образов для задачи идентификации радиосигналов. Исходя из этого, одним из перспективных направлений работы в этой области является использование искусственных нейронных сетей, что позволит реализовать параллельно распределенный процессор, обеспечивающий достоверную автоматическую идентификацию радиосигналов.

## ПЕРЕЧЕНЬ ССЫЛОК

1. Радиомониторинг – задачи, методы, средства / Под. ред. А.М. Рембовского. 2-е изд., перераб. и доп. – М.: Горячая линия – Телеком, 2010. – 624 с.
2. Сироджа И.Б., Тупало В.Г., Левин С.В. Структурно-аналитические модели и алгоритмы распознавания и идентификации объектов управления. – К.: Техніка, 1993. – 204 с.

# АНАЛИЗ ВЛИЯНИЯ ВНУТРИСИСТЕМНЫХ ПОМЕХ НА ПРОПУСКНУЮ СПОСОБНОСТЬ СЕТИ LTE

Коляденко Ю.Ю. Алали А.М.

Харьковский национальный университет радиоэлектроники  
kolyadenko.home@rambler.ru

Work carried out LTE networks by a factor of reusability frequency 1, ie all base stations operate on a single carrier. In this case there is a problem acutely self-interference especially at cell boundaries. The analysis of reducing network bandwidth LTE by cochannel interference. Shown that losses in throughput for a user at a cell edge may be up to 70%.

## ВВЕДЕНИЕ

Беспроводные сети передачи данных становятся одним из важнейших направлений развития телекоммуникаций. Их отличают гибкость архитектуры, возможность динамического изменения топологии, высокая скорость передачи данных, быстрота проектирования и развертывания, отсутствие необходимости дорогостоящей прокладки медного или волоконно-оптического кабеля.

Дальнейшим развитием мировых телекоммуникационных технологий в области мобильной связи является разработка и внедрение стандартов четвертого поколения (4G), обеспечивающих еще большие скорости передачи данных и повышение качества предлагаемых пользовательских услуг при общем снижении затрат в эксплуатации. Одной из технологий, призванных для решения насущных задач современных телекоммуникаций, является технология Long Term Evolution, (LTE).

В сетях LTE возможно гибкое выделение пользователям частотно-временных ресурсных блоков одной несущей. Серьезной проблемой в таких сетях являются внутрисистемные помехи, избежать которые можно, благодаря скоординированному между базовыми станциями распределению ресурсных блоков между обслуживаемыми абонентами.

Работа сетей LTE осуществляется с коэффициентом переиспользования частот 1, т.е. все базовые станции работают на одной несущей. Гарантируемая пропускная способность таких сетей 144 кбит/с. Ресурсы одной несущей, благодаря OFDM, могут гибко выделяться пользователям частотно-временными блоками по 180 кГц x 1 мс. Очевидно, что, если в соседних сотах выделяются пользователям одни и те же ресурсные блоки, то спектр несущей используется, наиболее эффективно. Но при этом остро встает проблема внутрисистемных помех в особенности на границах сот. Наличие внутрисистемных помех будет снижать пропускную способность. Таким образом анализ пропускной способности сетей LTE является актуальной научной задачей.

## 1. Помехи в сети, работающей на одной несущей

Как показано на рис. 1, если пользователю 1 на краю левой соты будут выделены те же ресурсные блоки, что и пользователю 2 в правой соте, то на линии вниз сигнал, излучаемый для пользователя 2, будет являться помехой для пользователя 1. При условии, что пользователь 2 находится достаточно далеко от границы соты, сигнал, излучаемый левой станцией для пользователя 1, не будет являться помехой для пользователя 2.

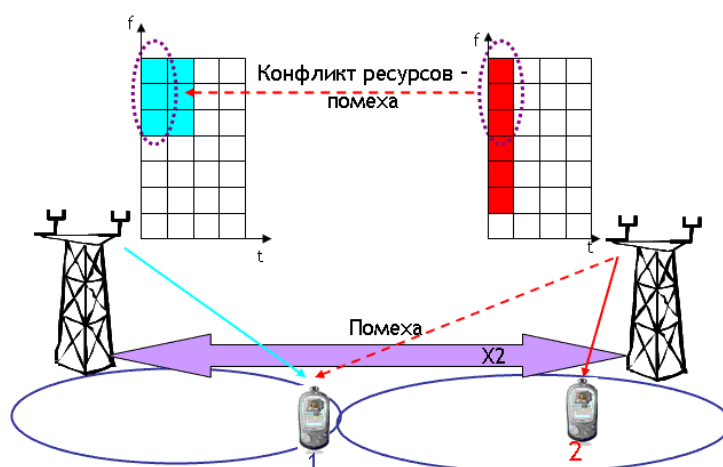


Рис.1. Внутрисистемные помехи

На линии вверх в правой соте сигнал пользователя 1 будет поступать в приемные цепи правой базовой станции и интерферировать с сигналом пользователя 2 независимо от положения последнего в соте. Сигнал пользователя 2 на линии вверх, благодаря регулировке мощности передатчика 1, будет излучаться с мощностью, минимально необходимой для обработки в обслуживающей базовой станции, и не будет являться помехой для соседних сот.

Таким образом, влияние внутрисистемных помех на характеристики линий вверх и вниз системы LTE различно:

- Излучения абонентских станций, находящихся на границе двух сот, создают помехи для любого пользователя соседней соты, работающего на той же частоте, независимо от его местоположения внутри соты. Следовательно, даже малое количество пользователей на краю соты может создавать помехи на линии вверх для всех пользователей соседней соты.

- Излучение базовой станцией сигналов для собственных пользователей создает помехи только для тех пользователей соседней соты, которые находятся на границе этих двух сот и работают на одних и тех же частотах. Таким образом, помехи на линии вниз создаются только для малой части пользователей соседней соты. Избежать помех можно, выделяя пользователям на границах двух сот разные частотные блоки.

Наиболее уязвимой для помех является линия вверх, и к координации помех на линии вверх предъявляются более серьезные требования. Для снижения эффекта внутрисистемных помех в LTE применяются функции диспетчера частотных ресурсов (FSS - Frequency Selective Scheduling) и контроля помех между сотами (ICIC - Inter Cell Interference Control).

## 2 Влияние помех на пропускную способность

Для того чтобы проанализировать влияние внутрисистемных помех на пропускную способность запишем выражения для потенциальной скорости передачи информации (граница Шеннона) для двух случаев: полезный сигнал передается в присутствии аддитивного белого гауссовского шума (АБГШ); полезный сигнал передается в присутствии АБГШ и соканальных помех.

Граница Шеннона скорости передачи в полосе  $\Delta F$  для первого случая:

$$C_1 = \Delta F \log_2 \left( 1 + \frac{PL_c}{N_0} \right), \quad (1)$$

где  $\Delta F$  - полоса частот;  $P_c$  - мощность передатчика полезного сигнала;  $L_c$  - ослабление полезного сигнала между передатчиком и приемником;  $N_0$  - спектральная плотность мощности АБГШ.

Потенциальная скорость передачи информации в присутствии АБГШ и соканальных помех:

$$C_2 = \Delta F \log_2 \left( 1 + \frac{PL_c}{N_0 + \sum_{i=1}^k PL_i} \right), \quad (2)$$

где  $i$  - номер источника соканальной помехи;  $P_i$  - мощность излучения  $i$ -й помехи;  $L_i$  - ослабление  $i$ -й помехи между мешающим передатчиком и точкой приема.

Снижение скорости передачи вследствие соканальных помех:

$$\begin{aligned} \Delta C = C_1 - C_2 &= \Delta F \log_2 \left( \frac{1 + \frac{PL_c}{N_0}}{1 + \frac{PL_c}{N_0 + \sum_{i=1}^k PL_i}} \right) = \Delta F \log_2 \left( \frac{1 + \frac{PL_c}{N_0}}{1 + \left( \frac{N_0}{PL_c} + \frac{\sum_{i=1}^k PL_i}{PL_c} \right)^{-1}} \right) = \\ &= \Delta F \log_2 \left( \frac{1 + h^2}{1 + \left( \frac{1}{h^2} + \frac{1}{q^2} \right)^{-1}} \right), \end{aligned} \quad (3)$$

где  $h^2 = \frac{PL_c}{N_0}$  - отношение сигнал-шум,  $q^2 = \frac{PL_c}{\sum_{i=1}^k PL_i}$  - отношение сигнал-помеха.

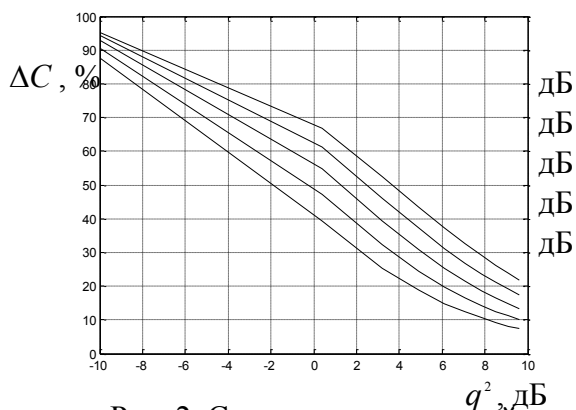


Рис. 2. Снижение пропускной способности в зависимости от отношения сигнал-помеха для технологии LTE

Проведен анализ снижения пропускной способности сети LTE за счет соканальных помех. На рис.2. представлены зависимости относительного снижения пропускной способности сети от отношения сигнал-помеха при различных значениях отношения сигнал-шум. Если пользователь находится на краю соты, то мощность соканальных помех сравнима с мощностью полезного сигнала, т.е.  $q^2 \approx 0$  дБ. Потери в пропускной способности для пользователя на краю соты при  $q^2 = 0$  дБ и  $h = 8$  дБ, достигают 70 % .

### ВЫВОДЫ.

Работа сетей LTE осуществляется с коэффициентом переиспользования частот 1, т.е. все базовые станции работают на одной несущей. Очевидно, что, если в соседних сотах выделяются

пользователям одни и те же ресурсные блоки, то спектр несущей используется, наиболее эффективно. Но при этом остро встает проблема внутрисистемных помех в особенности на границах сот. Проведен анализ снижения пропускной способности сети LTE за счет соканальных помех. Анализ показал, что потери в пропускной способности для пользователя на краю соты при могут достигать до 70 % .



## КОНЦЕПЦІЯ ПОБУДОВИ РЕГІОНАЛЬНОЇ СИСТЕМИ МОНІТОРИНГУ ГРОЗОВОЇ НЕБЕЗПЕКИ

Кравченко В.І., Серков О.А.,\* Нікітін С.О.\*

Національний технічний університет «Харківський політехнічний інститут»  
61002, Харків, 2, вул. Фрунзе, 21, Науково-дослідний та проектно-конструкторський інститут  
«Молнія»; \*каф. Систем інформації  
тел. (057) 707-64-51, E-mail: saa@kpi.kharkov.ua; факс (057) 707-66-18

It is designed the concept of the building the regional system of the monitoring of storm danger. For realization of the monitoring is offered use the existing mobile network and standard of relationship Digital European Cordless Telecommunications

Технічні характеристики розряду блискавки та упереджене визначення місць їх виникнення - саме та задача, результати вирішення якої важливі як для фундаментальної науки, так і промисловості. Це обумовлено тим, що можливість виникнення надзвичайної ситуації змушує приймати рішення у стислі строки. Та у цей проміжок часу неможливо здійснити оперативну консультацію із фахівцями. Таким чином, в умовах обмеженого часового ресурсу, необхідну підтримку у прийнятті рішень можуть надати комп'ютерні системи [1]. Крім того, існуюча інформація про середню тривалість гроз в часах не надає ніякого уявлення про розподілення враження блискавкою на поверхні землі, яка залежать від рельєфу місцевості та геологічної структури ґрунту, що знаходиться у даному регіоні. Ці данні отримують під час спостережень на метеорологічних станціях, на яких основним методом спостереження за грозами є візуально-слуховий метод. Тому виникають великі похибки, так як середньодобова ймовірність виявлення гроз цим методом не перевищує 58%. Таким чином замість карт середнє річної тривалості гроз у часах доцільно використовувати карти щільності розрядів блискавки на поверхні землі, які складені за даними реєстраторів розрядів блискавки автоматизованими системами грозо пеленгації [2]. З метою зменшення економічних втрат слід здійснювати поточний моніторинг, на ґрунті якого формувати прогноз та попередження про грозову небезпеку.

Останнім часом основні розробки були спрямовані на дослідження грозових розрядів типу «хмара – земля». Це обумовлено тим, що грозова активність створює напружену пожежну обстановку, причому основною причиною місцевих займань є розряди типу «хмара – земля». Однак цей тип розрядів являє собою лише частину повної грозової активності, яка включає до свого складу внутрішньо хмарні та міжхмарні розряди. Слід враховувати внутрішньо хмарні та міжхмарні грозові розряди тому, що кількість і частота цих розрядів до десяти разів перевищує кількість розрядів типу «хмара – земля». Причому в окремих випадках розрядів типу «хмара – земля» не виникає зовсім. Внаслідок цього частота міжхмарних та внутрішньо хмарних розрядів є гарним індикатором зростання потужності грози. Проведені дослідження [3] також показали, що міжхмарна грозова активність виникає за 10 хвилин до першого розряду типу «хмара – земля», що дає можливість для раннього повідомлення про грозову небезпеку.

У багатьох розвинутих країнах світу моніторинг гроз займає одну з найважливіших позицій при проектуванні інженерних споруд та забезпеченні безпеки від враження розрядами блискавки. Однак моніторингом грозової активності на ґрунті сучасних засобів вимірювання стали займатися зовсім недавно. Підвищення ефективності виявлення та розпізнавання гроз можливо за допомогою пасивних засобів реєстрації електромагнітного випромінювання грозових розрядів. До таких засобів відносять однопунктові та багато пунктові системи визначення місць грозових осередків та розрядів. У більшості з них використовують радіопеленгатори та далекоміри. Основними методами визначення місця знаходження грозових розрядів є *різницеве –далекомірний* метод, *інтерферометрія* та *пеленгаційне – далекомірний* методи.

*Різницеве – далекомірний* метод включає вимірювання часу реєстрації сигналу від джерела електромагнітного випромінювання у кожному пункті спостереження. Результати вимірювань, що зафіксовано в кожному з  $N$  пунктів спостереження створює систему з  $N$  нелінійних рівнянь із чотирма невідомими  $x, y, z, t$ , яка може бути вирішена аналітично. Основною проблемою цього методу є складність ідентифікації та кореляції одного й того ж сигналу під час обробки інформації від різних сенсорів. Вирішення цієї проблеми можливо за рахунок збільшення кількості сенсорів та зменшення відстані між ними. Однак введення надлишкової кількості сенсорів призводить до підвищення вартості усієї системи та необхідності введення додаткових обчислювальних ресурсів.

*Інтерферометрія* передбачає наявність двох пар вібраторів, розташованих ортогональне. Координати розряду розраховують на ґрунті триангуляції. Основною перевагою інтерферометрії є

відсутність необхідності у співставленні імпульсів завдяки тому, що ортогональні пари вібраторів знаходяться поруч один з одним. Однак, завдяки близькому розташуванню цим методом можливо користуватися лише у діапазоні УКХ, що накладає високі вимоги на зону прямої видимості.

**Пеленгаційне – далекомірний** метод використовує наявність багатопунктової системи автономних грозопеленгаторів, які здатні визначити узагальнені параметри розряду блискавки. Перевагою цього методу є можливість визначення розташування розряду блискавки у кожному пункті, що унеможливує колізії в ідентифікації відповідності зареєстрованих сигналів конкретним розрядам блискавки. На відміну від пеленгаційного методу він може працювати у СДХ діапазоні, що знімає обмеження щодо прямої видимості. Однак сучасна практична реалізація методу за точністю поступається існуючим аналогам.

Найбільш близькими до сучасних вимог у дослідженні грозових розрядів є данні, що отримані методами активної та пасивної радіолокації грозових осередків в СХ- і УКХ – діапазонах радіохвиль у поєднанні із звичайними спостереженнями за хмарами за допомогою метеорологічних радіолокаторів. Однак сучасні методи активної та пасивної радіолокації грозових осередків в СХ- і УКХ – діапазонах радіохвиль та використання метеорологічних радіолокаторів вимагають створення коштовної радіомережі, яка має невисоку завадо захищеність, особливо за наявністю потужних електромагнітних випромінювань, які виникають під час грозових розрядів. У той же час наявність та використання існуючої розгалуженої мережі мобільного зв'язку дозволяє суттєво зменшити витрати для організації моніторингу грозової небезпеки.

Стандарт безпроводного зв'язку DECT (Digital European Cordless Telecommunications) створено для обслуговування великих і малих територій та відповідає усім вимогам для систем 3G. Він являє собою набір окремих стандартів, що визначають радіо інтерфейси для роботи з різними мережами та обладнанням. Для забезпечення роботи обладнання стандарту DECT виділено смугу частот 1880÷1900 МГц. Вибір каналів зв'язку здійснюють на основі виміру потужності радіосигналу та рівня завад. Для цього здійснюють сканування доступних каналів мінімум один раз за 30 секунд. З таким же темпом слід здійснювати і сканування вимірювальних сенсорів під час моніторингу.

Основні задачі концепції полягають у вимогах до сучасної системи прогнозу грозової небезпеки. При цьому важливе значення має наявність вхідних даних для розрахункових моделей. Тому створення бази даних процесів грозових розрядів є однією з першочергових задач. У рамках цієї концепції пропонується об'єднати до єдиної системи інформаційне ядро для багатопроцесорної обчислювальної системи з необхідними для функціонування інструментальними засобами реєстрації наземних грозових розрядів [4]. Розташування бази даних процесів грозових розрядів у інформаційному ядрі дозволить зменшити рівень навантаження на мережу обміну інформацією між автономними модулями збору інформації та інформаційним ядром за рахунок зменшення обсягу інформації. Це здійснюється шляхом передачі в мережі не усього відео імпульсу, який зареєстровано сенсором, а його характерних ознак, за якими відповідний процес грозового розряду буде відновлено у інформаційному ядрі системи за допомогою створеної бази даних процесів грозових розрядів.

Базу карт регіонів місцевості також слід розташувати у інформаційному ядрі системи моніторингу, а кожен з автономних модулів збору та передачі інформації укомплектувати GPS – приймачем з активною антеною [5]. Це дає змогу на карті обраного регіону визначити місця розташування та зони вимірів автономних модулів збору і передачі інформації. Впровадження модуля обробки та візуалізації результатів моніторингу дозволяє у реальному часі отримувати інформацію щодо грозової небезпеки обраного регіону.

З огляду на те, що міжхмарна грозова активність виникає за 10 хвилин до першого розряду типу «хмара – земля», автономні модулі збору та передачі інформації слід обладнати вимірювачами електростатичного поля. Інформація про поточний рівень напруженості електростатичного поля дозволяє завчасно визначити рівень грозової небезпеки у регіоні та прогнозувати напрям її поширення.

Таким чином існуючий рівень розробки підходу до прогнозування та попередження про грозову небезпеку дозволяє стверджувати про можливість створення сучасної вітчизняної системи моніторингу грозової небезпеки. Експлуатація таких систем в регіональному чи національному масштабах дозволяє суттєво знизити витрати на ліквідацію наслідків небезпечної грозової діяльності та мінімізувати екологічні і економічні збитки. Розроблена концепція дає змогу удосконалити систему прогнозування грозової небезпеки та доведення до відповідальних осіб і широких верств населення своєчасного попередження щодо екстремальної грозової активності певного регіону.

#### **ПЕРЕЧЕНЬ ССЫЛОК:**

1. Геловани В.А., Башлыков А.А., Бритков В.Б., Вязилов Е.Д. Интеллектуальные системы поддержки принятия решений в нештатных ситуациях с использованием информации о состоянии природной среды. – М.: Едиториал УРСС, 2001. 304 с.
2. Снегуров В.С. Концепция сети пеленгации гроз. Труды НИЦ ДЗА (филиал ГГО), 1997, вып. 1(545), с.92-104.
3. Mac Gorman, D., Apostolakopoulos, I., Nierow, A., Murphy, M., Demetriades, N., Cramer, J., Krehbiel, P.: Improved timeliness of thunderstorm detection from mapping a larger fraction of lightning flashes. Lightning Imaging Sensor Intl. Workshop, 11–14 September, Huntsville, Ala., Univ. of Ala. Huntsville and National Space Science and Tech. Center, 2006.
4. Серков А.А., Никитин С.А. Модели и методы управления ресурсом в адаптивных телекоммуникационных сетях / 23-я Международная Крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2013). Севастополь, 8—13 сентября 2013 г.: материалы конф. в 2 т. — Севастополь : Вебер, 2013. — 1339 с.
5. Серков А.А., Обод И.И., Никитин С.А. Гибридная модель управления когнитивной самоорганизующейся сети базовых станций. / Научные ведомости БелГУ. Серия История. Политология. Экономика. Информатика. 2013. № 15(158). Выпуск 27/1. С.228-232.

# МОДЕЛЬ БЕЗОПАСНОЙ МАРШРУТИЗАЦИИ С ОПТИМАЛЬНОЙ БАЛАНСИРОВКОЙ ЧИСЛА ФРАГМЕНТОВ ПЕРЕДАВАЕМОГО СООБЩЕНИЯ ПО НЕПЕРЕСЕКАЮЩИМСЯ МАРШРУТАМ

Лемешко А.В., Еременко А.С.

Харьковский национальный университет радиоэлектроники

61166, Харьков, пр. Ленина, каф. Телекоммуникационных систем, тел. (057) 702-13-20,

E-mail: alexere@ukr.net; факс (057) 702-13-20

The given work is devoted to investigation of the secure routing model with optimal balancing of message parts number in MANET. It was explored the concept of threshold secret sharing scheme in relation to secure data routing using non overlapping paths for the message delivering. Existing model SPREAD was explored and modified with a new optimization conditions. Numerical examples represented, and models comparison was made.

Как показал проведенный анализ, в настоящее время широкое применение в различных прикладных областях находят мобильные самоорганизующиеся сети (Mobile Ad Hoc Networks, MANET). В соответствии с принципами своего построения MANET является сложной организационно-технической системой, включающей в себя распределенные на определенной территории мобильные узлы, наделенные функциями по структурной и функциональной адаптации к изменению сигнально-помеховой обстановки, числа и содержания поддерживаемых сервисов, требований к качеству обслуживания и уровню безопасности передаваемых данных. Наряду с задачами обеспечения качества обслуживания при построении и функционировании MANET ключевой проблемой является обеспечение информационной безопасности передаваемых в сети данных [1].

По сравнению с проводными сетями обеспечение информационной безопасности в MANET сопряжено с обнаружением и предотвращением множества существующих уязвимостей и атак. Прежде всего, беспроводные каналы более восприимчивы к атакам, как пассивного прослушивания, так и активного вмешательства в сигналы и осуществление помех. Во-вторых, большинство протоколов маршрутизации в MANET подразумевают доверительные взаимодействия между участвующими узлами для осуществления передачи пакетов. Зависимость от такого взаимодействия делает передачу данных более уязвимой относительно несанкционированного доступа, подмене данных и атакам типа «отказ от обслуживания». В-третьих, отсутствие фиксированной инфраструктуры и централизованного управления делает трудно применимыми многие традиционные решения обеспечения информационной безопасности.

Одним из направлений обеспечения заданного уровня информационной безопасности в телекоммуникационных сетях является реализация механизма SPREAD [2-4], основанного на многопутевой доставке (маршрутизации) передаваемого сообщения, предварительно разделенного на фрагменты (части) в соответствии со схемой Шамира [2, 4]. В результате применения механизма SPREAD удастся снизить вероятность компрометации передаваемого сообщения, т.к. заметно усложняется задача злоумышленника: ему необходимо скомпрометировать не один маршрут, по которому передается неразделенное сообщение, а все пути, по которым передаются его фрагменты. При этом под компрометацией сообщения понимается событие, связанное с несанкционированным доступом к его содержимому, т.е. чтобы скомпрометировать сообщение, передаваемое на основе механизма SPREAD, необходимо скомпрометировать все пути, используемые для доставки фрагментов данного сообщения. В этой связи, факт компрометации того или иного пути состоит в доступе злоумышленника ко всем фрагментам сообщения, передаваемого по этому пути.

В общем случае при обеспечении безопасной маршрутизации сообщения в сети в соответствии с механизмом SPREAD необходимо решить следующие задачи [2, 4]:

1. Расчет множества непересекающихся маршрутов между заданными узлами отправитель и получатель. Под непересекающимися понимаются такие маршруты, которые не содержат общих элементов (узлов и каналов) за исключением узлов отправителя и получателя.

2. Разделение передаваемого сообщения на множество фрагментов согласно выбранной схеме Шамира.

3. Распределение числа фрагментов передаваемого сообщения между множеством непересекающихся маршрутов, определенным в ходе решения первой задачи.

Стоит отдельно отметить, что вероятность компрометации пути во многом зависит как от числа составляющих его узлов и каналов связи, так и от параметров их безопасности, т.е. каждый элемент (узел, канал) пути может быть скомпрометирован с определенной вероятностью. В общем случае различные пути, используемые для передачи фрагментов разделенного в соответствии со схемой Шамира [2, 4] сообщения, могут иметь разные значения вероятности компрометации. К

сожалению, в рамках известных математических моделей [2, 4], посвященных реализации механизма SPREAD, при распределении фрагментов сообщения по непересекающимся маршрутам в явном виде не учитываются параметры безопасности (в частности вероятность компрометации) этих путей. Таким образом, актуальной представляется задача, связанная с усовершенствованием математической модели безопасной маршрутизации передаваемого в сети сообщения на основе оптимального распределения по непересекающимся путям его фрагментов, получаемых в результате использования схемы разделения Шамира, и более полного учета параметров безопасности доступных маршрутов.

В рамках рассматриваемой модели предполагается, что известными являются следующие исходные данные:

$S_{msg}$  и  $D_{msg}$  – узлы отправитель и получатель для передаваемого сообщения;

$M$  – количество используемых непересекающихся путей при маршрутизации фрагментов сообщения;

$(T, N)$  – параметры схемы Шамира, где  $N$  – общее число фрагментов, на которое разделяется передаваемое сообщение в результате применения схемы Шамира;  $T$  – минимальное количество фрагментов, по которым возможно восстановить передаваемое сообщение ( $T \leq N$ );

$p_i^j$  – вероятность компрометации  $j$ -го элемента (узла, канала)  $i$ -го пути;

$M_i$  – число элементов в  $i$ -м пути, подверженных компрометации;

$\gamma_P$  – допустимая вероятность компрометации сообщения в сети.

Кроме того, введем дополнительно следующие обозначения:

$n_i$  – число фрагментов, передаваемых по  $i$ -му пути ( $i = \overline{1, M}$ );

$P_{msg}$  – вероятность компрометации сообщения в целом при его передаче фрагментами по сети.

В ходе последующих рассуждений предполагается, что отправитель и получатель безопасны, т.е. вероятности компрометации узла-отправителя и узла-получателя равны нулю. Кроме того, в рамках предлагаемого решения, как и в работах [2, 4], считается, что если элемент (узел, канал) пути скомпрометирован, то все фрагменты, передаваемые через этот элемент, также будут скомпрометированы. Тогда вероятность компрометации  $i$ -го пути, состоящего из  $M_i$  элементов, можно рассчитать с помощью выражения

$$p_i = 1 - (1 - p_i^1)(1 - p_i^2) \dots (1 - p_i^{M_i}) = 1 - \prod_{j=1}^{M_i} (1 - p_i^j). \quad (1)$$

Кроме того, в ходе расчета управляющих переменных  $n_i$  ( $i = \overline{1, M}$ ), регламентирующих процесс распределения фрагментов передаваемого сообщения по непересекающимся путям, должно выполняться следующее условие [2, 4]

$$N = \sum_{i=1}^M n_i. \quad (2)$$

Одним из основных условий, которое в обязательном порядке должно выполняться в ходе безопасной маршрутизации, является то, что вероятность компрометации сообщения при его передаче по сети не должна превышать заданного допустимого значения, т.е.

$$P_{msg} \leq \gamma_P. \quad (3)$$

Например, вероятность компрометации сообщения, разделенного на  $N$  фрагментов в соответствии со схемой Шамира  $(N, N)$  и передаваемого по  $M$  путям, определяется выражением [2]

$$P_{msg} = \prod_{i=1}^M p_i. \quad (4)$$

При этом выполнение условия (3) в соответствии с выражениями (1) и (4) должно обеспечиваться в ходе предварительного решения задачи по расчету множества непересекающихся маршрутов в сети. А для обеспечения оптимальной балансировки числа фрагментов передаваемого сообщения по множеству непересекающихся маршрутов в структуру усовершенствованной модели вводится ряд дополнительных условий:

$$n_i \leq \beta \quad (i = \overline{1, M}), \quad (5)$$

где  $\beta$  – верхний динамически управляемый порог числа фрагментов, передаваемых по отдельным непересекающимся путям в сети.

Тогда в качестве критерия оптимальности решений по распределению числа фрагментов передаваемого сообщения по непересекающимся маршрутам целесообразно выбрать минимум следующей целевой функции

$$J = \beta + \sum_{i=1}^M p_i n_i . \quad (6)$$

Минимизация выражения (6) должна осуществляться при выполнении условий-ограничений (2) и (5), что позволит ограничить величиной  $\beta$  максимальное число фрагментов, передаваемых в каждом из выбранных путей. Введение в целевую функцию (6) слагаемого  $\sum_{i=1}^M p_i n_i$  направлено на

достижение следующей цели: в случае если общее число фрагментов  $N$  не кратно количеству выбранных путей  $M$ , то большее число фрагментов будет передаваться по лучшему с точки зрения вероятности компрометации маршруту. Это является важным положительным отличием предлагаемого решения от ранее известных [2, 4].

Особенности предлагаемого решения будут продемонстрированы на следующем примере: пусть между заданной парой узлов отправитель и получатель доступны три пути с различным числом элементов: узлов и каналов (рис. 1). В рамках рассматриваемого примера условимся, что компрометации подвержены лишь каналы связи, что является достаточно справедливым для MANET. В ходе расчетов в качестве исходных будут выступать следующие данные:

- для разделения сообщения на фрагменты реализуется схема Шамира (10, 10);
- вероятности компрометации каналов связи в соответствии с их нумерацией и принадлежностью непересекающимся путям в MANET (рис. 1) принимают такие значения:  $p_1^1 = 0,5$ ;  $p_1^2 = 0,6$ ;  $p_2^1 = 0,75$ ;  $p_3^1 = 0,45$ ;  $p_3^2 = 0,1$ ;  $p_3^3 = 0,2$ .

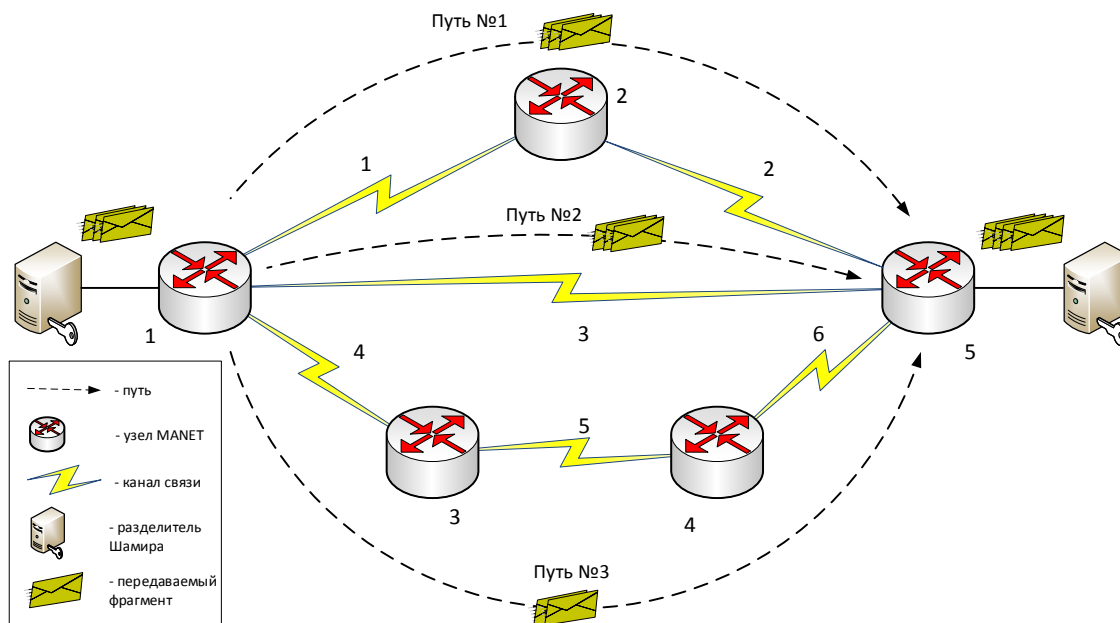


Рис. 1. Исходная структура MANET

Тогда в результате расчетов получаем следующие результаты:

- вероятности компрометации путей в соответствии с выражением (1) принимают следующие значения:  $p_1 = 0,8$ ;  $p_2 = 0,75$ ;  $p_3 = 0,604$ ;
- порядок распределения десяти фрагментов по трем непересекающимся маршрутам:  $n_1 = 8$ ;  $n_2 = 1$  и  $n_3 = 1$  – при использовании известной модели [2];  $n_1 = 2$ ;  $n_2 = 4$  и  $n_3 = 4$  – при использовании предложенной модели.

Таким образом, в рамках известной модели [2] не исключен вариант распределения фрагментов, когда по самому худшему с точки зрения вероятности компрометации пути ( $p_1 = 0,8$ ) будет передаваться максимальное число фрагментов ( $n_1 = 8$ ). Тогда как в соответствии с предложенной моделью порядок распределения фрагментов передаваемого сообщения по непересекающимся

маршрутам более адаптирован к параметрам безопасности (например, к вероятности компрометации) отдельных элементов сети: узлов, каналов и путей в целом. Это подтверждается результатами расчета, когда по худшему с точки зрения вероятности компрометации пути передается минимальное число фрагментов, а по лучшему пути – их максимальное количество.

#### **ПЕРЕЧЕНЬ ССЫЛОК**

1. ITU-T X-805. Security architecture for systems providing end-to-end communications, 2003.
2. Lou W. SPREAD: Enhancing Data Confidentiality in Mobile Ad Hoc Networks / Lou W., Liu W., Fang Y. // INFOCOM 2004. Twenty-third Annual Joint Conference of the IEEE Computer and Communications Societies, IEEE. – 2004. – Vol. 4. – PP. 2404 – 2413.
3. Чевардін В.Є. Модель загроз безпеки інформації в сучасних телекомунікаційних мережах з динамічною топологією / В.Є. Чевардін, В.А. Романюк, В.С. Шевченко // Збірник наукових праць ВІПІ НТУУ «КПІ». – 2012. – №2. – С. 90 – 95.
4. Кулаков Ю.А. Безопасная многопутевая маршрутизация в беспроводных сетях большой размерности. / Ю.А. Кулаков, В.В. Лукашенко, А.В. Левчук // Науково-технічний журнал «Захист інформації». – 2011. – Том 13, №2 (51). – С. 5 – 10.
5. RFC 2501. Mobile Ad hoc Networking (MANET): Routing Protocol Performance Issues and Evaluation Considerations, 1999.

# ЕКСПЕРИМЕНТАЛЬНА ОЦІНКА ЗАХИСНИХ ВІДНОШЕНЬ ДЛЯ РАДІОЕЛЕКТРОННИХ ЗАСОБІВ РАДІОРЕЛЕЙНОГО ЗВ'ЯЗКУ СПЕЦІАЛЬНИХ КОРИСТУВАЧІВ ВІДНОСНО РАДІОЕЛЕКТРОННИХ ЗАСОБІВ ЗАГАЛЬНИХ КОРИСТУВАЧІВ

Лебедев В.О., Костенко І.Л., Павліченко О.А.

Харківський університет Повітряних Сил імені Івана Кожедуба

61023, м. Харків-23, вул. Сумська, 77/79, (057) 704-96-01, E-mail: info@hups.mil.gov.ua

The results of experimental evaluation of protection ratio for the case of interaction of radioelectronic devices of radio-relay communications of special users relative to radioelectronic devices of general users when joint in the frequency band 4400 ... 5000 MHz, 14400 ... 15400 MHz.

Створення нових глобальних телекомунікаційних систем і мереж, інтенсивний розвиток корпоративних систем зв'язку, значне зростання новітніх засобів зв'язку, інтенсивне створення систем наземного і супутникового базування, а так само їх широка інтеграція, висуває на перший план проблему електромагнітної сумісності (ЕМС) озброєння та військової техніки Повітряних Сил Збройних Сил України та засобів телекомунікацій новітніх цифрових стандартів зв'язку. Подальша інтеграція цих засобів і систем та їх ефективне використання вже неможливо без жорсткого управління використанням спектру, як на регіональному, так і на національному та міжнародному рівнях. Важливим резервом подальшого освоєння РЧС для розвитку нових технологій є конверсія і вивільнення частки спектра, відведеної для використання засобів спеціального та комерційного призначення. Перехід на новітні технології та стандарти вимагає врахування докладної специфіки взаємодіючих зв'язків між радіоелектронними засобами (РЕЗ) спеціальних користувачів відносно РЕЗ загальних користувачів.

**Основною метою роботи** є удосконалення методів технічного та адміністративного аналізу ЕМС в угрупованнях РЕЗ спеціальних і загальних користувачів для забезпечення ефективного використання радіочастотного спектра (РЧС) і визначення умов відсутності перешкод між засобами і системами радіозв'язку в умовах випадкової та постійно змінної структури мережі зв'язку.

Розрахунок норм частотно-територіального рознесення може бути здійснений на основі ГОСТ В 25838 (Совместимость радиоэлектронных средств электромагнитная. Методы комплексной оценки электромагнитной совместимости радиоэлектронных средств, размещаемых на объектах и в локальных группировках). При цьому крім втрат на поширення радіохвиль на трасі між передавачем і приймачем перешкод [2] і просторово-поляризаційної вибіркової антени [3] конфліктуючих РЕЗ необхідні дані про частотні залежності захисного відношення сигнал/перешкода приймача до заводового сигналу.

У даній роботі розглянуто результати експериментальної оцінки частотної залежності захисного відношення сигнал/перешкода для радіорелейних станцій спеціальних користувачів відносно РЕЗ загальних користувачів.

Експериментальне вимірювання захисного відношення здійснювалося на основі методики ГОСТ В 25838 для вимірювання вибіркової приймального тракту по основному, сусідньому і побічному каналам прийому. Однією з оцінок функціонування цифрових систем передачі інформації є коефіцієнт бітових помилок (BER). BER - характеристика, насамперед, заводостійкості системи зв'язку. Сучасні методи вимірювання BER базуються на порівнянні прийнятої та переданої бітових послідовностей. На вхід приймального тракту радіорелейної станції (РРС) спеціальних користувачів через симетрично-погоджувальний пристрій подавалася сума корисного сигналу і перешкоди. Контроль якості передачі інформації здійснювався тестером інтерфейсних сигналів ТИС Е1, Е2, Е3 (вбудованими засобами контролю РРС) за коефіцієнтом помилок (КВЕР) (змінною швидкістю передачі потоку інформації).

На першому етапі при відсутності перешкоди вимірювалася чутливість приймального тракту РРС спеціальних користувачів відповідно до ГОСТ В 25838 (відношення сигнал/шум 12 дБ). Далі для виключення впливу власних шумів приймального тракту на результати вимірювання захисного відношення здійснювалося збільшення рівня корисного сигналу до рівня 10 мкВ (20 дБмкВ). Подавався перешкодовий сигнал і його рівень збільшувався до тих пір, поки якість виділення інформації не знижувалося до рівня чутливості. Відношення сигнал/перешкода в даний момент приймається за захисне відношення. Виміри проводилися для різних відстроювань несучих частот корисного сигналу і перешкоди.

При виконанні вимірювань застосовувались наступне обладнання стенду:

- радіорелейні станції РРС-1, РРС-2, РРС-3;
- штатне контрольно-вимірювальне обладнання РРС;



- тестер інтерфейсних сигналів ТИС Е1, Е2, Е3;
- атенуатор поляризаційний хвилевідний ДЗ-34А.

Радіорелейні станції РРС-1 та РРС-2 з'єднуються між собою коаксіальним кабелем через еквіваленти антен (ЕА) та трійник. У тракт передачі/прийому між РРС-1 та РРС-2 за допомогою коаксіального трійника через плавний атенуатор підключається третя радіорелейна станція РРС-3, яка виконує функцію джерела радіозавади. До входів та виходів РРС-1 та РРС-2 підключається тестер інтерфейсних сигналів ТИС Е1, Е2, Е3. Значення захисних відношень визначається для роботи РРС на одній з робочих хвиль РРС-2. Передавальний пристрій РРС-1 забезпечує передачу потоку інформації. Передавальний пристрій РРС-3 виконує функцію джерела радіозавади. Контроль швидкості цифрового потоку та коефіцієнту похибок здійснювався тестером інтерфейсних сигналів ТИС Е1, Е2, Е3 на вході передавального пристрою РРС-1 та на виході приймального пристрою РРС-2, та за вбудованими засобами контролю радіорелейних станцій.

Зміна потужності завадового сигналу з виходу РРС-3 виконувалась за допомогою плавного атенуатора ДЗ-34А від мінімально можливого до максимального значення.

Визначення захисного відношення РРС здійснювалось відповідно до вимірних значень чутливості приймального пристрою РРС-2 та рівня завадового сигналу при  $KBER = 1 \cdot 10^{-6}$ .

Захисні відношення визначалися у смузі пропускання приймального пристрою РРС за рахунок змінення робочої хвилі завадового сигналу РРС-3 відносно центральної частоти спектру сигналу приймального каналу РРС-2 на  $\pm \Delta f_c$ , МГц.

Вимірювання захисного відношення проводилися з використанням трьох радіорелейних станцій спеціальних користувачів різних виробників:

- РРС Р-425 С1 у діапазоні 14400...15400 МГц;
- РРС Р-425 С3 у діапазоні 4400...5000 МГц;
- РРС Transend 800 у діапазоні 4400...5000 МГц.

Вимірне значення захисного відношення при перекритті спектрів радіочастот для РЕЗ радіорелейного зв'язку спеціальних користувачів відносно радіорелейної станції, яка виконувала функцію джерела радіозавади, становить від 17 до 41 дБ за різними видами модуляції та типами радіорелейних станцій.

Результати експериментального вимірювання захисного відношення приймального тракту усіх РРС до перешкоди показали, що при виході спектра перешкоди за смугу пропускання фільтра основної вибіркової приймального тракту (на схилі характеристики) всі виміряні РРС спеціальних користувачів мають практично однакові параметри за сукупністю параметрів якості (чутливість / сприйнятливості в основному каналі приймання / сприйнятливості за смугою основного каналу приймання). Досліджені РРС розташувалися в такому порядку (за спаданням): Transend 800; Р-425 С1; Р-425 С3.

## ВИСНОВКИ

Дані результати можуть бути використані під час проведення конверсії і вивільненні частки спектра для розрахунку умов забезпечення ЕМС для радіорелейних станцій спеціальних користувачів відносно РЕЗ загальних користувачів при їх сумісному використанні у діапазонах частот 4400...5000 МГц, 14400...15400 МГц.

## ПЕРЕЧЕНЬ ССЫЛОК

1. Феоктистов Ю.А., Матосов Л.И. и др. Теория и методы оценки электро-магнитной совместимости радиоэлектронных средств/Под ред. Феоктистова Ю.А. – М.: Радио и связь, 1998.
2. Алёшин Г.В. Теоретические основы электромагнитной совместимости радиоэлектронных средств. - Харьков: ХВУ, 1993.
3. Уайт Д. Электромагнитная совместимость радиоэлектронных средств и непреднамеренные помехи. Вып. 1. Общие вопросы ЭМС. Межсистемные помехи. Сокр. пер. с англ. / Под ред. А.И. Сапгира. – М.: Сов. радио, 1977.
4. ГОСТ В 25838 Совместимость радиоэлектронных средств электромагнитная. Методы комплексной оценки электромагнитной совместимости радиоэлектронных средств, размещаемых на объектах и в локальных группировках.

# МЕТОДЫ РЕШЕНИЯ ЗАДАЧ ЭМС СРЕДСТВАМИ АНТЕННОЙ ТЕХНИКИ В ТРОПОСФЕРНОЙ СВЯЗИ

Лошаков В.А., Москалец Н.В., Селиванов К.А.

Харьковский национальный университет радиоэлектроники, 61166

Харьков, пр. Ленина, каф. Телекоммуникационных систем, тел.(057)702-13-20,

E-mail: tkc@kture.kharkov.ua ; факс (057) 702-13-20

In the report analyzes the general problems and methods solving of electromagnetic compatibility (EMC) by means antenna technology in tropospheric communication system. The features of type selection and design antenna and method of antennas parameters calculatiion via EMC criteria have been considered. Proposes measures to ensure EMC in tropospheric communication by means antenna technology and ways of their implementation.

## ВВЕДЕНИЕ

В последнее время при создании сетей специального и коммерческого назначения с дальностью действия до 150...200 км вновь возрос интерес к системам тропосферной загоризонтной связи (ТЗС) из-за их высокой живучести и сложности перехвата информации. За счет большей протяженности межстанционных интервалов использование систем тропосферной связи предпочтительно также при организации связи в чрезвычайных ситуациях [1]. При этом, учитывая, необходимые при реализации таких систем, высокие энергетика передающего устройства и чувствительность приемного тракта, весьма актуально обеспечения электромагнитной совместимости, которая в является важным фактором ограничивающим качество связи и обеспечения скрытности работы системы.

Как известно, решение задачи ЭМС состоит в обеспечении возможности нормального совместного функционирования различных радиоэлектронных средств (РЭС) в рамках выделенного пространственного, частотного, временного, энергетического и поляризаационного ресурсов. При этом используются различные методы частотно-территориального разноса (ЧТР) РЭС, временного разноса, сигнальные методы (выбирается соответствующая структура сигналов), аппаратурные (в приемно-передающей аппаратуре обеспечивается минимум излучения и приема нежелательных составляющих спектра – побочных, внеполосных и др.

Среди различных механизмов электромагнитного взаимодействия РЭС между собой наиболее деструктивным механизмом влияния является воздействие через антенну. На его долю приходится более 80...90% всех мешающих воздействий. Принимаемые вместе с полезными сигналами нежелательные излучения других РЭС, проникая в тракт приема, способны не только ухудшать качество обработки информации, но и полностью сорвать сеанс связи. Поэтому решение задачи обеспечения ЭМС средствами антенной техники часто представляется наиболее рациональным. Во-первых, потому, что это более простое решение, ибо оно достигается теми же элементами, через которые проникает само воздействие. Во-вторых, решения с помощью антенной техники не связаны с изменением частотно-временного и энергетического режима в радиолиний и самих РЭС, то есть позволяют сохранить работоспособность РЭС в прежнем расчетном режиме. В-третьих, если решение получено в антенно-фидерном тракте, то обычно не проявятся различные нелинейности, ограничения динамического диапазона и другие ограничения, имеющие место в тракте приема.

## 1. Особенности выбора конструкции и параметров антенн

Антенна и в целом антенно-фидерный тракт представляют собой избирательную согласованную по частоте и пространству систему. Более того, в передатчиках и приемниках, как правило, принимаются меры по подавлению побочных и внеполосных излучений (каналов приема). Благодаря этому уровень помеховых сигналов дополнительно значительно снижается, хотя во многих случаях оказывается еще весьма высоким, нарушающим ЭМС. Поэтому рациональный выбор типа, конструкции и параметров антенно-фидерного тракта может существенно улучшить ситуацию. Так, на фиксированных частотах можно развязать тракт приема и передачи, например с помощью волноводного моста до 40 дБ даже при совпадающих частотах. Высокая развязка может быть получена и между отдельными лучами многолучевой антенны. В частности, с помощью диаграммообразующей матрицы Баттлера эта развязка может достигать 30...40 дБ. Развязку по поляризации может дополнительно обеспечить 15...25дБ. Хороший результат может быть получен в том случае, когда антенные элементы взаимодействующих РЭС относятся к различному типу (электрическому и магнитному), при этом дополнительно их взаимодействие ослабляется на  $20|\lg(kL)|$  дБ, где  $kL$  - электрический периметр антенны.

Учитывая малые угловые размер ДН антенн загоризонтных тропосферных систем ( $1^0 \dots 2^0$ ) часто наиболее характерными являются нежелательные взаимодействия между РЭС по боковым лепесткам на частотах побочного излучения. На этих частотах поляризационные характеристики и характеристики направленности антенных устройств в значительной степени изменяются даже в пределах главного лепестка. При этом даже у осесимметричных антенн могут иметь место заметные изменения основного излучения. Так, у рупорного излучателя с шириной раскрытия  $\lambda_0$  одновременно могут существовать компоненты  $H_{10}$  (для  $\lambda_0$ ) и  $H_{20}$  (для  $\lambda = 0,5\lambda_0$ ). В результате сложения полей этих волн образуется компонента  $H_{\Sigma}$  максимум излучения которой  $\theta_{\Sigma}$  отличен от  $\theta_0$  на рабочей частоте  $f_0$ .

Особенности диаграмм направленности и поляризационных диаграмм могут быть конкретизированы на каждой из частот с учетом амплитудно-фазового распределения поля в апертуре, конструкции антенны и параметров окружающей её среды.

Во многих случаях эта задача является весьма громоздкой, поэтому часто ограничиваются рассмотрением усредненных величин.

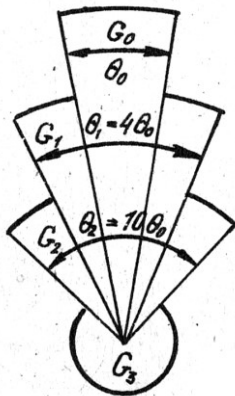


Рис. 1.

Для таких случаев предложена [2,3] достаточно конструктивная усредненная модель передающей (приемной) антенны с четырьмя основными областями взаимодействий (рис.1). Такая модель позволяет рассматривать и количественно характеризовать взаимодействия влияющих РЭС и РЭС тропосферной связи и при различной ориентации их антенн. Эта модель рекомендуется для использования при планировании размещения РЭС на местности, где возможны различные варианты расположений этих средств.

Во многих же случаях может оказаться, что расположения РЭС уже однозначно выбрано, или же различные варианты их расположения не приводят к приемлемому результату. При этом применение этих усредненных моделей является уже не желательным, ибо в одних задачах их рамки окажется достаточно жесткими и условия ЭМС - невыполнимыми, а в других - этих усреднений данных может быть недостаточно. В этих условиях при анализе электромагнитных взаимодействий в качестве ограничения выступает допустимый уровень нежелательных воздействий  $P_{ndon}$  непревышение которого обеспечивается различными методами, в том числе выбором поляризации и ДН антенных систем.

Желаемую форму ДН в дальней зоне, описываемую функцией  $F(u)$  можно получить с помощью соответствующего распределения поля по апертуре антенны, определяющегося как преобразование Фурье:

$$G(x) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} F(u) e^{-jux} dx \quad (1)$$

Получение необходимых распределений  $F(u)$  приводит к изменению коэффициента использования (КИП) площади антенны, при этом уменьшение уровня боковых лепестков ДН приводит к уменьшению КИП. Так, обеспечение их уровня ниже - 40 дБ связано с уменьшением КИП до 36%. Выбор ДН облучателя параболической антенны ТЗС представлен на рис.2.

Наилучшими показателями по КИП обладает равномерное распределение, однако уровень первого бокового лепестка такой ДН составляет - 13,2 дБ относительно главного максимума. При неопределенной электромагнитной обстановке, когда направления воздействий помех равновероятны, целесообразно ставить задачу о формировании ДН с заданными уровнями боковых лепестков. Наилучшим, обладающим минимальной шириной главного лепестка, является Дольф-Чебышевское распределение. При этом может быть получена ДН, вообще не имеющая боковых лепестков  $G(x) = e^{-\alpha x^2}$ .

У однозеркальных антенн такое распределение достигается выбором соответствующей ДН облучателя (рис.3д), у двухзеркальных оно может быть реализовано с помощью

соответствующих профилей контррефлекторов. Для антенных решеток необходимое распределение обеспечивается как размещением антенных элементов, так и соответствующим амплитудно-фазовым их питанием.

Поляризация излучаемых антенной полей соответствует расчетной (например вертикальной, горизонтальной, круговой) в рабочем диапазоне частот, при этом в пределах главного лепестка на уровне 3 дБ величина кросс-поляризованной компоненты, как правило, не превышает

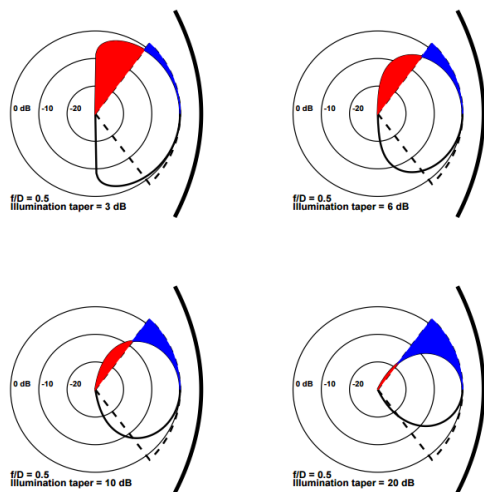


Рис.2.

30...40 дБ, на уровне -10 дБ эта величина возрастает до -(20...17)дВ. Поэтому в описанной модели (рис.1) область главного лепестка на рабочей частоте принято аппроксимировать уровнем излучения  $G = (G_0 - 20)$  дБ. У осесимметричных антенн – самый низкий уровень кросс-поляризованных компонент ориентирован в направлениях главных плоскостей  $E$  и  $H$ . В то же время в диагональных плоскостях, составляющих  $45^\circ$  с плоскостями  $E$  и  $H$ , отмечается резкий рост этих кросс-компонент (рис.4). В области боковых и заднего лепестков значение уровней кросс-компонент могут быть произвольными, в том числе и превышать уровни на основной поляризации. Однако усредненная оценка показывает, что все же здесь превышает основной компонент с уровнем порядка 10 дБ. У глубоких зеркальных антенн доля кросс-поляризованного поля возрастает, в заднем полупространстве она может превышать 20%. Улучшение поляризационных характеристик, повышение чистоты поляризации можно достичь соответствующей конструкцией самой антенны, элементов её крепления, исключая появление ортогональных составляющих, использованием соответствующих компенсационных выравнивателей. Перспективными в этом смысле являются круглые рупорные антенны и облучатели с гофрированными стенками или же с гладкими стенками, но с использованием диэлектрических втулок и др.

В зеркальной антенне диапазона 3,4 ... 7 ГГц с помощью гофрированного рупорного облучателя удастся более чем на 30 дБ снизить уровень кросс-поляризованных компонентов [3].

Для уменьшения уровня кросс-поляризованных компонентов могут быть использованы проволочные сетки, покрывающие всю площадь излучения или лишь её часть. При этом провода такой сетки должны быть ориентированы перпендикулярно основной поляризации. Это позволяет на 10...13 дБ снизить уровень этих кросс-компонент. Такое техническое решение применяется на ретрансляторах спутниковой связи, где при повторном использовании рабочих частот развязка между ортогонально поляризованными составляющими достигает 32 дБ в диапазоне 4...6 ГГц.

## 2. Предлагаемые меры по обеспечению ЭМС с помощью антенн

Вопрос обеспечения ЭМС необходимо решать введением дополнительных изменений в питание антенн или её конструкцию. Имеющиеся при этом нарушения ЭМС обусловлены обычно воздействиями со стороны боковых и заднего лепестков. Это определяет задачу минимизации данных лепестков во всем секторе или лишь в той его части, со стороны которой имеют место нежелательные излучения. Используемые в таких случаях методы основываются на том, что устраняется причина, порождающая эти лепестки.

К основным таким причинам применительно к зеркальным антеннам можно отнести высокие уровни возбуждения кромки антенны, дифракцию на этой кромке, рассеяние на элементах крепления. Основными приемами их устранения являются:

1. Уменьшить уровень возбуждения кромки путем перераспределения поля по апертуре за счет оптимизации ДН облучателя (см. рис.2)..Это позволяет уменьшить амплитуду на краях зеркала до 20 дБ и соответственно снизить уровень боковых лепестков до 38...40 дБ.

2. Дифракционные особенности кромки могут быть уменьшены при использовании её скругления,  $\lambda/4$  - ловушек, различных импедансных устройств, покрытия внешней поверхности зеркала поглотителем.

3. Использование различных экранов, затеняющих дифракционные поля, компенсирующих поля кромки, обеспечивающих их расфазировку и др. является достаточно эффективной мерой, позволяющей на 10...15 дБ снизить уровень боковых лепестков, особенно в заднем полупространстве.

#### **ВЫВОДЫ.**

Проведенный анализ показал, что только за счет рационального выбора типа и конструкции антенн проблема ЭМС в ТЗС может быть в значительной мере ослаблена. При этом в постоянно усложняющейся электромагнитной обстановке роль антенных устройств будет постоянно возрастать. Вместе с тем при проектировании ТЗС должны в полной мере реализованы современные достижения цифровой беспроводной связи связанные с использованием методов разнесения, цифровой модуляции, помехоустойчивого кодирования и пространственно-временной обработки.

#### **ПЕРЕЧЕНЬ ССЫЛОК**

1. Analysis of possibilities for improving the characteristics of tropospheric communication station / Vladimir Popovskiy, Valeriy Loshakov, Artem Marchuk // Проблемы инфокоммуникаций. Наука и технологии (PICS&T-2014): Сб. научных трудов первой международной научно-практической конференции. – Харьков: ХНУРЭ, 2013. – С.195-198.

2. ГОСТ 30372-95. Совместимость радиоэлектронных средств электромагнитная. Термины и определения. - М. : Изд-во стандартов, 1995. - 27 с.

3. ГОСТ 23872-79. Совместимость радиоэлектронных средств электромагнитная. Номенклатура параметров и классификация технических характеристик. - М. : Изд-во стандартов, 1979. - 27 с.

4. Виноградов Е.М., Винокуров В.И., Харченко И.П. Электромагнитная совместимость радиоэлектронных средств. Л.:Судостроение, 1986. С. 264.

5. Петровский В.И., Седельников Д.Е. Электромагнитная совместимость радиоэлектронных средств. М.: Радио и связь. 1986. 216 с.

## МЕТОДИ АНАЛІЗУ МІЖСИСТЕМНОЇ ЕЛЕКТРОМАГНІТНОЇ СУМІСНОСТІ НА ПЕРЕХІДНИЙ ПЕРІОД КОНВЕРСІЇ ДЛЯ РОЗВИТКУ МЕРЕЖ UMTS

Макаров С.А., Висоцький О.В., Поздняк В.П., Лебедев В.О.

Харківський університет Повітряних Сил імені Івана Кожедуба

61023, м. Харків-23, вул. Сумська, 77/79, (057) 704-96-01, E-mail: [info@hups.mil.gov.ua](mailto:info@hups.mil.gov.ua)

Methods of electromagnetic compatibility analysis for a transitional period of the conversion for the development of the UMTS networks in the groups of electronic means for intersystem level are developed. These methods are based on the further development of generalized models of electromagnetic interactions and a combination of deterministic, probabilistic and experimental methods of research according to criterion of effective use of radio frequency resource of the Ukraine.

Для вдосконалення державного регулювання інформаційної сфери, створення економічних передумов для розвитку національної інформаційної інфраструктури та ресурсів, впровадження новітніх технологій у зазначеній сфері, формування повноцінного інформаційного суспільства, забезпечення широкого доступу населення до глобальної мережі Інтернет, модернізації та удосконалення засобів зв'язку та радіолокації оборонно-промисловим комплексом України відповідно до Указу Президента України "Про забезпечення умов для впровадження сучасних телекомунікаційних технологій" від 23 липня 2014 року № 613/2014 визначено необхідність проведення заходів конверсії радіочастотного ресурсу з метою запровадження системи мобільного зв'язку третього покоління стандарту IMT-2000 (UMTS), у тому числі щодо розробки норм частотно-територіального рознесення (ЧТР) між радіоелектронними засобами (РЕЗ) загальних та спеціальних користувачів. При цьому зазначено завдання безперервного виконання Збройними Силами України своїх завдань.

Впровадження системи мобільного зв'язку третього покоління стандарту IMT-2000 (UMTS) відповідно до Постанови Кабінету Міністрів України "Деякі питання проведення конверсії радіочастотного ресурсу України в смугах радіочастот загального користування" від 05 вересня 2014 року № 514 потребує розробки Методики проведення розрахунків електромагнітної сумісності (ЕМС) та норм ЧТР РЕЗ у смугах радіочастот, які підлягають конверсії (1920...1935 / 2110...2125 МГц, 1950...1965 / 2140...2155 МГц, 1965...1980 / 2155...2170 МГц), а також у смугах радіочастот, які плануються для застосування за результатами конверсії.

На теперішній час послуги зв'язку стандарту IMT-2000/UMTS в Україні у смугах радіочастот 1935...1950 / 2015...2020 / 2125...2140 МГц надаються компанією "Тримоб" на підставі ліцензії на використання радіочастотного ресурсу, який не використовується РЕЗ радіорелейного зв'язку та радіолокації спеціальних користувачів.

Методи аналізу ЕМС між РЕЗ спеціальних та загальних користувачів досліджено у роботах [1 - 4], але на даний час не визначено методики аналізу та забезпечення ЕМС у смугах радіочастот, які підлягають конверсії для розвитку мереж цифрового стільникового зв'язку третього покоління. Крім того, не проведено розрахунків норм ЧТР РЕЗ стандарту IMT-2000/UMTS для РЕЗ радіорелейного зв'язку та радіолокації Збройних Сил України, Міністерства внутрішніх справ, Державної служби спеціального зв'язку та захисту інформації України у смугах радіочастот (1920...1935 / 2110...2125 МГц, 1950...1965 / 2140...2155 МГц, 1965...1980 / 2155...2170 МГц), а також у смугах радіочастот, які плануються для застосування за результатами конверсії, що визначає актуальність проведення наукових досліджень щодо методів аналізу міжсистемної ЕМС на перехідний період конверсії для розвитку мереж UMTS.

**Основною метою роботи** є удосконалення методів аналізу ЕМС в угрупованнях РЕЗ спеціальних і загальних користувачів на міжсистемному рівні на основі подальшого розвитку узагальнених моделей електромагнітних взаємодій в умовах випадкової та постійно змінної структури мережі зв'язку стандарту IMT-2000/UMTS.

Методи аналізу електромагнітної сумісності РЕЗ можна поділити за ознакою наявних відомостей про досліджувані РЕЗ (координати розташування, технічні характеристики, умови поширення радіохвиль, особливості місцевості, характер взаємодії тощо) на:

– детерміновані методи аналізу електромагнітної сумісності РЕЗ, які базуються на застосуванні енергетичних показників РЕЗ та використовуються при парній, груповій або комплексній оцінці ЕМС;

– ймовірнісні методи аналізу електромагнітної сумісності РЕЗ, які базуються на ймовірнісно-статистичному підході до вирішення проблеми ЕМС, яка відповідає природі явища, при цьому параметри корисних та завадових сигналів, а також параметри радіоприймальних пристроїв і якість функціонування РЕЗ мають випадковий характер;

– методи експериментальних досліджень характеристик ЕМС (стендові, лабораторні вимірювання і випробування, натурні вимірювання і випробування, трактові методи вимірювання та методи

вимірювання характеристик РЕЗ за електромагнітним полем), які у багатьох випадках є основним джерелом отримання інформації про параметри ЕМС та характеристики РЕЗ, та набувають особливого значення при визначенні захисних критеріїв РЕЗ спеціальних користувачів в умовах впливу випромінювання РЕЗ стандарту UMTS.

При розробці методів аналізу міжсистемної ЕМС на перехідний період конверсії для подальшого розвитку мереж UMTS за умов безперервного виконання завдань щодо забезпечення обороноздатності держави проводиться визначення області застосування кожного з вищезазначених методів аналізу ЕМС та їх поєднання за критерієм ефективного використання радіочастотного ресурсу України.

Методи аналізу ЕМС в угрупованнях РЕЗ загальних та спеціальних користувачів складаються з моделей електромагнітних взаємодій РЕЗ, моделей розташування елементів мереж UMTS, методів розрахунку взаємних відстаней, методів розрахунку та визначення послаблення сигналів та завад, методів розрахунку потужностей сигналів та завад у зоні досліджень сигнально-завадової обстановки (СЗО), методів оцінки ЕМС за обраним критерієм.

Моделі електромагнітних взаємодій РЕЗ включають:

- моделі динамічного та фазового станів угруповань РЕЗ загальних та спеціальних користувачів, які визначають поведінку нелінійної динамічної системи та які мають три основних процеси функціонування угруповання РЕЗ: розподілення, використання та відновлення ресурсів угруповання РЕЗ у сталому стані;

- динамічної моделі опису процесу взаємодії РЕЗ в угрупованнях, яка складається з електромагнітних взаємних зв'язків між РЕЗ та матриці ступеню цих взаємних зв'язків.

Стосовно моделей розташування РЕЗ спеціальних користувачів та елементів мереж UMTS значимо, що розміщення БС UMTS, РЕЗ радіолокації, стаціонарної компоненти РЕЗ радіорелейного зв'язку характеризується детермінованою моделлю, а розміщення у просторі абонентських терміналів UMTS та РЕЗ мобільної компоненти системи радіорелейного зв'язку описується ймовірнісною моделлю.

Методи розрахунку взаємних відстаней побудовані на використанні:

- стосовно детермінованих моделей розташування РЕЗ: класичних виразів обчислення взаємних відстаней РЕЗ з відомими координатами;

- стосовно стохастичних (ймовірнісних) моделей розташування РЕЗ: спрощеного елементарного представлення області можливого розміщення груп РЕЗ у зоні досліджень СЗО у вигляді деяких форм простору (прямокутних, трикутних, секторних, частини кола) з невизначеним місцеположенням РЕЗ та визначення відстаней до вершин даних областей.

Методи розрахунку та визначення послаблення сигналів та завад в радіолініях складаються з

- методики розрахунку послаблення сигналів у радіолініях, який враховує особливості розрахунку послаблення сигналу на трасі поширення радіохвиль у вільному просторі та послаблення у антенно-фідерному тракту, приймальному та передавальному пристроях РЕЗ;

- методики розрахунку випадкових послаблень (повільні та швидкі випадкові завмирання тощо);

- методик розрахунку послаблення сигналів у радіолініях, які дозволяють урахувати особливості поширення радіохвиль в атмосфері (ефекти дифракції, рефракції тощо).

Методи розрахунку потужностей сигналів та завад у зоні досліджень сигнально-завадової обстановки базуються: на основному рівнянні радіозв'язку (рівнянні передачі) для РЕЗ радіозв'язку; на основному рівнянні радіолокації для РЕЗ радіолокації; на використанні стохастичних моделей об'єднання сигналів від різних джерел, що характеризуються випадково-детермінованою структурою і розраховуються відповідно до законів електродинаміки.

Методи оцінки ЕМС за обраним критерієм спрямовані на виконання розрахунків ЕМС для визначення значень запасу стійкості (або його відсутності), який визначається енергетичними співвідношеннями РЕЗ, їх частотними відмінностями, особливостями статистичних параметрів сигналів, завад та шумів. Методи оцінки ЕМС за обраним критерієм повинні надати можливість зробити висновки: виконується ЕМС; немає ЕМС.

При обранні критерію ЕМС необхідно вирішити два основних завдання:

- яким чином визначити рівень відліку для оцінки впливу завади;

- як зв'язати та співвіднести параметри завади з параметрами корисного сигналу і теплового шуму у смузі приймання для прийняття рішення про ступінь впливу завади на якість функціонування РЕЗ.

Складність вирішення цих завдань обумовлена: випадковістю параметрів корисних сигналів РЕЗ та шумів, також сигналів іншої системи, яка розглядається джерелом завад; різницею спектрів радіочастот корисних сигналів та завад з різним ступенем перекриття; відмінностями методів формування та обробки корисних сигналів та завад. Тому існує велика кількість критеріїв ЕМС.

Простішим критерієм EMC є відношення потужності сигналу до суми потужностей завод та шуму (BC3Ш) [5]. Однак критерій BC3Ш не універсальний, тому що виникає складність врахування структури вузькосмугових завод типу "окрашеного" шуму. Крім того, для кожного типу сигналу (модуляції, режиму роботи РЕЗ) існують різні допустимі рівні завод, що є критеріями EMC. Тому для систем рухомого зв'язку можуть застосовуватися критерії EMC щодо відповідності ймовірності помилки (перепускної здатності радіоканалу) допустимому значенню, що є похідними критерію BC3Ш.

Більш універсальним критерієм EMC є захисне відношення (мінімально допустиме відношення потужності сигналу до потужності завади, при якому якість функціонування РЕЗ не знижується). Критерій захисного відношення застосовується для РЕЗ спеціальних користувачів відносно рівня чутливості приймального пристрою (постійного параметру обраного режиму РЕЗ), але він вимірюється експериментально відносно кожного типу завади відповідно до вимог військових стандартів щодо визначення умов забезпечення EMC:

- для РЕЗ радіолокації відносно базових станцій UMTS;
- для РЕЗ радіорелейного зв'язку відносно абонентських терміналів UMTS.

Вимірне значення захисного відношення при перекритті спектрів радіочастот для РЕЗ радіолокації відносно базових станцій UMTS становить від мінус 20 до 8 дБ за різними типами радіолокаційних станцій. Вимірне значення захисного відношення при перекритті спектрів радіочастот для РЕЗ радіорелейного зв'язку спеціальних користувачів відносно абонентських терміналів UMTS становить мінус 9 дБ.

На основі удосконалених методів аналізу міжсистемної EMC на перехідний період конверсії для розвитку мереж UMTS розроблені та розраховані норми частотно-територіального рознесення РЕЗ загальних та спеціальних користувачів у смугах частот, які підлягають конверсії та які плануються для застосування за результатами конверсії.

## ВИСНОВКИ

Розроблені методи аналізу EMC в угрупованнях РЕЗ спеціальних і загальних користувачів на міжсистемному рівні на основі подальшого розвитку узагальнених моделей електромагнітних взаємодій та поєднання детермінованих, ймовірнісних та експериментальних методів досліджень за критерієм ефективного використання радіочастотного ресурсу України дозволяє проводити розрахунково-експериментальну оцінку сигнально-завадової обстановки діючих РЕЗ, систем та мереж і розробляти пропозиції щодо умов забезпечення EMC при впровадженні новітніх телекомунікаційних мереж безпроводового зв'язку.

Застосування комплексної узагальненої моделі взаємодій угруповання РЕЗ, яка заснована на декомпозиції області можливого розміщення груп РЕЗ на елементарні форми простору, для розрахунку енергетичних та ймовірнісних показників міжсистемної EMC РЕЗ у складній зоні досліджень сигнально-завадової обстановки дозволяє точно, детально та достовірно моделювати ймовірнісні та енергетичні залежності в угрупованнях РЕЗ та вирішувати завдання прогнозування та забезпечення EMC в умовах невизначеності.

Достовірність та адекватність розроблених методів аналізу міжсистемної EMC на перехідний період конверсії підтверджена шляхом натурних випробувань впливу випромінювання базових станцій цифрового стільникового радіозв'язку IMT-2000 (UMTS) на РЕЗ радіолокації Повітряних Сил Збройних Сил України у грудні 2014 року.

### Література:

1. Планування цифрового мовлення на території України у смугах радіочастот 174-230 МГц і 470-862 МГц з урахуванням радіоелектронних засобів спеціальних користувачів: Звіт про НДР "Планування-2005" (заключний). - Харків: ДП МО України "НДІ РЕТ", 2006.
2. Феоктистов Ю.А., Матасов Л.И. и др. Теория и методы оценки электро-магнитной совместимости радиоэлектронных средств/Под ред. Феоктистова Ю.А. – М.: Радио и связь, 1998.
3. Алёшин Г.В. Теоретические основы электромагнитной совместимости радиоэлектронных средств. - Харьков: ХВУ, 1993.
4. Харин А.С., Калугин В.Г. и др. Исследование возможности обеспечения электромагнитной совместимости радиоэлектронных средств сети GSM-900 в диапазоне E-GSM с радиоэлектронными средствами специального назначения // Электросвязь, 2010.– № 11. – С. 8-12.
5. Управление радиочастотным спектром и электромагнитная совместимость радиосистем. Учебное пособие/Под ред. Быховского М.А.– М.: Эко-Трендз, 2007.



# СОВМЕСТИМОСТЬ ОПТОЭЛЕКТРОННЫХ КОМПОНЕНТОВ С РАЗЛИЧНЫМИ ХАРАКТЕРИСТИКАМИ МОДОВОГО ПОЛЯ

Малик Б.А., Токарева Е.В.

Харьковский национальный университет радиоэлектроники  
61166, г. Харьков, пр. Ленина, 14, каф. ТАПР, тел. (057)702-14-86

Questions of the coordination of fiber-optical components with various optical and geometrical parameters are considered. It is offered to use a cross-section interference for definition of geometrical parameters connections of fiber.

## ВВЕДЕНИЕ

При использовании оптоэлектронных компонентов в сетях связи часто возникает необходимость согласовать между собой элементы различные по оптическим характеристикам, в частности, по размерам излучающей и приемной структуры, модовому составу излучения, числовой апертуре. Так как эти компоненты и их согласование оказывают существенное влияние на потери и искажение параметров сигнала, то решение задачи их оптимального взаимодействия является актуальным, особенно при работе сетей с различными требованиями по дальности и объему передаваемой информации.

## Определение геометрических параметров последовательных оптоволоконных структур

Задача преобразования характеристик электромагнитного поля при работе с оптоэлектронными информационными сетями ставится довольно часто.

Необходимость трансформации профиля, размера и фазовых соотношений поля возникает при вводе излучения из мощных лазерных диодов в одномодовое оптическое волокно, так как излучающие поверхности таких диодов имеют существенные геометрические размеры и эллиптические профили поля, а одномодовое волокно – малые размеры и круглые профили. При передаче сигнала непосредственно из многомодовых волокон в одномодовые так же приходится преобразовывать модовые поля. Для таких целей можно использовать преобразователи в виде структур из различных по форме и геометрическим размерам оптических проводящих элементов соединенных между собой последовательно.

Точность местоположения соединительной плоскости между двумя секциями волокна очень важна для полного преобразования информации с минимальными потерями. При ошибках в длине какого-либо участка многомодового волокна (МВ) первоначально рассчитанные параметры преобразования достигнуты не будут. Геометрические размеры каждого участка нужно контролировать с точностью до 1 микрометра, что позволит уменьшить дополнительные потери связи различных компонентов. Одним из методов такого согласования является создание структур волокон, в которых линзовое волокно и несколько участков градиентных волокон интегрировано в одномодовое волокно (ОВ) (рис.1).

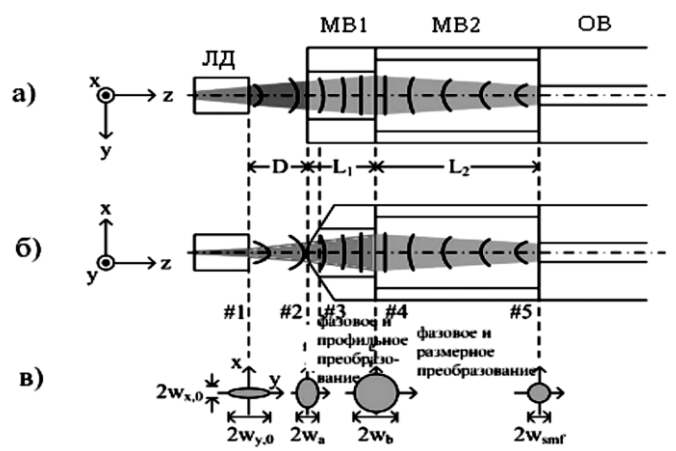


Рисунок 1 – Функции преобразования

Теоретически для обеспечения хорошей связи может быть спроектирована идеальная волоконная структура. Однако, технические ошибки во время производства влекут за собой дополнительные потери и ухудшение связующих характеристик. В последовательной волоконной структуре, каждая область имеет свою определенную функцию, такую как фазовое преобразование, преобразование размера, преобразование профиля. Поэтому точность длины каждого раздела МВ очень важна для полного преобразования. Если какой-либо участок имеет ошибки в длине, то первоначально разработанная связующая производительность не будет достигнута.

Общий процесс изготовления последовательной структуры включает в себя скалывание торцов МВ и ОВ, соединение МВ и ОВ, контроль соединяющей плоскости  $P$  между волоконными участками, скалывание МВ к длине  $L$ , которая дает желаемый эффект соединения.

Исследования показали, что определение местонахождения соединительной плоскости со временем становится актуальнее, так как потери волоконного соединения становятся ниже. Соединяющие потери в настоящее время могут составлять сотые доли дБ. При традиционном подходе для нахождения соединительной плоскости в волокне используют микроскопы с высоким разрешением. Однако расстояние между волокном и объективом в таких микроскопах очень мало, как правило несколько миллиметров, т.е. объектив микроскопа расположен очень близко к волокну.

В производстве последовательных волоконных структур процедура скалывания требует большого пространства, в котором расстояние между волокном и контрольной линзой должно быть несколько сантиметров. Однако следует отметить, что большие рабочие расстояния обычно предопределяют меньшее увеличение в контролирующей системе из-за ограничений оптической системы. Таким образом, соединительная плоскость не может наблюдаться непосредственно, так как разрешение недостаточно высоко. Следовательно, косвенный метод определения положения соединительной плоскости с большим рабочим расстоянием и с низким увеличением контрольной системы является ключом к улучшению процесса изготовления последовательных оптоволоконных структур.

Для контроля соединительной плоскости можно использовать метод наблюдения явления интерференции с последующим моделированием и расчетом, которые позволяют идентифицировать местоположение стыка.

При рабочем расстоянии, требуемом современным производством, интерференция световых лучей через волокно существенно увеличивается. Можно наблюдать различия между интерференционными полосами в многомодовых и одномодовых волокнах. Интенсивности и количества интерференционных полос в этих двух секциях волокна будут разными, что позволяет найти соединительную плоскость путем определения существенных различий в интерференции между двумя участками волокна.

Для получения информации о разнице в изображениях была разработана программа моделирования и вычислений.

Система для измерения, скалывания и контроля состоит из последовательно расположенных: нормального источника света, плоской пластины для имитации точечного источника света, выпуклой линзы для создания параллельных световых лучей, пятиосного координатного столика с двумя держателями волокна и волоконно-скалывающего механизма. ПЗС-устройство с 10-кратным увеличением объектива, установлено на трехосном столе. Результаты обрабатываются устройствами на основе ПК с использованием программного обеспечения MatLab.

Изображение соединения двух разнотипных оптических волокон загружается в память программы обработки. Качество изображения и ее разрешающая способность напрямую влияют на точность расчетов. Загрузка изображения неразрывно связана с дискретизацией изображения по пространственным координатам  $x$  и  $y$  и квантованием значения яркости в каждой дискретной точке.

Поиск места соединения двух оптических волокон определяется пошаговым сравнением двух смежных интерференционных картин(рис.2).

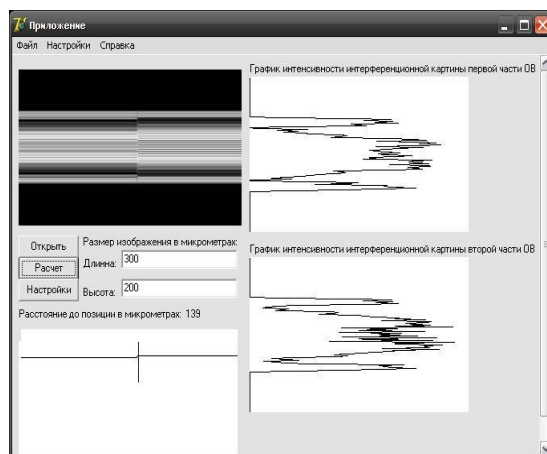


Рисунок. 2 – Анализ интерференционной картины

Сравнение происходит за счет определения координат пиков оптической интенсивности и их максимальной длины. Прыжок количества совпадений и максимальной разницы по длине интенсивности является точкой перехода между двумя волокнами.

### **ВЫВОДЫ**

В результате выполненных исследований установлено, что с помощью интерференционных полос и их различия можно однозначно определить местоположение соединяющих плоскостей. При небольшом увеличении оптической системы датчика ПЗС расстояние между объектом наблюдения (последовательных оптоволоконных структур) и первой линзой оптической системы может составлять более 7 см. Это дает возможность свободно проводить работу по скалыванию оптического волокна с соблюдением высокой точности размеров.

## **КОНЦЕПЦИЯ КОМПЛЕКСНОГО ПОДХОДА ПРИ ПРОЕКТИРОВАНИИ СРЕДСТВ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИЙ С УЧЕТОМ ТРЕБОВАНИЙ ЭМС**

Невлюдов И.Ш., Стародубцев Н.Г., Демская Н.П.

Харьковский национальный университет радиозлектроники  
61166, Харьков, пр. Ленина, 14, каф. ТАПР, тел. (057) 702-14-86,

E-mail: [tapr@kture.kharkov.ua](mailto:tapr@kture.kharkov.ua), факс. (057) 702-14-86

Formulate the essence of an integrated approach to cross-cutting electromagnetic design as an optimal solution to ensure the requirements of the electromagnetic compatibility of radio electronic means in the construction of which consists in taking into account all constraints and optimality criteria at each stage of the design and a holistic view of the finished product throughout the product lifecycle. For a process of optimal design of radio-electronic means with a view to ensuring the electromagnetic compatibility requirements put forward the following key principles: multi-stage, the optimal way, the unification of models of complex methods, a sufficient degree of accuracy, adaptation.

### **ВВЕДЕНИЕ**

В задачах обеспечения электромагнитной совместимости (ЭМС), в общем случае, можно выделить следующие уровни иерархии, такие как, компонентная база, печатная плата (ПП), функциональный блок, корпус или стойка, соединительные провода, а также программное обеспечение. И хотя производители компонентов прилагают усилия для обеспечения требований ЭМС на уровне компонента, все же в настоящее время наиболее эффективные меры обеспечиваются на уровнях печатной платы (ПП) и функционального блока.

В настоящее время имеются различные методы обеспечения ЭМС, которые должны выбираться исходя из особенностей эксплуатации, конструкции, типов и частотных диапазонов электромагнитных и кондуктивных помех, наличие других критериев. При этом требуется предотвратить возникновение электромагнитных помех (ЭМП) или их излучение, повысить устойчивость функциональных групп при воздействии помех, например, посредством распознавания нарушения функционирования, вызванного недостаточной ЭМС, с последующей корреляцией функционирования. Как правило, разработчики и изготовители средств телекоммуникаций нуждаются в конкретных методических рекомендациях и технических мероприятиях, которыми можно целенаправленно влиять на ЭМС устройства в процессе его проектирования. Табл. 1 в первом приближении дает представление о параметрах, влияющих факторах и технических мероприятиях по повышению ЭМС [1]. Комплекс технических мероприятий включает в себя схемотехнические, топологические и конструкторско-технологические, а также реализуемые при помощи математического обеспечения (программные) методы.

На каждом из этапов проектирования имеется определенный набор мер и способов по обеспечению требований ЭМС. Систематизируя результаты проведенного анализа, определили необходимость комплексного подхода к обеспечению требований ЭМС при проектировании средств телекоммуникаций.

### **Комплексный подход к обеспечению требований ЭМС при проектировании средств телекоммуникаций**

Суть комплексного подхода при проектировании заключается в учете всех ограничений и критериев оптимальности на каждом этапе проектирования и целостного представления готового изделия каждым из разработчиков принимающих участие в производственном цикле. Рис. 1 и 2 показывают различие между традиционным и комплексным подходом к проектированию изделия. В контексте обеспечения требований ЭМС данная задача должна начинаться со стадии концептуальной разработки устройства. В сложившейся практике и инженеры-схемотехники и инженеры-конструкторы учитывают основные положения ЭМС, однако делают это обособленно друг от друга. Так первые решают вопросы возникающие на уровне электрической схемы, не принимая во внимание, как эти решения могут отразиться на дальнейших этапах разработки. Вторые же решают конструкторско-технологические задачи исходя из имеющихся проектных предпосылок, что не всегда является оптимальным и эффективным [2].

После окончания проектных работ и изготовления опытного образца он проверяется на соответствие требованиям нормативных документов в области ЭМС. Такой подход очень часто приводит к проблемам по обеспечению требований ЭМС, которые обнаруживаются слишком поздно. Обычно достижение норм ЭМС удается обеспечить дорогостоящими исправлениями, при этом не всегда рациональными. В некоторых случаях требуется кардинальная переработка конструкции, что значительно повышает стоимость ОКР и увеличивает сроки получения опытного образца [3].

Таблица 1 – Параметры ЭМС, влияющие факторы и мероприятия по обеспечению требований электромагнитной совместимости на уровнях ПП и функционального блока

Параметр	Влияющий фактор	Мероприятия
<p>Внутренняя помехоустойчивость</p> 	<p>Количество, вид, интенсивность, топологическое расположение внутренних источников помех <math>Q_i</math> и приемников <math>S_i</math>, конфигурация системы; возможности распространения <math>Z_{ic}</math> по функциональным или паразитным путям; помехоустойчивость элементов к <math>Z_{ic}</math>; концепция обработки сигналов и временные режимы <math>Q_i</math> и <math>S_i</math></p>	<p>Схемотехнические, топологические, конструкторско-технологические, программные</p>
<p>Стойкость к внешним воздействиям</p> 	<p>Возможности проникновения <math>Z_{ae}</math> по функциональным или паразитным связям; степень учета <math>Z_{ae}</math>, проникшей внутрь средств телекоммуникаций, например, путем применения помехоустойчивых элементов, дополнительных барьеров (фильтров, экранов) или выбора концепции обработки с учетом возможных помех</p>	<p>Схемотехнические, топологические, конструкторско-технологические, программные</p>
<p>Излучение помех</p> 	<p>Количество, вид, интенсивность, топологическое расположение внутренних источников <math>Q_i</math>; излучающие свойства системы; возникновение электромагнитных влияний, обусловленных внутренними источниками <math>Z_{ic}</math> и распространяющихся по функциональным или паразитным связям</p>	<p>Схемотехнические, топологические, конструкторско-технологические</p>

При комплексном подходе к проектированию, представленном на рис. 2, разработчики заранее рассматривают методы и способы обеспечения целостности сигнала и других аспектов ЭМС с учетом их реализуемости и допустимости на этапах разработки и производства жизненного цикла (ЖЦ) средств телекоммуникаций, при этом вполне может быть выбрано оптимальное и экономически эффективное решение. Дополнительно во внимание должно приниматься обеспечение теплового режима, надежности, защиты от внешних факторов, а также экономических, эстетических, эргономических и экологических требований. Такой комплексный подход к проектированию позволяет сформировать требования, предъявляемые к изделию, на ранних концептуальных и проектных стадиях разработки [4].



Рисунок 1 – Традиционный подход к проектированию

Учитывая постоянно увеличивающуюся сложность средств телекоммуникаций, стремление к их миниатюризации и увеличению плотности упаковки компонентов, реализация мер по обеспечению требований ЭМС на заключительных этапах разработки, как это зачастую происходит при традиционной разработке средств телекоммуникаций, становится менее эффективной. По нашему мнению 70% новых разработок не проходят первоначальное тестирование по требованиям ЭМС,

что приводит к дорогостоящим переработкам на поздних стадиях и, как следствие, высоким убыткам из-за просрочки времени разработки, а также применения не оптимальных технических решений. Поэтому комплексное проектирование, основанное на концептуальном анализе ЭМС, включающее моделирование электромагнитных процессов, должно использоваться с самого начала процесса разработки средств телекоммуникаций, для обнаружения и решения возможных проблем ЭМС с наименьшими затратами.



Рисунок 2 – Комплексный подход при проектировании, учитывающий требования ЭМС

В качестве основных путей повышения эффективности разработки конструкций средств телекоммуникаций на основе комплексных методов оптимального проектирования с учетом обеспечения требований ЭМС можно выделить:

- нормативные документы и требования в области ЭМС;
- анализ и решение проблем ЭМС на ранних стадиях проектирования;
- обеспечение требований ЭМС при выборе элементной базы;
- эффективное обеспечение требований ЭМС на ПП;
- проводящие корпуса как эффективный способ обеспечения ЭМС;
- проводящие прокладки и универсальные уплотнения для электромагнитного экранирования;
- себестоимость обеспечения требований ЭМС;
- выбор материала для оптимального экранирования.

На основании вышесказанного для организации процесса оптимального конструирования средств телекоммуникаций с учетом обеспечения требований ЭМС на всех этапах ЖЦ выдвинуты следующие ключевые принципы:

- многоэтапности – анализ и проверка обеспечения требований ЭМС осуществляются на каждом ключевом этапе ЖЦ средств телекоммуникаций (от выбора элементной базы при проектировании до сервисного обслуживания и утилизации);
- оптимальности способов – применение специальных мер для обеспечения требований ЭМС конструкций средств телекоммуникаций должно осуществляться с учетом критериев оптимальности определенных для каждого этапа разработки и типа применяемых методов;
- унификации моделей – модели электромагнитного взаимодействия формируются из ограниченного количества возможных конструктивов, позволяя упростить процессы анализа и синтеза, путем использования типовых математических моделей и методов;
- комплексности методов – электромагнитные процессы в конструкциях средств телекоммуникаций характеризуются тесной взаимосвязью между различными иерархическими уровнями, что должно быть учтено в применяемых методах;
- достаточной степени точности – при решении задачи электромагнитного проектирования выбираются модели и методы, которые при достаточной степени точности обеспечивают оптимальный синтез проектного решения, адекватный полноте имеющихся данных, что достигается подбором рациональных способов обеспечения ЭМС;
- адаптации – каждый ключевой этап разработки средств телекоммуникаций характеризуется определенным типом мероприятий по обеспечению требований ЭМС и соответствующим ему пулу применяемых способов, характеризующихся конкретными критериями оптимальности.

## **ВЫВОДЫ**

В работе сформулирована суть комплексного подхода к проектированию, как решение проблемы обеспечения требований ЭМС в средствах телекоммуникаций, заключающегося в учете всех ограничений и критериев оптимальности на каждом этапе проектирования и целостного представления готового изделия каждым специалистом принимающим участие на всем ЖЦ изделия.

Для организации процесса оптимального конструирования средств телекоммуникаций с учетом обеспечения требований ЭМС выдвинуты следующие ключевые принципы: многоэтапности, оптимальности способов, унификации моделей, комплексности методов, достаточной степени точности, адаптации.

## **ПЕРЕЧЕНЬ ССЫЛОК**

1. Хабигер Э. Электромагнитная совместимость. Основы ее обеспечения в технике: Пер. с нем. / И.П. Кужекин; Под ред. Б.К. Максимова. М.: Энергоатомиздат, 1995. - 304 с: ил.
2. Вережкин Д.А., Макаров О.Ю., Ромашенко М.А. Комплексные методы обеспечения электромагнитной совместимости и помехоустойчивости электронных систем при сквозном проектировании // Журнал «Радиотехника». М.: Радиотехника. - 2012. - № 2. - С. 22-27.
3. German F. Designing early for EMC. EDN, 2004, October 24. pp. 93-98.
4. Arnold R. R. Electronic product trends drive new EMI/RFI shielding solutions. Interference Technology. 2003.

# АНАЛИЗ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ СОВМЕСТИМОСТИ КОМПОНЕНТОВ РАДИО-ТЕХНИЧЕСКИХ СИСТЕМ НА ОСНОВЕ ГИБКИХ КОММУТАЦИОННЫХ СТРУКТУР

Невлюдова В.В., Жарикова И.В.

Харьковский национальный университет радиоэлектроники  
61166, Харьков, пр. Ленина, 14, каф. ТАПР, тел. (057) 702-14-86,  
E-mail: tapr@kture.kharkov.ua, факс. (057) 702-14-86

The analysis of design requirements for the radio-technical systems components on the basis of flexible printed circuit boards taking into account their electromagnetic compatibility is performed in the article. The basic parasite parameters of multi-layered printed circuit boards are considered and the recommendations on their diminishing are formulated. Also the information of mechanical actions influence on the electromagnetic compatibility of radio-technical modules is presented.

## ВВЕДЕНИЕ

Надежность электронной аппаратуры во многом обеспечивается конструктивно-технологическими решениями. Повышение плотности размещения элементов соединений на единицу площади печатных плат (ПП), увеличение их абсолютного числа и уменьшение размеров усложняют задачу обеспечения надежности.

Актуальным направлением является разработка модулей радиотехнических систем (РТС) на основе гибких коммутационных плат, которые получили широкое распространение благодаря обеспечению возможности снижения габаритно-массовых характеристик, стоимости, повышения надежности устройств, содержащих такие структуры [1]. Особенно целесообразным представляется применение подобных шлейфов для портативных телекоммуникационных устройств, для систем наземной и спутниковой связи [2].

При проектировании модулей РТС обязателен учет требований по электромагнитной совместимости (ЭМС) компонентов, входящих в их состав. Задача анализа ЭМС ПП на основе гибких коммутационных структур является довольно трудоемкой, поскольку ее решение постоянно усложняется в связи с ростом плотности монтажа и верхней частоты спектра полезных и помеховых сигналов в РТС, а также с уменьшением уровней полезных сигналов и ростом уровней помех [3].

## Анализ ЭМС печатных узлов РТС

Анализ ЭМС печатных узлов в составе РТС предназначен для проведения комплексной оценки качества конструкторской разработки, подтверждающей правильность принятых конструкторско-технологических решений, обеспечивающих функционирование РТС в заданных условиях и с требуемым качеством.

От эффективности такого анализа во многом зависит надежность модуля РТС, которая закладывается на этапе проектирования.

Анализ ЭМС выполняется с учетом паразитных параметров электронных компонентов. При компьютерном моделировании целостности сигнала учитывается частотная зависимость материалов ПП: прокладок, препрега, паяльной маски, влагозащитного покрытия. За счет более точного моделирования реального влияния компонентов и материалов ПП снижаются издержки производства модулей РТС за счет исключения повторного проектирования печатных плат из-за выявления путей проникновения высокочастотных электромагнитных помех при испытаниях.

Анализ ЭМС печатных узлов РТС состоит из:

- анализа целостности сигналов, в частности анализа волнового сопротивления линий передач, помех шин питания и перекрестных помех, анализа влияния нагрузки линии передачи, а также определения рациональной структуры многослойных печатных плат;
- анализа временных характеристик, а именно задержки распространения сигнала в линиях передачи, расфазировки сигналов и джиттера их фронтов;
- анализ электромагнитной совместимости компонентов печатного узла, в особенности уровня помехоэмиссии от печатного узла, кондуктивных помех по шинам питания и восприимчивости к излучаемым помехам от внешних источников.

## Выбор конструкции печатной платы с учетом требований ЭМС

Выбор конструкции ПП является важным фактором, определяющим механические и электрические характеристики при использовании устройства в целом. Основные требования к конструкциям модулей РТС различного назначения выражаются в их способности противостоять климатическим и механическим воздействиям в процессе эксплуатации. При воздействии на аппаратуру вибраций ударов и линейных ускорений могут произойти восстанавливаемые и невосстанавливаемые нарушения функционирования. К восстанавливаемым относятся электромагнитные шумы и параллельная модуляция, к невосстанавливаемым – обрывы и поломки. К восстанавливаемым отказам



относятся акустические искажения и появления в получаемом сигнале большого уровня шумов и паразитная модуляция положительного сигнала, которая возникает вследствие тензоэффекта и пьезоэффекта.

Кроме механической ветви реакции модуля РТС существует ещё и электрическая. Она обусловлена деформацией и механическим напряжением. Существует понятие устойчивости модуля, которое характеризуется нормальным функционированием аппаратуры при механических воздействиях. Причинами нарушения устойчивости могут быть:

- изменение значения переходного сопротивления в контактных группах разъемов;
- изменение параметров пассивных элементов;
- изменение параметров активных элементов;
- появление шумовых напряжений в проводниках, колеблющихся в магнитных полях;
- появление шумовых напряжений в колебаниях за счет возникающих электрических зарядов при механических воздействиях в высококачественных диэлектриках.

Перечисленные конструкторско-технологические направления в развитии техники монтажа многослойных коммутационных плат предъявляют целый ряд специфических требований к качеству материала гибких оснований и к технологическим операциям при изготовлении плат и кабелей и их сборке.

На выходные параметры конструкции РЭС на гибком печатном основании могут влиять такие параметры:

- механические: жесткость платы, частота собственных колебаний, динамическая гибкость, износ;
- электрические: паразитные параметры системы проводников, электромагнитная совместимость и т. п.
- технологические: количество слоев платы, материалы основания и проводящих слоев, тип межслойного соединения, ширина проводников и зазор между ними [4].

Для ответственных схмотехнических разработок применяются многослойные печатные платы (МПП). Их реализация на основе гибких материалов позволяет обеспечить значительное снижение габаритно-массовых показателей, а также увеличение плотности печатного монтажа.

Среди существенных особенностей применения МПП можно выделить следующие:

- сигнальные слои ПП освобождаются от шин питания, что облегчает разводку сигнальных проводников;
- между полигонами земли и питания появляется распределенная емкость, которая уменьшает высокочастотный шум;
- обеспечивается лучшее подавление электромагнитных и радиочастотных помех благодаря эффекту отражения;
- снижение общей стоимости при мелкосерийном производстве. Несмотря на то, что изготовление многослойных печатных плат обходится дороже, их возможное излучение меньше, чем у одно- и двухслойных плат. Следовательно, в некоторых случаях применение лишь многослойных плат позволит выполнить требования по излучению, поставленные при разработке, и не проводить дополнительных испытаний и тестирований. Применение МПП может снизить уровень излучаемых помех на 20 дБ по сравнению с двухслойными платами.

### Паразитные параметры ПП

Рисунок проводников на ПП может быть как источником, так и приемником помех. Хорошая разводка проводников уменьшает чувствительность аналоговой схемы к излучению источников [5]. ПП восприимчива к излучению, поскольку проводники и выводы компонентов образуют своеобразные антенны. Несмотря на принимаемые в приборостроении меры по снижению уровня паразитных связей и наводок до допустимых значений для обеспечения требуемых характеристик модулей РТС, остаточный их уровень создает сложности при эксплуатации многих устройств.

Между проводниками гибкой ПП, находящимися друг над другом на смежных слоях, возникает емкостная связь. Примеры расположенных на разных слоях проводников, в точке пересечения образующих паразитную связь, а также взаимосвязи между параллельными сигнальными проводниками, представлены на рис. 1.

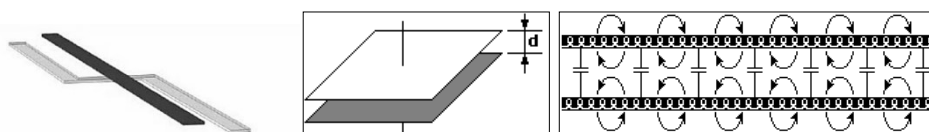


Рисунок 1 – Образование паразитной связи между проводниками гибкой ПП

Величина паразитной емкости рассчитывается по формуле

$$C = \frac{\varepsilon \cdot \varepsilon_0 \cdot S}{d}, \quad (1)$$

где  $\varepsilon$  – относительная диэлектрическая проницаемость;

$\varepsilon_0$  – электрическая постоянная, равная  $8,854187817 \cdot 10^{-12}$  Ф/м;

$S$  – площадь наложения проводников;

$d$  – толщина изоляции.

Исходя из приведенной зависимости, одним из вариантов решения проблемы паразитных емкостей является уменьшение длины проводников или их ширины. За счет этого возможно снизить значение емкости в десятки раз.

Однако ширина определяется как технологическим процессом изготовления ПП на гибком основании, так и толщиной фольги (при использовании фольгированного диэлектрика, например, полиимида). Также ширина проводника может ограничиваться требованиями ТЗ для высокочастотных схем. В качестве альтернативного решения данной проблемы можно предложить увеличить количество слоев ПП (до максимально допустимого) и уменьшить площадь наложения проводников в разных слоях. При этом важно помнить, что увеличение количества слоев гибкой ПП при эксплуатации устройства может снизить ее динамическую гибкость.

Индуктивная связь может возникать между проводниками, расположенными близко друг к другу, а также при создании межслойного соединения в виде переходного отверстия (рис. 2).



Рисунок 2 – Индуктивность переходного отверстия

Следует помнить, что индуктивность отверстия вместе с емкостью формируют резонансный контур, что может сказаться при работе модуля на высоких частотах. И хотя собственная индуктивность отверстия достаточно мала, и резонансная частота контура находится примерно в гигагерцовом диапазоне, но если сигнал в течение своего пути вынужден проходить через несколько переходных отверстий, то их индуктивности складываются (последовательное соединение), а резонансная частота понижается. Поэтому следует избегать большого количества переходных отверстий в гибких ПП при разводке ответственных высокочастотных проводников аналоговых схем.

## ВЫВОДЫ

При проектировании модулей РТС необходимо обеспечить требуемые электрические характеристики топологии ПП, а также минимизировать паразитные параметры схемы. Для снижения паразитных параметров рекомендуется располагать отдельно информационные элементы и проводники питания. Также стоит помнить, что чем меньше количество изгибов проводников на плате, тем лучше частотные характеристики схемы.

В задаче обеспечения ЭМС модулей РТС можно выделить несколько подзадач, таких как воздействие внешних электромагнитных полей на гибкие коммутационные структуры, задержки и искажения сигналов в межсоединениях и др. Среди данных задач в настоящее время на первое место выходит задача прогнозирования электромагнитного излучения от межсоединений печатных плат. Применение упрощенных моделей для такого прогнозирования на этапе разработки модулей РТС затруднительно из-за сложной геометрии исследуемого объекта.

## ПЕРЕЧЕНЬ ССЫЛОК

1. Технологии в производстве электроники. Часть III. Гибкие печатные платы / Под общ. ред. А. М. Медведева и Г. В. Мылова. - М.: Группа ИДТ, 2008. - 488 с.
2. Анализ электромагнитной совместимости печатных узлов радиоэлектронных средств [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://inotomsk.ru/products/analiz-elektromagnitnoy-sovmestimosti-pechatnykh-uzlov-radioelektronnykh-sredstv/>.
3. Акбашев, Б. Б. Защита объектов телекоммуникаций от электромагнитных воздействий / Б. Б. Акбашев, Н. В. Балук, Л. Н. Кечиев. - М.: Грифон, 2014. - 472 с.
4. Пирогова, Е. В. Проектирование и технологии печатных плат / Е. В. Пирогова. - М.: ФОРУМ: ИНФРА-М, 2005. - 560 с.
5. Картер, Б. Техника разводки печатных плат. Ч. 1 / Б. Картер // Chip News. - 2004. - №7 (90). - С.63-70.

# ПРОСТОРОВИЙ МЕТОД ПІДВИЩЕННЯ ПРОПУСКНОЇ ЗДАТНОСТІ ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙНИХ МЕРЕЖ

Обод І.І., Стрельницький О.О.

Харківський національний університет радіоелектроніки  
61166, м. Харків, пр. Леніна, 14, каф. Основ радіотехніки, тел. (057) 70-21-430

E-mail: stal.sivan@gmail.com, тел. (067) 325-51-77

These theses assesses the impact of the components parameters of radio access networks for bandwidth by using different multiple access technologies. It is shown that the capacity of systems and networks using spatial signal processing technology is much more efficient in comparison with the technology of frequency division by simultaneously service multiple users.

## Постановка проблеми і аналіз літератури.

У сучасному суспільстві мобільні телекомунікаційні мережі (МТМ) і технології, основу котрих складають системи радіодоступу, відіграють роль прискорювача розвитку інформаційних технологій [1]. Одним з важливих напрямків розвитку бездротових систем зв'язку є забезпечення значного збільшення швидкості передачі даних і зростання кількості користувачів. Подальше розширення частотної смуги або збільшення випромінюваної потужності нерационально через високу вартість додаткових смуг частот і жорстких вимог до електромагнітної сумісності. Альтернативним вирішенням цієї проблеми може бути застосування просторової обробки сигналу. Однією з вимог розвитку МТМ є забезпечення значного збільшення швидкості передачі даних тобто пропускної спроможності (ПС) мереж при зростанні кількості користувачів [2]. Рішення цієї актуальної задачі можливо лише при широкому використанні адаптивної і просторово-часової обробки сигналів, а також реалізації комбінованих (адаптивних) методів множинного доступу (МД) в основу яких покладено МД з просторовим розділенням каналів (SDMA – Space Division Multiple Access) [3, 4].

Специфікою МТМ є те, що абоненти можуть мати тільки одну антену, що, як правило, визначено габаритами мобільної станції, що природно позичає можливість просторової технології, при якій тільки базова станція може мати багатоелементну антену або ААС (Adaptive Antenna System) [5,6]. Представляє інтерес оцінити як впливає ширина просторового сектору на пропускну спроможність (ПС) мобільної інформаційної мережі.

**Мета роботи.** Оцінка пропускної спроможності мобільних телекомунікаційних мереж на базі систем радіодоступу при використанні просторових методів обробки сигналів.

## Основна частина.

Розуміння процесу функціонування МТМ можливо, якщо відомі: діапазон частот, в якому працює система; вигляд і параметри модуляції сигналу; способи кодування; тип і характеристики діаграм спрямованості антенних систем; спосіб поділу каналів, використовуваних абонентськими станціями; спосіб поділу дуплексних каналів; способи синхронізації в системі.

Сумарна ПС МТМ залежить від кількості використовуваних частотних присвоєнь, способу розподілу частотно-територіального ресурсу, можливостей повторного використання частотних каналів, умов поширення радіохвиль, заводової обстановки та інших, уже перерахованих вище, факторів і, у загальному вигляді, визначається як [1]:

$$C = \sum_{i=1}^{N_b} \sum_{j=1}^{N_c} C_{ij} (N_k, \vec{P}_{dost}, \vec{P}_{dupl}, K_{povt}) \quad (1)$$

де  $N_b$  – кількість базових станцій у мережі;  $N_c$  – кількість секторів на одну базову станцію;  $N_k$  – число каналів на одну базову станцію (сектор);  $C_{ij}$  – ПС на один сектор;  $\vec{P}_{dost}$  – вектор параметрів протоколу доступу до каналів;  $\vec{P}_{dupl}$  – вектор параметрів дуплексного розділення каналів;  $K_{povt}$  – коефіцієнт повторного використання частот.

У кожному конкретному випадку МТМ розрахунок пропускної спроможності (1) вимагає обліку топології мережі, особливостей рельєфу місцевості, типу забудови, особливостей поширення радіохвиль, енергетичних співвідношень сигналів і завод, розташування абонентів і т.д.

Всі перераховані дані, а також характеристики радіоканалу, що визначаються особливостями поширення радіохвиль того чи іншого діапазону частот і характеристики сигналів, що заважають, дозволяють розрахувати:

- імовірність помилки  $P_e$  на біт;
- пропускну спроможність каналу  $C_k$ ;
- число одночасно діючих абонентів  $N_{ab}$  на один радіоканал і в системі в цілому  $N_{abc}$

виходячи з допустимих ймовірностей блокування і втрати виклику.

Можливим виявляється оцінити максимальну відстань, при якому зберігаються заявлені характеристики МТМ.

Пропускна спроможність каналу зв'язку  $C_k$  залежить від виду і параметрів модуляції сигналу, ймовірностей помилок в радіоканалі, способу кодування, характеристик радіоканалу, тобто є функцією від перерахованих параметрів і характеристик:

$$C_k = f(\vec{V}_m, \vec{V}_{kod}, \vec{V}_{kan}, P_e), \quad (2)$$

де – вектор  $\vec{V}_m$  параметрів модуляції, що включає опис виду модуляції, значення швидкості модуляції  $\vec{V}_m$  та інш.;  $\vec{V}_{kod}$  – вектор параметрів способів кодування;  $\vec{V}_{kan}$  – вектор параметрів радіоканалу.

Імовірність помилки  $P_e$  залежить від характеристик каналу, сигналу, енергетики радіолінії, параметрів завод і шуму, виду і параметрів кодування.

Вплив кодування на ПС виявляється суперечливим: з одного боку із зменшенням швидкості кодування ПС повинна зменшуватися, однак при цьому зменшується і ймовірність помилки на біт за рахунок прямого виправлення помилок або їх виявлення. Тому існує оптимальне поєднання параметрів кодування, що забезпечують максимальне значення ПС. Спосіб модуляції з одного боку призводить до збільшення ПС із зростанням числа використовуваних сигналів  $m$ , так як росте значення ентропії, але при цьому зменшується ймовірність помилки  $P_e$  через погіршення заводостійкості  $m$ -ічних сигналів.

Загалом пропускна спроможність каналу, під якою розуміється максимальна швидкість передачі інформації, досяжна в даному каналі зв'язку на 1 Гц його смуги пропускання. ПС детермінованого каналу при дії адитивного білого шуму визначається теоремою Шеннона-Хартлі:

$$C = \log_2 [1 + q|h_{11}|^2], \quad (3)$$

де  $q = P_c / P_{сн}$  – середнє значення відношення сигнал-шум на вході приймача;  $h_{11}$  – коефіцієнт передачі інформаційного каналу.

ПС же детермінованого каналу МІМО можна записати як:

$$C = \log_2 \left[ I_r + \left( \frac{P_c}{P_p/T} \right) \vec{H} \vec{H}^{*T} \right], \quad (4)$$

де  $\vec{I}_r$  – одинична матриця розмірності  $N_r \times N_r$ ,  $P_c/P_p$  – середнє значення відношення сигнал-

шум на виході кожної прийомної антени,  $\vec{H}^{*T}$  – ермітово-спряжена матриця  $\vec{H}$ . Можна зауважити, що вираз (3) є окремим випадком виразу (2) при використанні одиночних антен на передавачі і приймачі. Для випадкових МІМО-каналів (3) узагальнюється, при цьому відбувається перехід до так званої середньої пропускну спроможності:

$$C = m_{11} \left\{ \Delta F \log_2 \left[ I_r + \left( \frac{P_c}{P_p/T} \right) \vec{H} \vec{H}^{*T} \right] \right\}, \quad (5)$$

де  $m_{11} \{ \bullet \}$  – математичне очікування значень функції від випадкової величини  $\vec{H}$ .

При збільшенні кількості антен на передавачі і (або) на приймачі, значення виразів (3) і (4) також буде зростати. Таким чином, пропускна спроможність МІМО-каналу завжди більше пропускну спроможності SISO-каналу. Збільшуючи кількість антен передавача і (або) приймача, можна

значно підвищити швидкість передачі інформації в системах МІМО, наслідком чого є підвищення їх пропускнув спроможності в порівнянні з SISO.

Так як ПС каналу зв'язку з адитивним білим гауссовим шумом є функцією потужностей сигналу і шуму, ширини смуги пропускання, то (2) можна записати як

$$C = \Delta F \log_2 [1 + P_c / N_0] \quad (6)$$

де  $P_c$  - визначається повною потужністю, випромінюваної БС  $P_0$ ,  $\Delta F$  - частотний ресурс каналу,  $N_0$  - спектральна щільність шуму.

Використав наведені вирази можливо оцінити ПС МТМ при зміні як частотного ресурсу так і ширини просторового сектору базових станцій в залежності від як від числа абонентів, так і числа секторів. Де-які розрахунки сумарної ПС МТМ надаються на рис.1-2.

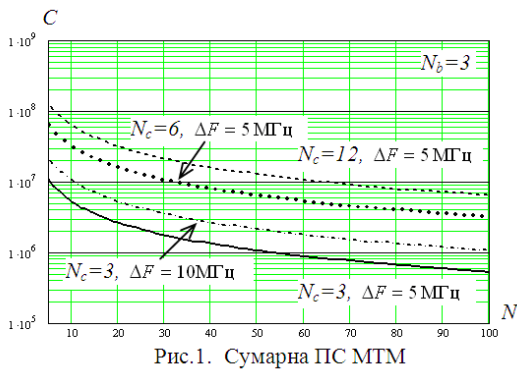


Рис.1. Сумарна ПС МТМ

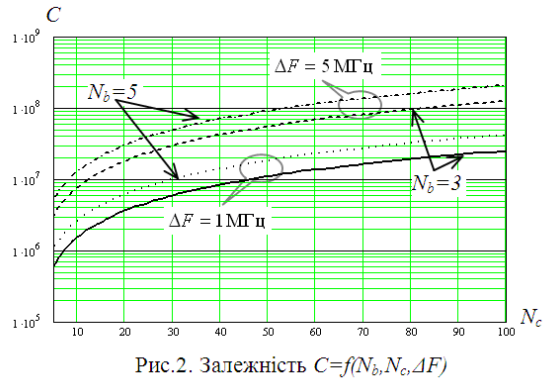


Рис.2. Залежність  $C=f(N_b, N_c, \Delta F)$

Наведені розрахунки наглядно показують, що збільшення частотного ресурсу з 5 МГц до 10 МГц призводить збільшення ПС з  $5 \cdot 10^5 \text{ bit/s/Hz}$  до  $10^6 \text{ bit/s/Hz}$  при 100 абонента, у той час коли збільшення число просторових секторів з 3 до 6 призводить збільшення ПС з  $5 \cdot 10^5 \text{ bit/s/Hz}$  до  $3 \cdot 10^6 \text{ bit/s/Hz}$  при той ж кількості абонентів.

Крім того пропускну спроможність телекомунікаційної мережі з технологією просторового доступу може бути збільшена:

- за рахунок можливості одночасного незалежного обслуговування декількох користувачів;
- вибором оптимальної кількості обслуговуваних користувачів, за рахунок збільшення повної ПС системи при незмінній потужності передавача БС.

## ВИСНОВКИ.

Таким чином у роботі показано, що використання технології множинного доступу з просторовим поділом абонентів дозволяє досягнути значно більшої повної ПС МТМ у порівнянні зі збільшенням частотного ресурсу.

## ПЕРЕЧЕНЬ ССЫЛОК

1. Григор'єв В.А. Мережі і системи радіодоступу / Григор'єв В.А., Лагутенко О.І., Распаев Ю.А. - М.: Еко-Трендз, 2005. - 384 с.

2. Alazemi H.M.K., Margolis A., Choi J., Vijaykumar R., Roy S. modeling and Stochastic analysis of 802.11 DCF with heterogeneous non-saturated nodes. Computer Communications, 2007, vol. 30, no. 18, pp. 3652-3661.

3. Обод И.И. Сравнительный анализ методов множественного доступа в мобильных информационных сетях / И.И.Обод, Кинан Арус // Системы обработки информации: Сборник научных работ. - Х.: ХУПС, 2013. - Вып 1(108). - 207-211.

4. Пат. на корисну модель № 53548 Україна, МПК G01S13/00. Спосіб передачі інформації /Обод І.І., Постільник І.О., Шаруда В.Г., Яценко І.Л. від 12.04.2010.

5. Пат. на корисну модель № 93306 Україна, МПК G01S13/00. Спосіб передачі інформації /Обод І.І., Стрельницький О.О., Буланый О.А. від 25.09.2014.

# ОПТИМАЛЬНАЯ ПРОЦЕДУРА ОТБОРА ПОДХОДЯЩЕГО ПОДМНОЖЕСТВА РЕСУРСОВ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ СИСТЕМ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ МЕТОДОВ ИСКУССТВЕННОГО ИММУНИТЕТА

Поповский В.В.

Харьковский национальный университет радиоэлектроники  
61166, Харьков, пр.Ленина, 14, каф.Телекоммуникационных систем,  
тел. (057)702-13-20, E-mail: tkc@kture.kharkov.ua; факс (057)702-13-20

The dynamic optimization procedure for  $n$ -dimensional vector function of a system, the state of which  $x = (x_1, \dots, x_n)^T$  is interpreted as adaptable immune cell, is considered Using the results of the theory of artificial immune systems. The procedures for assessment of monitoring results are discussed. The procedure for assessing the entropy is recommended as a general recursive estimation algorithm.

The results are focused on solving the optimization problems of cognitive selection of suitable physical resources, what expands the scope of EMC.

## ВВЕДЕНИЕ

В задачах планирования, использования, обеспечения электромагнитной совместимости (ЭМС) и др. приходится рассматривать многомерное векторное пространство параметров, характеризующих множество радиоэлектронных средств (РЭС). Все множество параметров РЭС состоит из следующих подмножеств:  $\{F\}$  - пространственных,  $\{T\}$  - временных,  $\{G\}$  - пространственных,  $\{p\}$  - поляризационных,  $\{P\}$  - энергетических [1,2]:

$$\{PЭС\} = \{F^R, T^R, G^R, p^R, P^R\} + \{F^T, T^T, G^T, p^T, P^T\}, \quad (1)$$

где индексы  $R$  и  $T$  - относятся соответственно к параметрам приемной и передающей аппаратуры РЭС.

Из множества параметров (1) для решения конкретных практических задач приходится выбирать группу (допустимое подмножество состояний данной системы  $\{D\}$ ), наиболее подходящих, удовлетворяющих критериям качества РЭС на интервале времени функционирования  $\Phi(x(t)) \rightarrow extr$ .

## 1. Характеристика объекта исследования.

Множество (1) можно рассматривать как вектор-функцию параметров некоей динамической системы. Для динамических систем, развивающихся на интервале времени  $t \in T = [t_0, t_N]$  вектор (1), определяющий состояния параметров системы  $x(t)$  необходимо дополнить еще вектором параметров управления  $u(t)$ ,  $u \in U$ ,  $U$  - множество допустимых значений управления, обеспечивающего состояние данной системы на требуемом уровне или перевод системы в нужные фазовые состояния в соответствии с критерием  $\Phi(x, u, t) \rightarrow extr$ . Уравнение состояния управляемой динамической системы в общем случае представляется в виде:

$$dx(t)/dt = f(t, x(t), u(t)), \quad t \in T = [t_0, t_N], \quad (2)$$

где  $f(t, x, u) = (f_1(t, x, u), \dots, f_n(t, x, u))^T$  -  $n$ -мерная вектор-функция рассматриваемой системы.

Необходимо из множества допустимых значений  $D(t_0, x_0)$  выбрать пары  $d^* = (x(t), u(t))$ , удовлетворяющие некоторому критерию отбора

$$J(d^*) = \min_{d \in D(t_0, x_0)}. \quad (3)$$

В результате процедуры (3) производится отбор возможных решений

$$X = \{(x_1^i, \dots, x_n^i)^T, i = 1, 2, \dots, N\} \in D, \quad (4)$$

которые могут рассматриваться как популяции  $x^i$ ,  $n$ -размер популяции, определяемой на каждом из интервалов времени  $\Delta t_i$ ,  $i = 1, \dots, N$  Таким образом критерий (3) можно рассматривать как функцию приспособленности (ФП) (англ.: fitness function). Данный процесс (3,4) напоминает функцию иммунной клетки (ИК)  $x_i$ , приспособляющейся к ситуации и вырабатывающей необходимые антитела. Вопросы целенаправленностью отбора ИК  $x = (x_1, \dots, x_n)^T$  в соответствии с ФП рассматриваются в теории искусственных иммунных систем [3,4,5]. В результате процедуры отбора происходит замена менее приспособленных ИК на новые, удовлетворяющие ФП. Главное отличие мето-

дов искусственного иммунитета (генетических алгоритмов) от стандартных процедур оптимизации в том, что на каждом  $i$ -шаге вычислений приходится иметь дело не с одним экстремальным значением вектора  $x$ , а с несколькими значениями вектора, образующем популяцию (population).

В итоге формируется новая популяция развивающаяся во времени на каждом из  $i$  интервалов наблюдения.

## 2. Постановка задачи.

В качестве критерия  $J(d(x,u))$  выбирается функционал, отображающий экстремум вектор-функции на интервале наблюдения, учитывающий меру близости значений состояния системы  $x(t)$  к требуемому уровню:

$$f(x^*) = \min_{x \in D} f(x), \quad x = (x_1, x_2, \dots, x_n)^T. \quad (5)$$

Для дальнейшего решения из  $n$  значений состояний системы определяется начальная популяция из  $m$  ИК на множестве допустимых значений управления  $U$ .

Часто вместо ФП используют нормированное представление:

$$F(x^*) = \frac{f(x^*) - f_{\min}}{f_{\max} - f_{\min}}, \quad (6)$$

где  $f_{\max}$ ,  $f_{\min}$  - соответствующие экстремальные значения функции  $f$ .

Очевидно практическое решение задачи на интервале времени возможно лишь при условии наявности результатов мониторинга вектора состояния  $y(t)$ , которые могут представляться соответственно в линейном (7) или нелинейном (8) виде:

$$y(t) = hx(t) + \xi(t), \quad (7)$$

$$y(t) = h(x(t), t) + \xi(t), \quad (8)$$

где  $\xi(t)$  - погрешности измерения параметров вектора  $x(t)$ , обычно аппроксимируемые белым гауссовым шумом.

## 3. Решение задачи.

Оптимизационная процедура формирования популяций может сводиться к различным разновидностям, соответствующим биологическим операциям: отбору (selection), клонированию (cloning), кроссинговеру (crossover), мутации (mutation).

Селекция состоит в том, что из рассмотренного множества параметров (1) и соответствующих вектор-функций  $f(t, x, u)$  производится отбор ИК наиболее удовлетворяющих ФП. В качестве примера процедуры селекции можно указать процессы выбора подходящих частот в задачах когнитивного радио.

Клонирование основывается на решениях селекции, при этом для отобранных ИК генерируются  $l$ -клонов. Данной процедуре могут соответствовать процессы, происходящие при повторном использовании частот.

Кроссинговер – процесс «скрещивания», когда у двух или более ИК происходит обменная ресурсом.

Мутация – состоит в случайном изменении параметров ИК, когда в дополнение к одной из предыдущих операций производится еще на каждом следующем шаге процедура случайного поиска отдельных параметров.

Поиск решения по отношению к системе (2) находится в виде набора  $i \in [1, N]$  кусочно-постоянных  $n$ -мерных вектор-функций, удовлетворяющих ФП

$$J(d) = J(x(i), u(i)) \quad i = \overline{0, N}, \quad (9)$$

образующих  $n$ -мерную траекторию состояний:

$$x(t_i) = \{x(1), x(2), \dots, x_N\}^T \quad (10)$$

и соответствующие траектории управлений:

$$u(t_i) = \{u(1), u(2), \dots, u_N\}^T. \quad (11)$$

Таким образом процедура решения данной задачи сводится к следующему порядку:

1. Получение последовательности результатов мониторинга образующей множество

$$Y = (y_1^i, y_2^i, \dots, y_n^i)^T, \quad i = \overline{1, N}. \quad (12)$$

В соответствии с (7), (8) каждый из векторов  $y^i$  является отсчетным значением  $n$ -мерного случайного процесса. При этом с целью использования корреляционных связей между соседними временными интервалами  $\Delta t_i$  выборочные отсчетные значения следует выбирать из условия

$$\Delta t_i \ll \tau_{кор} \quad (13)$$

где  $\tau_{кор}$  -интервал корреляции наблюдаемых процессов (2). Практика показывает, что достаточными условиями для выполнения (13) являются  $\tau_{кор} \geq 10\Delta t_i$ .

6. Выбор процедуры управления в соответствии с теорией оптимального управления [7] значения управлений (7) при стохастических наблюдениях (7), (8) состояния  $x_i$ . В гауссовой ситуации применима теорема о разделении, допускающая использование детерминимой процедуры управления в соответствии со стохастической оценкой состояния  $\hat{x}_i$ :

$$u_i(t) = A(\hat{x}_i). \quad (14)$$

Реализация принципа управления (14) выполняется по отклонению [7].

3. Оценка  $\hat{x}_i$  находится по результатам мониторинга (7), (8). В предположении  $h(\cdot) = 1$  аналитический вид рекурсивного алгоритма оценки представляется в виде [7]:

$$\hat{x}_{i+1} = \gamma y_i + (1 - \gamma)x_i, \quad (15)$$

где  $\gamma$  - коэффициент сходимости алгоритма выбирается из условия  $0 < \gamma \leq 1$ .

Часто используется иная интерпретация, отличная от (15), называемая процедурой Роббинса-Монро:

$$\hat{x}_{i+1} = \hat{x}_i + \gamma[y_i - x_i], \quad (16)$$

где выражение в скобках носит название невязки [7]. Полученное значение оценки (15), (16) используется далее для нахождения управления (14).

4. В результате проведенных процедур: мониторинга, оценки состояния (15, 16) и управления (14) формируется соответствующие пары  $d(x, n)$ , по которым осуществляется соответствующий отбор или иные операции. Для такого отбора могут быть использованы ряд эффективных методов, например: кластерный анализ, ранговые методы и др.

Современные радиоэлектронные средства, включая телекоммуникации, радиолокацию, медицину и др., функционируют в условиях дефицита физических ресурсов, что приводит к взаимным помехам.

## ВЫВОДЫ

Предложенные процедуры отбора пригодных физических ресурсов, осуществляемые в реальном времени функционирования, позволяют значительно эффективнее использовать ограниченные коллективные ресурсы. Анализ показывает, что переход от методов использования закрепленных ресурсов к динамическим процедурам их когнитивного использования позволит расширить ресурс практически на порядок.

## ПЕРЕЧЕНЬ ССЫЛОК

1. Definition of spectrum use end efficiently of radio system. Recommendation ITU-R SH, 1046 – 1, 1997.
2. Коробейников Ю.А., Сай П.А., Ягольников С.В. Обоснование понятия радиоресурса радиоэлектронных средств и систем. «Радиотехника», 2008, №7.стр.62-68.
3. de Castro L.N., Von Zuben F.J. Knidel H. Artificial immune Systems//Proc.7, Int Conf. ICARIS, Hiddbery 2007.V.4628.
4. Дасгупта Д. Искусственные иммунные системы и их применение. М.Физматлит, 2006.
5. Пантелеев А.В., Метлицкая Д.В. Применение метода искусственных иммунных систем в задачах поиска субоптимального программного управления детерминированными системами. Автоматика и телемеханика, 2014, №4. Стр.38-48.
6. Васильев В.И., Ильясов Б.Г. Интеллектуальные системы управления. Теория и практика. М. Радиотехника, 2009 – 392 с.
7. Popovskij V., Barkalov A., Titarenko L. Control and Adaptation in Telecommunication System. Springer Verlag, 2011.



# МАТЕМАТИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ВЗАИМОДЕЙСТВИЙ В БОЛЬШИХ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ СИСТЕМАХ

Поповский В.В., Теплицкая С.Н.

Харьковский национальный университет радиоэлектроники  
61166, Харьков, пр.Ленина, 14, каф. Телекоммуникационных систем,  
тел. (057)702-13-20, E-mail: [tkc@kture.kharkov.ua](mailto:tkc@kture.kharkov.ua); факс (057)702-13-20

A mathematical model of interactions in a large dynamic group of RESs determined by the sum of average values of interactions on the set of resources involved and the current random value of releasing resources is offered. To realize cognitive radio (CR) the task of maximizing the volume of idle resources using generalized Lagrange function is recommended.

## ВВЕДЕНИЕ

Рассмотрим группировку РЭС, которой выделен ограниченный ресурс физических параметров, определяемых множеством  $\{X\}$ . При закрепленном методе использования ресурсов предполагается, что каждому РЭС назначается определенная доля этого ресурса таким образом, что между объектами данной группировки отсутствуют нежелательные электромагнитные взаимодействия, то есть обеспечивается электромагнитная совместимость (ЭМС).

На практике приходится использовать определенную часть выделяемых ресурсов, на вторичной основе, повторно их использовать и др. При этом существует вероятность нарушения ЭМС отдельными РЭС. В то же время, в силу различных причин на определенных интервалах, часть выделяемого ресурса  $\{\Delta X\}$  оказывается незадействованной, что связано с изменением режимов функционирования отдельных РЭС, случайным характером трафика. Данная незадействованная часть  $\{\Delta X\}$ , возникает в различные случайные временные интервалы, при этом данная часть  $\{\Delta X\}$  имеет случайный размер и мигрирует по всему множеству  $\{X\}$ . Учитывая это возникла актуальная задача [1,2,3] оперативного использования обнаруженных участков освобождающегося ресурса  $\{\Delta X\}$  и мониторинга физических параметров РЭС [4], и для улучшения ЭМС, и для повышения производительности отдельных РЭС, находящихся в сложной сигнально-помеховой обстановке. Идея решения этой задачи имеет очевидную перспективу и получила название когнитивного радио (англ.: Cognitive Radio (CR)) [1].

При всей очевидности решения задачи CR, практическое воплощение данной идеи весьма затруднительно как с правовой и организационной, так и научно-технической точек зрения. Данное решение, как и любое другое должно начинаться с создания математической модели, описывающей структурно-функциональные особенности ситуации и дальнейшей оптимизации использования ресурсов.

## 1. Разработка модели радиоэлектронных взаимодействий.

Математическая модель электромагнитных взаимодействий между отдельными РЭС может быть построена лишь для конкретных мест их расположения, окружающей среды и всех каналов приема и передачи сигналов. С увеличением числа взаимодействующих РЭС учет конкретных данных становится все более проблематичным и можно указать лишь усредненные результаты взаимодействий и размер задействованного при этом ресурса.

Вся совокупность выделенных конкретной группировке РЭС ресурсов  $\{X\}$  может быть представлена как случайная динамическая система, состояние которой описывается векторным дифференциальным уравнением вида [5]:

$$dx(t)/dt = f(x(t,u,\xi), y(t,x,u,\psi)), x \in \{X\}, \quad (1)$$

где  $u(t)$  - вектор управлений параметрами системы,

$\xi, \psi$  - случайные факторы, влияющие соответственно на состояние  $x(t)$  и мониторинг параметров  $y(t)$ .

Условно всю совокупность текущих значений выделенных ресурсов можно представить в виде 2-х наблюдаемых компонент:

$$dy(t)/dt = \overline{\varphi(y,x(t,u))} + g(y,u,t,\psi), \quad (2)$$

где  $\overline{\varphi(y,x(t,u))} = \int_T \varphi(y,x(t,u,\xi))p(\xi)d\xi$  - среднее значение функции  $\varphi(\cdot)$ , характеризующее множе-

ственные взаимодействия в подмножестве  $\{X\} \setminus \{\Delta X\}$  группировки РЭС;

$g(y,u,t,\psi)$  - текущее значение освобождаемого ресурса  $\{\Delta X\}$ .

Представление случайного процесса в виде 2-х слагаемых (2) основывается на теореме Крамера-Линдбеттера [5].

В этих условиях поставленная задача сводится к максимизации текущего объема незадействованного ресурса  $\{\Delta X\}$ . Практическое воплощение идеи когнитивного радио состоит в оценке случайных вектор-функций  $g(y, u, t, \psi)$ , что обеспечивается методами мониторинга всего множества выделенных ресурсов. В результате полученных оценок физических параметров, освобождаемых и снова занимаемых централизованно выполняются процедуры управления  $u(t)$  теми или иными РЭС, которым необходим дополнительный ресурс.

Так, использование ортогональных поляризации позволяет увеличить объем ресурса в 2 раза; во много раз увеличивается ресурс при повторном использовании частот, которое используется в сотовых системах; таких же результатов добиваются за счет использования многоручевых антенн; большой резерв можно получить за счет использования временного ресурса, особенно в часы минимальной нагрузки, за счет циклограмм и пауз.

## 2. Оптимизационное решение задачи.

Будем добиваться максимизации текущего объема незадействованного ресурса  $\{\Delta X\}$ . Далее решение задачи необходимо использовать весь выделенный ресурс, динамика которого представлена уравнением состояния (1). В качестве критерия оптимизации может быть использован функционал [6,7]

$$Y(t) = \int_0^t \{ \overline{\varphi(y, x(t, u)) + g(y, u, t)} \} dt \rightarrow \max, Y(0) = 0. \quad (3)$$

Для решения данной задачи воспользуемся принципом максимума для вариационных задач со скалярным аргументом.

В соответствии с представлением [7], каждому из условий задачи ставится в соответствие слагаемое в подынтегральном выражении  $R$  обобщенного функционала Лагранжа. Обобщенная функция Лагранжа для невырожденного решения поставленной задачи при  $\lambda_0 = 1$  принимает вид:

$$R = \overline{\varphi_0(y, u, x(\tau))} + \lambda [\overline{y(y, u, x(\tau_i))} + \left[ \frac{d\mu(\tau_i)}{d\tau_i} x(\tau_i) + \mu(\tau_i) f((x, \tau_i, y)) \right]. \quad (4)$$

Для конкретного решения оптимизационной задачи необходимо получить частные производные с учетом ограничений по переменным:

$$\partial R / dx = 0; (\partial R / du) \delta u \leq 0; \partial R / dy = 0, \quad (5)$$

где  $\delta u$  - допустимая вариация управлений с учетом наложенных на них ограничений  $u \in U$ .

Таким образом задача CR разделяется на несколько отдельных задач:

- мониторинг множества выделенных для данной группировки РЭС ресурсов;
- оценку освобождающегося объема ресурсов  $g(\cdot)$ ;
- управление параметрами РЭС с целью рационального использования освобождающихся ресурсов  $\{\Delta X\}$ .

Характерно, что в такой постановке может возникнуть необходимость прибегнуть к разделению функции операторов инфраструктуры, обеспечивающих задачу CR и операторов сервисов, обеспечивающих качественные услуги.

## ЗАКЛЮЧЕНИЕ

1. В отличие от дуэльной модели отдельных взаимодействующих РЭС, предложена макросистемная математическая модель множественных взаимодействий в группировке РЭС. Модель представлена в виде стохастического дифференциального уравнения и состоит из суммы двух компонент: среднего значения множественных взаимодействий и случайной компоненты множества освобождающихся участков выделенного ресурса.

2. С использованием обобщенной функции Лагранжа предложена оптимизационная процедура, обеспечивающая максимизацию текущего объема незадействованного ресурса, который целесообразно перераспределять в зависимости от потребностей отдельных РЭС.

### **ПЕРЕЧЕНЬ ССЫЛОК**

1. Отчет МСЭ-R SM.2152. Определения системы радио связи с программируемыми параметрами (SDR) и системы когнитивного радио (CRS).
2. Schaffrath G., Schmid S., Feldmann A. Generalized and Recourse-Efficient VNet Embeddings with Migrations. Arxiv preprint arXiv:1012.4066, abs/1012.4 December 2010.
3. Григорьева Е.В., Бленк А., Келлерер В., Распаев Ю.А. Алгоритмы динамического распределения ресурсов между виртуальными сетями с динамическими запросами: баланс нагрузок и минимизация миграций. М. Электросвязь, 2014, №1, стр.25-31.
4. Рембовский А.М., Ашихмин А.В., Козьмин В.А. Радиомониторинг: задачи, методы, средства – М. ГИ-Телеком, 2012 – 640 с.
5. Popovskij V., Barkalov A., Titarenko L. Control and Adaptation in Telecommunication Systems. Springer-Verlang. Berlin, 2011, 175 p.
6. Иоффе А.Д., Тихомиров В.М. Теория экстремальных задач. М. Наука, 1994, 480 стр.
7. Цирлин А.М. Сегрегированные системы, модели и управление. Автоматика и телемеханика, 2015, №1, стр.110-120.

## УСТРОЙСТВО ДЛЯ БЕСПРОВОДНОЙ ПЕРЕДАЧИ ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ЭНЕРГИИ ПРИ ПОМОЩИ УЛЬТРАЗВУКА

Разумов-Фризюк Е.А., Богдан Ю.И., Мягков Г.Н.

Харьковский национальный университет радиоэлектроники

61166, Харьков, пр. Ленина, 14, каф. Технологии и автоматизации производства РЭС и ЭВС,

тел. (057) 702-14-86, E-mail: [tapr@kture.kharkov.ua](mailto:tapr@kture.kharkov.ua)

In this paper the method and the device for power transmission using ultrasound are considered. Piezoelectric elements were proposed as the transmitter and receiver. The features of ultrasonic waves propagation and methods of focusing are discussed.

В настоящее время все более актуальным становится вопрос беспроводной передачи электрической энергии. Принцип действия большинства современных беспроводных средств передачи энергии основан на явлении магнитного резонанса и индукции [1]. Главным их недостатком является ограниченность радиуса действия (интенсивность электромагнитного излучения обратнопропорциональна квадрату расстояния от источника излучения).

Один из альтернативных вариантов – использование вместо ЭМИ ультразвука [2], который не создает шума и обладает большей энергией. Схема предлагаемого устройства для беспроводной передачи энергии представлена на рисунке 1.

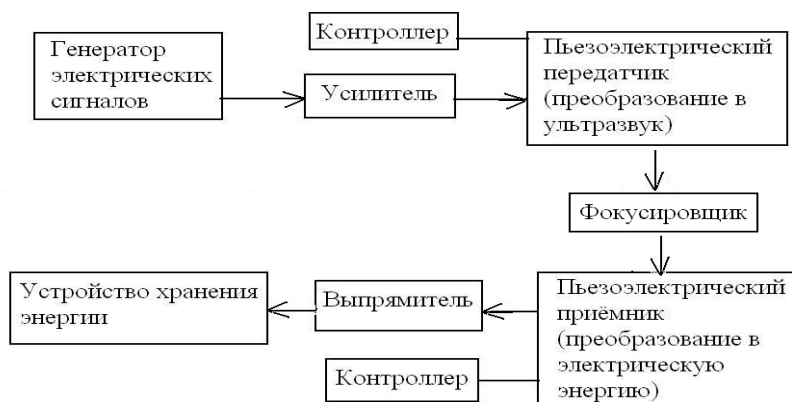


Рисунок 1 – Схема устройства для беспроводной передачи энергии

Преобразование электрической энергии в ультразвук и обратно осуществляется с помощью пьезоэлектрических материалов. Передатчик и приёмник могут быть выполнены в виде дисков (в том числе, биморфных), мембран и др. Контроллеры управляют частотой и амплитудой передаваемого сигнала.

При выборе рабочей частоты передатчика и приёмника необходимо учитывать, что интенсивность рассеянных сигналов увеличивается с увеличением неоднородности среды и увеличением частоты. В воздухе и газах применяется только поддиапазон УНЧ ( $1,5 \cdot 10^4 - 10^5$  Гц). Для увеличения излучаемой мощности устройство должно работать на резонансных частотах [3].

Для генерации ультразвука данного диапазона используют керамику ЦТС. Марка керамики выбирается в зависимости от рабочих условий. Сегнетомягкие применяются для изготовления высокочувствительных преобразователей, работающих без жестких требований по стабильности параметров к воздействию дестабилизирующих факторов (повышенной температуры, электрических и механических полей) [4]. К ним относятся такие материалы, как ЦТС - 19, ЦТС - 19 (ц), ЦТС - 36, НЦТС - 2. Сегнетожесткие материалы применяются для изготовления преобразователей, работающих в режиме приема и (или) излучения в условиях воздействия сильных электрических полей и (или) механических напряжений. К ним относятся материалы ЦТС - 23, ЦТССт - 3 (цт) и ЦТБС - 7.

Для оценки коэффициента передачи предлагаемого устройства необходимо рассмотреть особенности распространения ультразвуковых колебаний в газовой среде, а так же возможность их фокусировки [5].

Основные принципы распространения ультразвуковых колебаний можно описать при помощи кинетической теории газов. В соответствии с данной теорией атмосферное давление воздуха  $P_{атм}$  обеспечивается энергией движения атомов или молекул воздуха, которая превышает гравита-

ционную энергию притяжения этих частиц. Среднее значение кинетической скорости частиц может быть представлено в следующем виде:

$$V_i = \sqrt{\frac{3 \cdot P_{\text{атм}}}{\rho_0}}, \quad (1)$$

где  $\rho_0$  – плотность газовой воздушной среды при атмосферном давлении  $P_{\text{атм}}$ .

Скорость звука в газах (воздухе) описывается формулой Лапласа:

$$C_{\text{зв}} = \sqrt{\frac{k \cdot P_{\text{атм}}}{\rho_0}}, \quad (2)$$

где  $k$  – показатель адиабаты, который для одно- и двухатомных молекул имеет значение 1,2-1,4. Выражения (1) и (2) идентичны, что свидетельствует о том, что основой скорости звука в воздухе является кинетическая скорость движения частиц. При этом скорость звука меньше средней кинетической скорости частиц на  $\sqrt{\frac{k}{3}}$ , что составляет примерно 0,68 для воздуха. Разница скоростей вызвана тем, что число частиц, которые принимают участие в распространении звука, меньше числа частиц, осуществляющих тепловое движение и тормозящих распространение ультразвука.

Основными «помехами» для распространения ультразвука являются локальные неоднородности, в частности, изменения давления и температуры. Данные неоднородности носят характер градиента. Кроме них существуют «помехи», вызванные наличием в газовой среде инородных частиц: пыли, тумана, смога и т.д. Перечисленные факторы вызывают ослабление и рассеивание ультразвуковой волны.

Для повышения коэффициента передачи необходимо использовать фокусирующие устройства. Наиболее перспективным является использование параболоидов с внутренними стенками, изготовленными из мозаики ЦТС пластин.

#### **ПЕРЕЧЕНЬ ССЫЛОК**

1. Ньюер Р. Беспроводная зарядка с помощью звуковых волн / Рэйчел Ньюер // В мире науки. – 2015. – №2. – С. 42.
2. Wireless power transfer : patent CA 02836784 A1 Canada : H04B11/00/ Perry Meredith; applicant UBeam Inc. – Filing date 25.05.12, publication date 06.12.12.
3. Джагунов, Р. Г. Пьезоэлектронные устройства вычислительной техники, систем контроля и управления. [Текст]: справочник / Р. Г. Джагунов, А. А. Ерофеев. – СПб.: Политехника, 1994. – 608 с.
4. Шарапов, В.М. Пьезоэлектрические датчики. [Текст]/ В. М. Шарапов, М.П. Мусиенко, Е.В. Шарапова; под ред. В.М. Шарапова. – М.: Техносфера, 2006. – 632 с.
5. Крутяков Ю. А. О распространении и фокусировке звука / Ю. А. Крутяков / Т-Comm. – 2014. – №1. – С.20-24.

# БЕСПРОВОДНАЯ СИСТЕМА РЕГУЛИРОВАНИЯ ЯРКОСТИ ОСВЕЩЕНИЯ НА РАБОЧЕМ МЕСТЕ СОТРУДНИКА

Романов Р.С., Новоселов С.П.

Харьковский национальный университет радиоэлектроники

61166, Харьков, пр. Ленина, 14, каф. Технологии и автоматизации производства РЕС и ЭВС,  
тел. (057) 702-14-86, E-mail: tapr@kture.kharkov.ua

The proposed construction of a wireless system control module dimming lighting in the workplace employee can improve noise immunity of the device, and reduce the influence of powerful amplifier to other devices located near this module.

Предлагаемая система предназначена для автоматизированного дистанционного управления рабочим освещением в помещении офиса или дома.

При помощи данной системы можно:

- управлять яркостью свечения светодиодного светильника;
- задавать различные цветовые режимы в широком диапазоне яркости;
- включать различные динамические эффекты переключения цветов.

Основные (базовые) компоненты системы:

- центральный модуль управления на базе планшетного компьютера;
- модуль управления цветной светодиодной лентой с мощным усилителем;
- модуль питания.

Модуль управления предназначен для подключения трехканальной нагрузки (RGB-ленты) напряжением питания 12 В постоянного тока и нагрузкой на один канал – до 8 А.

На рисунке 1а приведена архитектура автоматизированной системы.

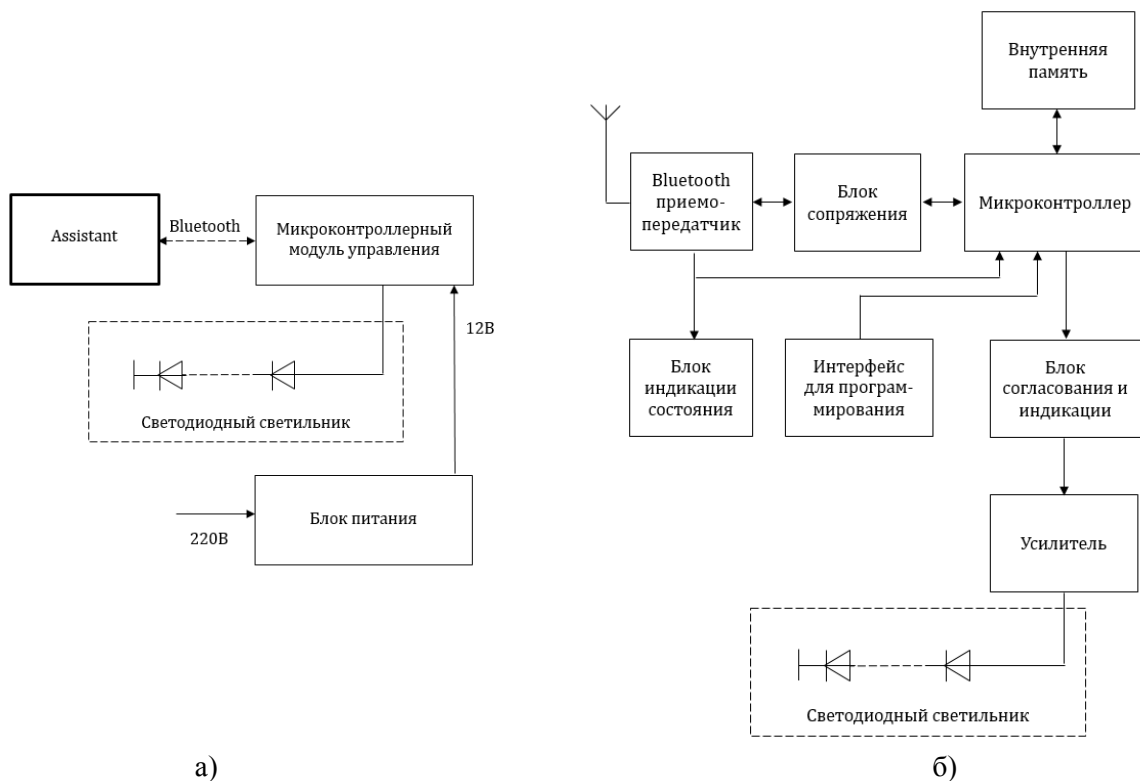


Рисунок 1 – Беспроводная система регулирования яркости освещения на рабочем месте сотрудника: архитектура автоматизированной системы (а); структурная схема главного периферийного модуля управления (б)

В основе всей системы находится центральный модуль управления, выполненный на базе планшетного компьютера с модулем Bluetooth. В нем находятся:

- управляющая программа с набором библиотек и функций для управления периферийными устройствами;
- интерфейс пользователя для контроля за текущей яркостью светодиодной ленты.

Планшетный компьютер управляет работой микроконтроллерным модулем управления через беспроводной интерфейс используя встроенный или внешний модуль Bluetooth.

Структурная схема микроконтроллерного модуля управления приведена на рисунке 1б.

Связь микроконтроллерного модуля управления с планшетным компьютером осуществляется через также через Bluetooth приемо-передатчик.

Модуль Bluetooth подключается к микроконтроллеру через блок сопряжения, который необходим для согласования портов ввода-вывода приемника и уровней портов ввода-вывода микроконтроллера.

Внутренняя энергонезависимая память используется для сохранения текущего режима устройства после выключения питания, а также для записи значения основных и промежуточных цветов, используемых в процессе работы устройства.

Индикаторы служат для отображения текущего состояния модуля.

В качестве центрального модуля в устройстве используется микроконтроллер STM8S003F3 фирмы STMicroelectronics.

Для связи с планшетным компьютером в устройстве используется модуль Bluetooth типа BTM-112. Также может быть установлен любой аналогичный модуль, который использует AT-команды для управления.

На рисунке 2 приведена схема электрическая принципиальная модуля управления RGB светодиодным светильником.

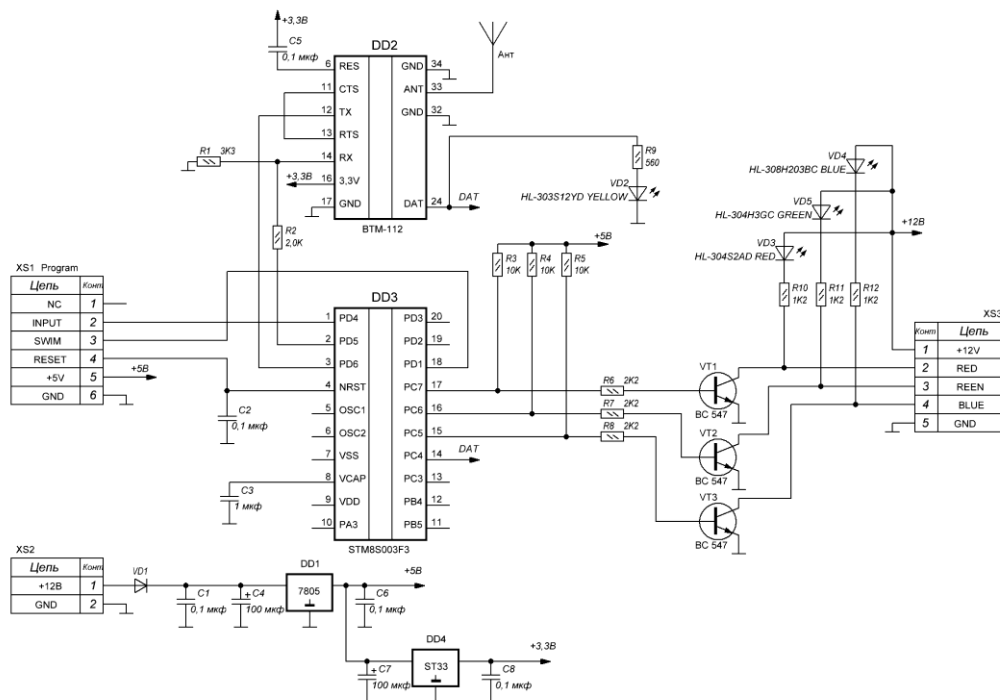


Рисунок 2 – Схема электрическая принципиальная модуля управления RGB светодиодной светильником

Для питания микроконтроллера используется напряжение 5В, которое снимается с преобразователя, выполненного на микросхеме DD1.

Весь модуль питается от напряжения 12В, которое подается на разъем XS3. Для питания компонентов схемы используются напряжения 5В (питание микроконтроллера) и 3,3В (питание Bluetooth модуля).

Диод VD1 защищает схему от неправильного подключения проводов питания.

Напряжение 5В получается на выходе преобразователя DD1, а 3,3В – с выхода преобразователя DD4.

Разъем XS1 используется для программирования микроконтроллера внутри устройства.

Bluetooth модуль DD2 подключен к микроконтроллеру через интерфейс UART к соответствующим выводам.

Сигналы управления светодиодной линией, которая подключается через усилитель, снима-

ются с выходов PC5 – PC7 микроконтроллера. На указанные выводы подключены буферные транзисторы VT1 – VT3, которые также выполняют роль защитных элементов для выводов микроконтроллера.

В коллекторную цепь транзисторов включены светодиоды VD2 – VD4 для контроля состояния каждого из трех каналов.

Также с коллекторов транзисторов сигнал снимается для подключения усилителей.

Конструктивно модуль управления содержит две платы:

- модуль управления;
- мощный усилитель.

Все эти платы размещаются в одном корпусе одна на другой. Эскиз размещения плат в корпусе приведен на рисунке 3.

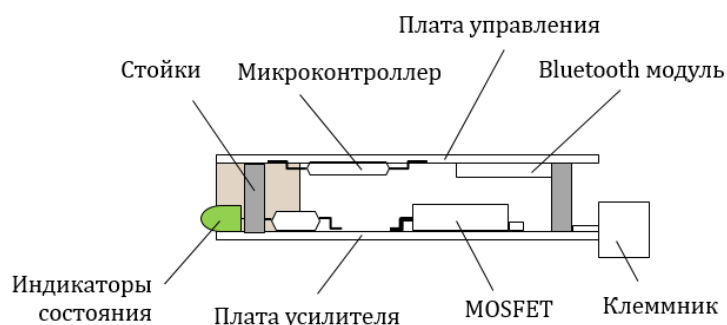


Рисунок 3 – Эскиз размещения плат в корпусе

Платы размещены внутри металлического корпуса для повышения электромагнитной совместимости с другими модулями беспроводного обмена данными.

Антенна для приема и передачи данных Bluetooth модулем выведена за пределы металлического корпуса. Сам Bluetooth модуль, который выполнен в виде законченного бескорпусного модуля, паяется на соответствующие контактные площадки печатной платы.

Таким образом, предлагаемая конструкция модуля управления беспроводной системы регулирования яркости освещения на рабочем месте сотрудника позволяет повысить помехозащищенность устройства, а также снизить влияние мощного усилителя на другие устройства, расположенные вблизи данного модуля.

### ПЕРЕЧЕНЬ ССЫЛОК

1. Передача данных в системах контроля и управления: практическое руководство / Дж. Парк, С. Маккей, Э. Райт ; [перевод с англ. В В. Савельева]. – М.: ООО «Группа ИДТ», 2007. - 480 с.
2. Кудряшов С.В. Оптимальная маршрутизация информационных потоков в беспроводных сенсорных сетях [Текст] / Кудряшов С.В. — М.: Известия РАН, 2008. –150 с.



## ПОМЕХОЗАЩИЩЕННАЯ СИСТЕМА УПРАВЛЕНИЯ «ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНЫМ ОФИСОМ»

Стеценко Р.А., Новоселов С.П.

Харьковский национальный университет радиоэлектроники  
61166, Харьков, пр. Ленина, 14, каф. Технологии и автоматизации производства РЕС и ЭВС,  
тел. (057) 702-14-86, E-mail: tapr@kture.kharkov.ua

The proposed architecture of the automated control system intelligent office or home can be used in the same room several wireless communication devices without degrading the quality of signal reception.

Проблема электромагнитной совместимости компонентов автоматизированной системы управления интеллектуальным офисом или домом в настоящее время очень актуальна. Это обусловлено в первую очередь использованием большого количества разнообразных устройств беспроводной передачи данных, работающих на различных частотах и с разной мощностью.

Предлагаемая система предназначена для автоматизации офиса или дома и выполняет следующие функции:

- контроль за расходом энергоресурсов;
- эффективное использование электроэнергии утром, днем и вечером за счет адаптивной системы регулирования освещения;
- контроль температуры в помещениях;
- управление электронагревательными приборами;
- централизованное управление электронными приборами в доме или офисе;
- удаленный контроль за состоянием электронных приборов;
- возможность наращивания функциональных возможностей системы благодаря добавлению новых модулей, поддерживающих приложенный протокол обмена данными.

Особенностью системы является ее открытая архитектура и использование сертифицированных модулей приемо-передачи, работающих в стандарте Bluetooth для обмена информацией между периферийными модулями. Для получения данных от датчиков, расположенных близко к модулям обработки и управления используются приемо-передатчики, работающие на частоте 433МГц и мощностью передатчика 4дБм.

Каждый модуль выполнен как функционально законченный блок. Для «общения» с другими модулями необходима поддержка стандартного для данной системы протокола обмена сообщениями. Каждому модулю назначается свой уникальный адрес, состоящий из типа модуля и его номера в пределах этого типа. При подключении нового устройства (например, модуля контроля за расходом электроэнергии) необходимо добавить в базу данных информацию о новом устройстве, указать его адрес и «привязать» к помещению. После этого становятся доступными функции свойственные данному устройству.

Основные (базовые) компоненты системы:

- центральный модуль сбора данных и управления на базе планшетного компьютера;
- периферийный модуль сбора данных;
- модуль контроля и управления освещенностью на рабочем месте;
- модуль управления светодиодным светильником;
- модуль управления жалюзи;
- модуль контроля потребляемой электроэнергии;
- модуль контроля и поддержания комфортной температуры в помещении.

На рисунке 1 приведена архитектура автоматизированной системы.

В основе всей системы находится центральный модуль управления, выполненный на базе планшетного компьютера. В нем находятся:

- управляющая программа с набором библиотек и функций для управления периферийными устройствами;
- интерфейс пользователя для контроля за состоянием датчиков и управления исполнительными устройствами;
- база данных, в которой сосредоточена информация о датчиках, их состояниях, описания контролируемых помещений.

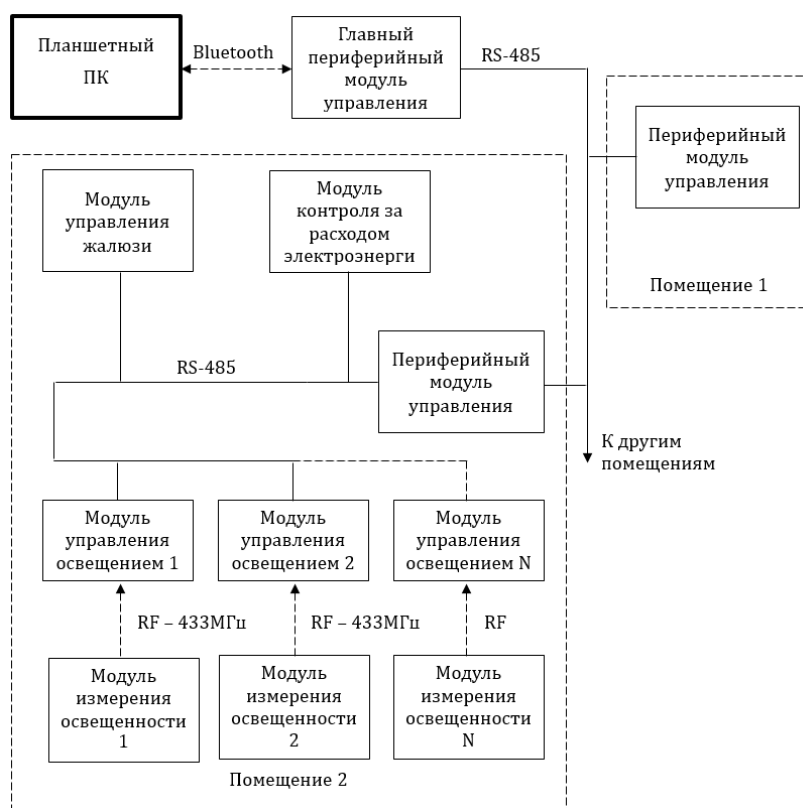


Рисунок 1 – Архитектура автоматизированной системы

Планшетный компьютер управляет работой всей системы через беспроводной интерфейс используя встроенный или внешний модуль Bluetooth.

Связь со всеми электронными модулями системы осуществляется через главный периферийный модуль. Его задачей является поддержка связи с планшетным компьютером и трансляция команд и данных на периферийные модули, расположенные в разных помещениях.

Для связи между модулями системы используется как проводной, так и беспроводной интерфейсы. Связь устройств внутри одного помещения рекомендуется осуществлять при помощи проводного интерфейса RS-485. Для связи между центральным модулем сбора данных и управления и периферийными модулями сбора данных используется беспроводной Bluetooth интерфейс. При обмене сообщениями между компонентами системы как по проводному, так по беспроводному интерфейсу используется байт-ориентированный протокол.

Таким образом, предлагаемая архитектура автоматизированной системы управления интеллектуальным офисом или домом позволяет использовать в одном помещении несколько устройств беспроводного обмена данными без ухудшения качества приема сигнала.

#### ПЕРЕЧЕНЬ ССЫЛОК

1. Передача данных в системах контроля и управления: практическое руководство / Дж. Парк, С. Маккей, Э. Райт ; [перевод с англ. В В. Савельева]. – М.: ООО «Группа ИДТ», 2007. - 480 с.
2. Сергиевский М. Беспроводные сенсорные сети // Компьютер Пресс. - М., 2009. - №8. - С. 12-17.

## ОПТИМИЗАЦИЯ ПРОИЗВОДСТВА КОМПОНЕНТОВ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ СРЕДСТВ

Терещенко А.В., Новоселов С.П.

Харьковский национальный университет радиоэлектроники

61166, Харьков, пр. Ленина, каф. Технологии и автоматизации производства РС и ЭВС,  
тел. (057) 702-14-86, E-mail: tapr@kture.kharkov.ua

The existing methods for modeling of industrial processes. Building the simulation model of a production system with the aid of the developed program. The analysis of the obtained performance of the system.

Имитационное моделирование позволяет воспроизводить процесс функционирования системы во времени с сохранением элементарных явлений, их логической структуры и последовательности протекания во времени. Это позволяет по исходным данным получить сведения о состояниях процесса в будущем в определенные моменты времени. В настоящее время имитационный метод является наиболее эффективным, а нередко и единственным методом исследования сложных систем на этапе их проектирования.

Модель производственного участка изготовления компонентов ТКС состоит из множества объектов (процессов). Каждый объект моделирует какую-нибудь функцию или элемент декомпозиции моделируемой системы. Каждый объект имеет набор атрибутов и методов.

Отличие имитационного моделирования от объектно-ориентированного программирования заключается в том, что объект может не только выполнить некоторое событие в момент своей активности, но и запланировать выполнение своего события или события другого объекта «в будущем», т. е. на момент модельного времени, больший или равный текущему значению модельного времени.

На рисунке 1 приведена архитектура управляющей программы и взаимосвязь управляющей программы с объектами программной среды.

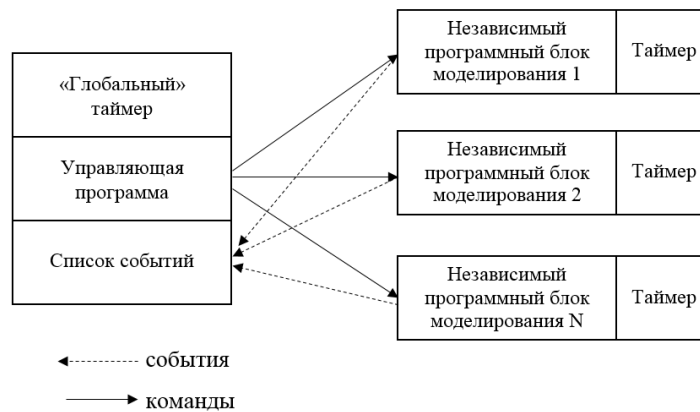


Рисунок 1 – Архитектура управляющей программы

При помощи разработанной программы были проведены экспериментальные исследования для различных начальных данных.

Для эксперимента были заданы следующие характеристики оборудования:

Станок 1: наименование – «Линия установки SMD компонентов»; скорость обработки одной детали на данном оборудовании – 20 секунд; стоимость обработки – 12 коп.; потребляемая энергия – 1200 Вт/ч.

Станок 2: наименование – «Линия пайки»; скорость обработки одной детали на данном оборудовании – 30 секунд; стоимость обработки – 10 коп.; потребляемая энергия – 1400 Вт/ч.

Станок 3: наименование – «Ванна для промывки»; скорость обработки одной детали на данном оборудовании – 50 секунд; стоимость обработки – 5 коп.; потребляемая энергия – 1000 Вт/ч.

Станок 4: наименование – «Испытательный стенд»; скорость обработки одной детали на данном оборудовании – 10 секунд; стоимость обработки – 10 коп.; потребляемая энергия – 600 Вт/ч.

Моделирование проводилось для начального число деталей от 1 до 10 штук в партии.

В результате эксперимента определялся размер партии, при которой образовывалась очередь из деталей. Также эксперимент позволил выявить оборудование, которое приводило к образованию очереди.

Для максимальной партии из 10 деталей были получены экспериментальные данные, которые показаны на рисунке 2.

Оборудование	Время работы	Обработано деталей	Производительность	Занятость
Линия установки SMD компонентов	2021	10	2,3182	0,4314
Линия пайки	2021	10	2,3182	0,4314
Ванна для промывки	4043	10	1,1588	0,8630
Испытательный стенд	1010	10	4,6386	0,2156

Рисунок 2 – Отчет о проведении эксперимента

Как видно из данного отчета максимальная производительность у «Испытательного стенда» (4,6386), а минимальная у «Ванны для промывки» (1,1588).

Также из отчета видно, что максимальная занятость была у «Ванны для промывки» и составила 86,3%.

На рисунке 3 приведен график изменения очереди ожидания от числа деталей в партии.



Рисунок 3 – График изменения очереди ожидания от числа деталей в партии

Таким образом, выбранный метод имитационного моделирования и разработанное программное обеспечение позволяют выявить «проблемные» операции в технологическом производственном процессе компонентов ТКС еще на стадии проектирования, что дает возможность избежать существенных экономических потерь при запуске реального производства.

### ПЕРЕЧЕНЬ ССЫЛОК

1. Карпов Ю.Г. Имитационное моделирование систем. Введение в моделирование с AnyLogic 5. СПб.: БХВ-Петербург, 2005. 400 с.
2. Кобелев Н.Б. Основы имитационного моделирования сложных экономических систем: Учеб. пособие. М.: Дело, 2003. 336 с.
3. Строгалев В.П., Толкачева И.О. Имитационное моделирование: Учеб. пособие. М.: Изд-во МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2008. 280 с.

## ОЦЕНКА МАСШТАБИРУЕМОСТИ УРОВНЯ УПРАВЛЕНИЯ В ПРОГРАММНО-КОНФИГУРИРУЕМЫХ СЕТЯХ

Ткачева Е.Б.<sup>1</sup>, Исаам Саад<sup>1</sup>, Мохаммед Джамал Салим<sup>2</sup>

<sup>1</sup> Харьковский национальный университет радиоселектроники  
61166, Харьков, пр. Ленина 14, каф. Телекоммуникационных систем, тел. (057) 702-13-20,  
E-mail: tkc@kture.kharkov.ua ; факс (057) 702-13-20,

<sup>2</sup> Одесская национальная академия связи им.О.О. Попова  
65029, Одесса, ул. Кузнечная 1, каф. Телекоммуникационных систем, тел. (048) 723-23-44  
E-mail: 71dkh@ukr.net

The given work is devoted to assessment of control plan scalability in Software-Defined Network. The main functions of SDN controllers are considered in the work. Control plan structure can be represent centralized, decentralized and hierarchical control plan architecture. Each type of architecture has its own characteristics. Mathematical metric to quantify the scalability is proposed. The controllers' performance for each structure are formalized and analyzed in terms of response time and relationships between elements. The comparison between different control plan architectures are analyzed by mathematical methods. The proposed approach allows to evaluate scalability for networks with different types of controllers.

### ВВЕДЕНИЕ

В современных инфокоммуникационных системах все большее внимание уделяется развитию интерактивных приложений и сервисов реального масштаба времени, к которым относятся электронная коммерция, онлайн обработка данных, игровые и мультимедийные приложения. Значительное влияние на качество предоставления подобного рода сервисов оказывают как среда передачи данных, так и механизмы управления сетевыми ресурсами.

С целью снижения сложности механизмов управления разработана парадигма программно-конфигурируемых сетей (SDN, Software-Defined Network), в основе которой лежит отделение уровня управления от уровня передачи данных. В общем случае управление SDN носит централизованный характер. Основным элементом управления является программируемый контроллер. Преимуществом такого подхода является автоматизированная подстройка оборудования, быстрая адаптация под требования приложений и уменьшение загруженности сетевых ресурсов. Однако централизованное управление сталкивается с рядом проблем: количество обработанных запросов, а следовательно, и качество предоставляемых сервисов, существенно зависит от масштабируемости уровня управления SDN. Таким образом, оценка масштабируемости сети, построенной на основе концепции SDN, является актуальной задачей при проектировании новой или расширении существующей сетевой архитектуры.

### 1. Модель уровня управления SDN.

В соответствии с существующими стандартами и предложениями [1-3] можно выделить определенный набор запросов, которые обрабатываются на уровне управления SDN: мониторинг и оценка состояний сети, восстановление после сбоя, обновление сетевой конфигурации. При добавлении новых сетевых элементов начальной фазой всегда выступает процесс инициализации и обновления информации об общей топологии сети.

Наибольшее влияние на производительность контроллеров SDN, а следовательно, и масштабируемость уровня управления SDN оказывают запросы мониторинга и оценки состояний сети.

На рисунке 1 приведен процесс формирования нового потока управления для фрагмента сети, которая состоит из  $N$  узлов. Пусть величина  $T_{f_{x,y}}$  представляет собой интервал времени обработки последовательных запросов от одного OpenFlow коммутатора ( $x$  – пользователь А) к другому ( $y$  – пользователь В). В соответствии с концепцией SDN, к контроллеру направляются только те пакеты, информация о которых отсутствует в записях таблицы переадресации FlowTable (1). При этом коммутатор генерирует и направляет запрос контроллеру (2). Контроллер формирует новую запись для пакета, устанавливает правила последующей обработки (3) и направляет ответ коммутатору (4).

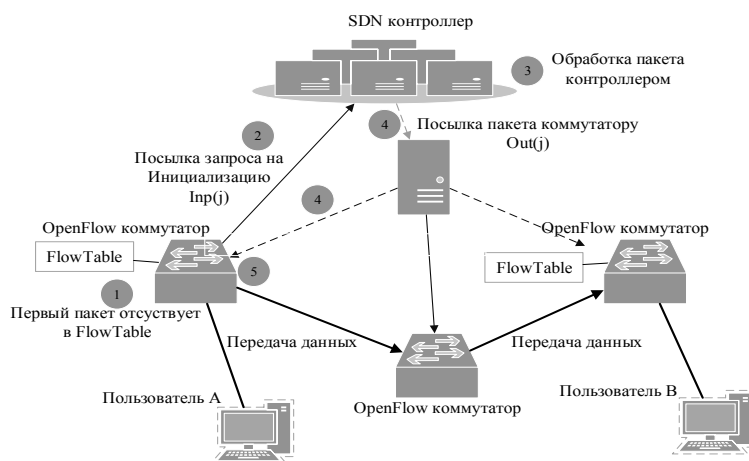


Рисунок 1. - Формирование управляющего потока в SDN

Интервал времени двух последовательных событий (запроса от OpenFlow коммутатора (x) и ответа контроллера (c)) характеризуется величиной  $T_{c,x}$ . Отсчет времени обработки устанавливается с момента передачи первого запроса (x). Предполагается, что величины x и c зависят от производительности контроллера, при этом каждый новый запрос можно представить в виде случайной величины, распределенной по экспоненциальному закону распределения со средним значением  $\lambda$ . А величины  $T_{f,x,y}$  и  $T_{c,x,c}$  подчиняются закону распределения Пуассона.

Контроллер является «узким местом» уровня управления. Особое внимание при оценке масштабируемости и производительности необходимо уделить расчету времени обработки запросов, которое зависит от топологии сети, алгоритмов маршрутизации и вычислительной мощности контроллера.

В зависимости от связности контроллеров структура уровня управления может быть условно разделена на три типа: централизованная, децентрализованная и иерархическая [4]. Так, централизованная структура уровня управления имеет только один контроллер. Децентрализованная и иерархическая структуры имеют несколько контроллеров. В децентрализованной структуре контроллеры выполняют равноценные функции и связи между ними равноценны. В иерархической структуре наблюдается распределение функциональных обязанностей между контроллерами. Масштабируемость уровня управления зависит от типа используемой структуры.

## 2. Оценка масштабируемости уровня управления SDN

Уровень управления SDN по своей природе относится к распределенным системам. Для количественной оценки масштабируемости уровня управления SDN может быть использована следующая метрика, базирующаяся на оценке производительности сети:

$$P(N) = \varphi(N) \frac{E\{T(N)\}}{C(N)}, \quad (1)$$

где  $N$  - количество сетевых узлов,  $\varphi(N)$  - пропускная способность уровня управления при обработке сетевых запросов,  $E\{T(N)\}$  - усредненное время обработки каждого запроса,  $C(N)$  - общее количество обработанных сетевых запросов от  $N$  - узлов.

При увеличении количества сетевых элементов от  $N_1$  до  $N_2$  масштабируемость может быть задана следующим отношением:

$$M(N_1, N_2) = \frac{P(N_1)}{P(N_2)}, \quad (2)$$

где  $P(N_1)$  - производительность уровня управления при обработке запросов от  $N_1$  сетевых элементов,  $P(N_2)$  - производительность уровня управления при обработке запросов от  $N_2$  сетевых элементов.

Масштабируемость уровня управления SDN в зависимости от типа структуры может быть представлена следующим образом:

- централизованная архитектура. Для централизованной структуры характерно прибытие запросов от коммутаторов на один общий контроллер, которое подчиняется Пуассоновскому закону распределения. Средняя частота запросов составляет  $\lambda_c = N(N-1)\lambda$ . Время обработки запросов контроллером обратно-пропорционально количеству сетевых элементов:  $\mu_c = \frac{C}{g(N)}$ . Среднее время отклика на запрос может быть задано как:

$$E\{T_c(N)\} = \frac{1}{\mu_c - \lambda_c}, \quad (3)$$

- децентрализованная структура. Децентрализованная структура уровня управления состоит из нескольких контроллеров  $m$ . Каждый контроллер отвечает за отдельный фрагмент сети. Взаимосвязи для каждого контроллера могут представлены двумя типами: глобальные – связь между контроллерами разных фрагментов сети, локальные – связь с коммутаторами фрагмента сети. В данном случае масштабируемость сети зависит от типа взаимосвязи. Примером может служить получение запроса от внешнего «глобального» сетевого элемента. В данном случае запрос разделяется на два однотипных: глобальный – направленный к соседним контроллерам и локальный – направленный к элементам фрагмента сети.

Если для централизованной структуры количество запросов для  $N$  сетевых элементов представлено как  $N(N-1)$ , то для децентрализованной множество запросов будет разделено на  $\frac{N}{m} - N$  локальных запросов и  $N^2 - \frac{N^2}{m}$  глобальных запросов. При этом, каждый контроллер управляет по меньшей мере  $\frac{N}{m} + (m-1)$  узлами. Среднее время обработки для каждого контроллера может быть задано как  $\mu_m = \frac{C}{g(\frac{N}{m} + m - 1)}$

А среднее время обработки запроса каждым контроллером может быть представлено следующим соотношением:

$$E\{T_d(N)\} = \frac{1 + \frac{N(m-1)}{(N-1)m} d_m}{\mu - \lambda}, \quad (4)$$

где  $m$  - количество взаимосвязанных сетевых элементов (контроллеров),  $d_m$  - количество связей между контроллерами  $m$ .

- иерархическая структура. При использовании иерархической структуры каждый контроллер может быть отнесен к одному из двух типов: головной контроллер (root controller) и периферийный контроллер (leaf controller). Взаимосвязь между ними может быть представлена как и для децентрализованной структуры в виде локальных и глобальных связей.

Связность контроллеров в иерархической структуре задается следующим уравнением:

$$D_{x,y}(i,j) = \begin{cases} 1, & d_{i,j} \in C_{x,y} \\ 0, & d_{i,j} \notin C_{x,y} \end{cases}, \text{ где } d_{i,j} - \text{позиция } i - \text{того контроллера на } - \text{том уровне иерархии, } C_{x,y} -$$

множество контроллеров, которые могут принимать участие в обработке запроса от узла  $x$  к узлу  $y$ .

В общем случае производительность контроллеров подобной структуры может быть задана следующим уравнением:

$$E\{T_h(N)\} = \frac{\sum_{x=1}^N \sum_{y=1}^N E(Tc_{x,y})}{N(N-1)} = \frac{\sum_{x=1}^N \sum_{y=1}^N E(Tf_{x,y}) C_{x,y}(1,1)}{N(N-1)} = \frac{N - \frac{N}{m_h}}{N-1} \frac{1}{\mu_{h,r} - \lambda_{h,r}}. \quad (5)$$

Таким образом, зная  $E\{T_c(N)\}$ ,  $E\{T_d(N)\}$ ,  $E\{T_h(N)\}$  и максимальную производительность контроллеров  $C(N)$ , можно рассчитать значения масштабируемости для каждого типа структуры уровня управления:

$$M_c(N_1, N_2) = \frac{C(N_1) - N_1^2 \lambda}{C(N_2) - N_2^2 \lambda}, \quad (6)$$

$$M_d(N_1, N_2) = \frac{C_d(N_1 - 1) - N_1^2 \lambda}{C_d(N_2 - 1) - N_2^2 \lambda}, \quad (7)$$

$$M_h(N_1, N_2) = \frac{C_h(N_1 - 1) - N_1^2(N_1 m_h - 1)\lambda}{C_h(N_2 - 1) - N_2^2(N_2 m_h - 1)\lambda}, \quad (8)$$

Исходя из полученных уравнений видно, что тип структуры значительно влияет на масштабируемость, при этом она имеет следующую зависимость:  $M_c(N_1, N_2) < M_d(N_1, N_2) < M_h(N_1, N_2)$

## ВЫВОДЫ

Архитектура уровня управления SDN имеет ряд особенностей: обработка всех запросов от уровня передачи данных ведется единым сетевым элементом – контроллером; интервалы времени между запросами являются независимыми величинами. В уравнениях 1 и 2 приведена метрика, которая позволяет оценить масштабируемость уровня управления SDN исходя из количества сетевых элементов и характеристик контроллера. В зависимости от количества контроллеров и их связности рассмотрено три типа структуры уровня управления. На основании полученных результатов (формулы 6-8) произведена оценка масштабируемости каждого типа и получена следующая закономерность:  $M_c(N_1, N_2) < M_d(N_1, N_2) < M_h(N_1, N_2)$ . Исходя из приведенных зависимостей видно, что наилучшей масштабируемостью обладает иерархическая структура уровня управления.

## ПЕРЕЧЕНЬ ССЫЛОК

1. Architecture SDN [Electronic resource] // Open Networking Foundation. — 2014. — Mode of access: <https://www.opennetworking.org/>
2. Software-Defined Networking: The New Norm for Networks [Electronic resource] // Open Networking Foundation. — 2012. — Mode of access: <https://www.opennetworking.org/images/stories/downloads/sdn-resources/white-papers/wp-sdn-newnorm.pdf>
3. OpenFlow Switch Specification (Series) [Electronic resource] // Open Networking Foundation. — 2014. — Mode of access: <https://www.opennetworking.org/sdn-resources/onf-specifications/openflow>
4. Отчёт о НИР по теме : Создание прототипа отечественной ПКС платформы управления сетевыми ресурсами и потоками с помощью сетевой операционной системы (СОС) на основе анализа и оценки существующих сетевых операционных систем для пкс сетей и выбора одной из них для последующего [Текст] – Москва : МГУ им. М. В. Ломоносова, 2014.



## ОСНОВНЫЕ АСПЕКТЫ ПОВЫШЕНИЯ ЭФФЕКТИВНОСТИ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ РАДИОЧАСТОТНОГО СПЕКТРА

Токарь Л.А., Теплицкая С.Н.

Харьковский Национальный Университет Радиоэлектроники  
61166, Харьков, пр. Ленина, 14, каф. Телекоммуникационных систем,  
тел. (057)702-13-20, e-mail: tkc2006@ukr.net.

The progressive development of information and telecommunication technologies primarily affects the system of allocation and management of radio spectrum, due to the need to reform the use of radio frequency spectrum on the basis of the release procedures and rescheduling.

The creation of an efficient and transparent market-oriented system of management of the radio spectrum, the transition to its practical conversion, the accelerated introduction of new technologies, forming a single telecommunications space, characterized by the versatility of the build network architecture contribute to socio-economic development of the country, to bridge the digital divide and integrating the population into the global information space.

Вопрос регулирования радиочастотного спектра (РЧС) является актуальным для развития систем и средств связи различного назначения, так как спрос на радиочастотный ресурс (РЧР) превышает предложение на его использование.

Постоянное увеличение требований к высокоскоростным сетям передачи данных, а также быстрый рост числа мобильных пользователей требуют дальнейшего развития телекоммуникаций, а именно: внедрения новых технологий передачи данных, таких как широкополосный беспроводный доступ, сети связи нового поколения и др., разработки новых принципов построения систем.

При рассмотрении технологий беспроводной связи в целом, можно условно выделить три класса систем, среди которых:

- беспроводные локальные сети, широко известные под названием Wi-Fi;
- сети фиксированного широкополосного беспроводного доступа (ФШБД), предоставляющие услуги связи фиксированным абонентам;
- сети мобильного широкополосного беспроводного доступа (МШБД), предоставляющие услуги связи мобильным абонентам.

С точки зрения обеспечения радиочастотным ресурсом использование каждого типа технологий для беспроводного доступа имеет свои отличительные черты.

Мобильный широкополосный беспроводной доступ является важным и массовым типом беспроводного доступа, который подразумевает наиболее современные стандарты сотовой подвижной связи [1].

Высокий спрос на услуги высокоскоростной передачи данных и требований к их качеству, ограниченность ресурсов существующих сетей, снижение доходов и рост затрат при сохранении экстенсивного характера дальнейшего развития вынуждают операторов перейти к ускоренному внедрению мобильного широкополосного доступа.

Очевидно, что развитие прогрессивных информационно-телекоммуникационных технологий, столь важных на сегодняшний день, в первую очередь влияет на систему распределения и управления РЧР и связано с необходимостью реформирования использования радиочастотного спектра на основе процедур высвобождения и перепланирования.

Анализ системы управления РЧС показал [2], что административные методы не являются достаточными ввиду разобщенности деятельности структурных элементов: непрозрачности выделения полос РЧС и назначения радиочастот, неравномерности загруженности РЧС, конверсионные решения в настоящий момент направлены на присвоения радиочастот радиоэлектронным средствам (РЭС) первичных радиослужб по правилам, свойственным присвоениям вторичных радиослужб.

Основные направления регулирования РЧС состоят в необходимости модернизации инфраструктуры связи и сближения национального распределения полос частот с общеевропейским, что предполагает декомпозицию основной процедуры регулирования РЧС на ряд частных процедур управления: гармонизации, либерализации, динамического управления.

Процесс гармонизации на национальном уровне должен сопровождаться выделением дополнительного объема РЧР с учетом интересов как гражданских, так и военных пользователей, что будет способствовать повышению гибкости и эффективности использования спектра.

Процедуры управления РЧС предполагают комплексный подход к оценке эффективности, основными составляющими которого являются технологическая и экономическая эффективности использования спектра и РЧР.

Динамическое управление РЧС основано в первую очередь на конвергентном развитии инфокоммуникаций и создании интегрированной базы данных о номиналах частот действующих РЭС гражданского и правительственного назначения с возможностью открытого доступа к анализу необходимости присвоения новых радиочастотных назначений.

Кроме указанных факторов, динамическое управление спектром учитывает обязательный радиоконтроль объемов и интенсивности использования РЧР, то есть количественный анализ диапазонов частот, используемых технологий, ширины занимаемого спектра частот, временного периода.

Показано, что для согласования различных целей государственной политики, преодоления несовершенства рынка, решения проблемы помех, а также гарантии выполнения международных обязательств вмешательство со стороны государства в процесс регулирования РЧС будет неизбежным. В частности, то, в каких пределах может быть преобразовано управление РЧС, будет зависеть от способности страны сдерживать тенденции к монополизации рынка, в том числе, стратегическое поведение фирм, действующих на рынках радиочастотного спектра.

Рассмотрена необходимость формирования современной инфраструктуры экономики, важнейшими элементами которой являются технологии и средства связи, которая направлена на новый концептуальный подход к конверсии РЧС, гармонизации и либерализации управления его использованием. Динамический подход, как основной, в вопросах регулирования спектра является одним из современных направлений в области повышения эффективности управления РЧС.

Создание эффективной и прозрачной рыночно ориентированной системы управления РЧС, переход к его практической конверсии, ускоренное внедрение новых технологий, образуя единое телекоммуникационное пространство, характеризующееся универсальностью построения сетевой архитектуры, повышение эффективности использования РЧС способствуют социально-экономическому развитию страны, преодолению цифрового разрыва и интеграции населения страны в мировое информационное пространство.

#### **ПЕРЕЧЕНЬ ССЫЛОК**

1. Берем курс на широкополосный мобильный доступ [Электронный ресурс]. Режим доступа: <http://www.nokia-siemens-networks.com>. 01.12. 2014 г. - Загл. с экрана.
2. Токарь, Л.А. Вопросы динамического управления в задачах конверсии ресурса радиочастотного спектра [Текст] / Л. А. Токарь // Восточно-Европейский журнал передовых технологий. – 2012. – Вып. 2/9 (56) . – С. 21-24.
3. Report of the Spectrum Rights and Responsibilities Working Group, Federal Communications Commission Spectrum Policy Task Force [Электронный ресурс]. Режим доступа: <http://www.fcc.gov/sptf/files/SRRWGFinalReport.doc>. 01.02. 2015 г. - Загл. с экрана.

# КРИТЕРИИ ПЕРЕДАЧИ ОБСЛУЖИВАНИЯ В ГЕТЕРОГЕННЫХ БЕСПРОВОДНЫХ СЕТЯХ МОБИЛЬНЫХ КОММУНИКАЦИОННЫХ УСТРОЙСТВ

Туркин И.Б., Игнатьев Д.С.

Национальный аэрокосмический университет им. Н.Е. Жуковского «ХАИ»  
61051, Харьков, ул. Чкалова, 17 каф. Инженерии программного обеспечения, тел (057) 788-46-03, E-mail: nikrutrogi@mail.ru, факс (057) 788-46-03

The given work is devoted to the modern directions of wireless networks and mobile communications. It is shown that the new directions in software-defined and cognitive radio systems require the formation of metrics to make decisions about the route or handover in heterogeneous wireless networks of mobile communication devices. Allocated 2 class of metrics that characterize the resource costs for the operation and the value of the quality of service. Conclusions on the need for integrating all of these metrics are confirmed.

## ВВЕДЕНИЕ

Проблема перегруженности доступного радиоспектра возникла давно и со временем только усугубляется, поэтому необходимы новые, «интенсивные», подходы к использованию имеющегося частотного ресурса. К числу таких подходов [1] относится программно-определяемая радиосистема, которая может быть настроена на произвольную полосу частот и принимать различные виды модулированного сигнала. Второе направление – это система когнитивного радио, использующая технологию, позволяющую этой системе получать знания о своей среде эксплуатации и о своем внутреннем состоянии; динамически и автономно корректировать согласно полученным знаниям свои эксплуатационные параметры и протоколы для достижения заранее поставленных целей, самообучаясь на основе полученных результатов. В настоящее время большинство научно-исследовательских публикаций сосредоточено на нижних двух уровнях семиуровневой модели OSI, а управление логической организацией такой сети требуют решения существенных технических проблем во многих аспектах, включая алгоритмы управления радиоресурсами. Эффективная схема управления доступом должна одновременно обеспечивать и максимальное использование ресурсов радиосвязи, и качество услуг. В гетерогенной сетевой среде параметры разных типов сетей находятся в разных диапазонах, поэтому актуален выбор критериев для принятия решения о передаче обслуживания, выборе оптимального маршрута в сети и т.д.

## 1. Метрики затрат ресурсов

Принятие решения о горизонтальной передаче обслуживания в гомогенных сетях происходит на основе метрик RSS (Received Signal Strength - мощность принимаемого сигнала) и доступности канала.

В вертикальных передачах обслуживания в условиях гетерогенных сетей единственной метрики RSS не достаточно, поскольку RSS из разных сетей не могут быть сопоставлены непосредственно в связи с различными характеристиками этих сетей. Широкое распространение получили следующие дополнительные метрики [2].

1. Количество переключений широко используется в качестве метрики маршрутизации в существующих протоколах маршрутизации, таких как Dynamic Source Routing (DSR), On-demand Distance Vector routing AODV, и др. Метрика не учитывает различия в скоростях передачи и коэффициенты потери пакетов в различных сегментах сети.

2. Стандарт IEEE 802.11s требует, чтобы для совместимости все устройства поддерживали метрику времени передачи в канале (Airtime Link Metric):

$$C_a = \left( O + \frac{B_t}{r} \right) \frac{1}{1 - e_f},$$

где  $B_t$  – число битов в тестовом пакете (8192),  $O$  – накладные расходы доступа к каналу, которые включают в себя заголовки пакетов, кадры протоколов доступа и т.д.;

$r$  – скорость передачи данных в канале (Мбит/с);

$e_f$  – вероятность возникновения ошибки (измеряется экспериментально на пакетах длиной  $B_t$ ). Эта метрика представляет собой оценку времени передачи (в секундах) пробного пакета длиной  $B_t$  с учетом возможных ретрансляций при потерях в канале.

3. Количество ожидаемых передач (ETX - Expected transmission count) - является одной из первых метрик маршрутизации, предназначенных для беспроводных ячеистых сетей:

$$ETX = \sum_{k=1}^{\infty} k p^{k-1} (1-p) = \frac{1}{1-p},$$

где  $k$  – количество попыток передачи,  $p$  – вероятность удачной попытки.

Поскольку передача должна подтверждаться соответствующей квитанцией, то ETX может быть записана в виде:

$$ETX = 1 / (d_f \times d_s) ,$$

где  $d_f, d_s$  - количество ожидаемых попыток передачи пакета в прямом и обратном направлениях, необходимых для успешной передачи по конкретному беспроводному каналу связи и обеспечивающих прием пакета.

Метрика ETX не учитывает влияние различных скоростей передачи в различных беспроводных каналах связи и различных размеров пакетов данных. В длинных путях потери возрастают, поэтому метрика ETX зависит от длины пути.

4. Ожидаемое время передачи (ETT - expected transmission time) определяет время, необходимое для передачи пакета размером  $S$  по каналу со скоростью передачи данных  $B$ :

$$ETT = ETX \times S / B .$$

5. Метрики ETT и ETX не позволяют учесть возможность использования различных путей в сети. Для поиска путей с меньшим уровнем помех при использовании переадресаций в работе [3] предложена метрика - взвешенное кумулятивное ожидаемое время передачи (WCETT - Weighted Cumulative Expected Transmission Time):

$$WCETT = (1 - \beta) \sum ETT_i + \beta \times \min_{1 \leq j \leq k} (X_j) ,$$

где  $\beta$  - настраиваемый параметр;

$X_j$  - сумма ожидаемых времен передачи (ETT) для всех переадресаций (скачков) канала;

$k$  - количество возможных каналов.

WCETT метрика состоит из двух слагаемых: первый определяет задержку от начала до конца канала, а второй учитывает разнообразие сегментов канала на протяжении пути.

6. В работе [5] предложена метрика, объединяющая метрику WCETT с задержкой переключения (hop delay).

Пусть  $P$  - путь между узлом-источником  $S$  и узлом-приемником  $P$ :  $P = \{S, N_1, N_2 \dots N_m, D\}$  ,

где  $\{N_1, N_2 \dots N_m\}$  - множество промежуточных узлов.

Связи между узлами - это пары, определенные на множестве  $P$ :

$$l_1 = \langle S, N_1 \rangle; \forall i, 2 \leq i \leq m, l_i = \langle N_{i-1}, N_i \rangle; l_{m+1} = \langle N_m, D \rangle .$$

Тогда метрика связи  $l_i$ :

$$M_{l_i} = (1 - \beta) ETT_{l_i} + \beta (DL_i - \max X_j) ,$$

где  $DL_i$  - задержка переключения связи  $l_i$ ,

$X_j$  - максимальное значение метрики двойного переключения на канале  $j$ .

Общая метрика пути определяется как сумма метрик связей:  $M_p = \sum_{i=1}^{m+1} M_{l_i}$  .

7. Метрика, учитывающая энергетические возможности узлов в сети для расширения протокола маршрутизации HWMP, прогнозирует максимальную продолжительность работы устройства в режиме ожидания с выключенным сетевым интерфейсом, которая зависит от остаточной емкости аккумуляторной батареи:

$$L_{\max} = C / I_{\min} ,$$

где  $C$  - номинальная емкость батареи узла в соответствии со спецификацией,

$I_{\min}$  - минимальный ток разряда батареи.

Метрика, учитывающая энергетические возможности узлов, - это относительная величина в интервале  $[0, 1]$ :

$$M_E = 1 - \frac{T_E}{T_{\max}} = \frac{L_{\max} + L^2}{L \cdot T_{\max}} ,$$

где  $T_e = L_{\max} / L + L = (L_{\max} + L^2) / L$ ,  $T_{\max}$  - максимальное значение величины  $T_e$ , введенное в формулу для приведения диапазона значений  $M_E$  к отрезку  $[0, 1]$ .

## **2. Метрики качества обслуживания в беспроводных сетях**

Сетевые механизмы должны использоваться в комбинации с характеристиками качества обслуживания, формируемыми в зависимости от требований приложений. Различные типы приложений или сервисов требуют различные скорости передачи данных, сетевых задержек, уровни надежности и безопасности. Насыщенные данными приложения, такие как потоковое видео, будут работать лучше, если пропускная способность будет высокой. Приложениям, которые работают в реальном времени, необходима минимальная задержка сети, прочие приложения не так чувствительны к латентности сети.

Для большинства случаев качество связи определяется четырьмя параметрами:

- полоса пропускания описывает номинальную пропускную способность среды передачи информации, определяет ширину канала;
- потеря пакетов (Packet loss). Определяет количество пакетов, потерянных в сети во время передачи;
- задержка при передаче пакета, измеряется в миллисекундах;
- колебания (дрожание) задержки при передаче пакетов — джиттер.

Различные виды прикладных задач критичны к различным показателям качества связи. Так, для телемедицины точность доставки более важна, чем суммарная средняя задержка или джиттер, тогда как для IP-телефонии джиттер и задержка являются ключевыми характеристиками и должны быть минимизированы.

В вертикальных передачах обслуживания в условиях гетерогенных сетей необходимо учесть следующие дополнительные метрики для принятия решения о передаче.

1. Стоимость услуг является одним из основных моментов для пользователя, поскольку различные сетевые операторы и поставщики услуг могут использовать различные планы и стратегии биллинга. Некоторые компании в целях экономии предпочитают использовать пути через собственные каналы, а не более высокопроизводительные, но платные каналы других операторов.

2. Безопасность. Способность сети (в том числе операторов сетей и корпоративных сетей) противостоять нападению вирусных программ, злоумышленников и хакеров, защита сетевой инфраструктуры, конфиденциальности и целостности данных клиентов является важным вопросом, и иногда может стать решающим фактором в выборе сети.

3. Условия работы мобильного устройства, так, например, передача к вложенной сети не рекомендуется при движении на высокой скорости, поскольку вскоре снова придется делать передачу обслуживания к первоначальной сети из-за выхода устройства из зоны покрытия вложенной сети.

4. Пользовательские настройки, такие как предпочтительный оператор, тип технологии, допустимая максимальная стоимость также должны учитываться. В зависимости от доступных сетей и решаемых задач пользователь может выбрать безопасную и дорогую сеть для его официального почтового трафика, но предпочесть более дешевую сети для доступа к веб-информации.

Метрика отдельных каналов может быть статической (задаваемой администратором сети) и динамической. Пример первой – метрика стоимости. Динамическая метрика может определяться как пассивно, без дополнительных служебных пакетов, так и использовать специальные "пробные" пакеты для сбора статистики по каждому каналу (задержки, потери и пр.).

## **ЗАКЛЮЧЕНИЕ**

Все известные метрики для принятия решения о передаче обслуживания в гетерогенных беспроводных сетях мобильных коммуникационных устройств можно разделить на 2 категории.

Первая из них - метрики затрат ресурсов для функционирования беспроводной сети поддается количественному измерению. В зависимости от решаемой задачи могут измеряться длина маршрута, время на доставку сообщения, затраты энергии мобильного устройства и т.д.

Вторая - метрики качества обслуживания в беспроводных сетях характеризуется большей сложностью и неоднозначностью. Помимо общепризнанных характеристик, таких как полоса пропускания, количество потерянных пакетов, задержек при передаче пакета, джиттера, для конечного пользователя не менее важны стоимость услуг, безопасность, скорость расходования заряда аккумуляторной батареи.

Следовательно, эффективные методы маршрутизации, горизонтальной, а тем более вертикальной передачи обслуживания в гетерогенных беспроводных сетях должны базироваться на комплексном учете метрик двух перечисленных категорий.

## ПЕРЕЧЕНЬ ССЫЛОК

1. И.О. Гурьянов Когнитивное радио: новые подходы к обеспечению радиочастотным ресурсом перспективных радиотехнологий [Текст] / И.О. Гурьянов // «Электросвязь» No 8, 2012 с. 5-8
2. Rashvand H.F Dynamic Ad-Hoc Networks [Text] / H.F. Rashvand, H.-C. Chao // London: The Institution of Engineering and Technology, 2013. - 506 p.
3. Голубничая Е.Ю. Упрощенный алгоритм маршрутизации в WI-FI MESH-сетях мониторинга [Текст] / Е.Ю. Голубничая, Б.Я. Лихтциндер // «Инфокоммуникационные технологии» Том 12, № 2, 2014. С. 53-57.
4. Namicheishvili O. Two models for two hop relay routing with limited packet lifetime[Text] / Oleg Namicheishvili, Hamlet Meladze, Irma Aslanishvili // Transactions. Georgian Technical University. Automated control systems No 1(10), 2011. P. 54-58.
5. Cheikh S. O. New metric for HWMP protocol (NMH) [Text] / Sidi Ould Cheikh , Malik Mubashir Hassan and Abdelhak Geuroui // International Journal of Computer Networks & Communications (IJCNC) Vol.5, No.2, March 2013 International Journal of Computer Networks & Communications (IJCNC) Vol.5, No.2, March 2013 . - P. 49-58.

## РАДИОЧАСТОТНЫЕ МОНОИММИТАНСНЫЕ ЛОГИЧЕСКИЕ R-ЭЛЕМЕНТЫ

Филинюк Н. А., Лищинская Л.Б., Войцеховская Е.В., Стахов В. П.

Винницкий национальный технический университет

21021, г.Винница, Хмельницкое шоссе, 95, Украина,

тел.: (+380432) 560848, E-mail: vntu@vntu.edu.ua

The given work presents the general principles of monoimmittance logic elements, designed schemes monoimmittance logic elements using the resistance to implement logic functions "NOT", "AND" and "OR". Also assessed the performance and power consumption of these elements.

### ВВЕДЕНИЕ

Современная вычислительная техника использует для передачи и обработки информации видеоимпульсные сигналы [1]. Одновременно, но в значительно меньшей степени, для передачи и обработки информации находят применение оптические [2], радиочастотные [3] и другие сигналы. В этих специфических случаях выбор вида сигнала определяется или физической природой обрабатываемого параметра, или улучшением каких либо параметров информационной системы, что может быть достигнуто, например, возможностью обработки информации на несущей частоте сигнала, без преобразования ее в видеоимпульсные сигналы. Такие задачи могут быть решены с использованием иммитансных логических элементов [4]. В качестве информационного параметра в иммитансных логических элементах используются комбинации резистивного, индуктивного и ёмкостного иммитансов и их можно рассматривать, как мультииммитансные логические элементы. Для практического использования более предпочтительны логические элементы, использующие один информационный параметр, например, только активное сопротивление – (R-элемент), ёмкостной иммитанс –  $X_C$  (C-элемент) или индуктивный иммитанс –  $X_L$  (L-элемент). Такие логические элементы являются моноиммитансными логическими элементами (МИЛЭ). Отсутствие исследований по их реализации и оценке параметров определяет актуальность представленной работы.

### Основная часть

Известно, что логический уровень видеоимпульсного логического элемента определяется диапазоном значений напряжений или токов. Кроме напряжения и тока, состояние электрической цепи на переменном токе можно охарактеризовать дифференциальными активным R, ёмкостным  $X_C = 1/\omega C$  и индуктивным  $X_L = \omega L$  сопротивлениями. Следовательно, логические состояния схемы можно также характеризовать диапазоном значений этих параметров. Например, логической единице – «1» соответствует диапазон изменения  $R_{(1)} > R_0$ , а логическому нулю – «0», соответствует диапазон изменения  $R_{(0)} < R_0$  (моноиммитансный логический R-элемент), где  $R_0$  – резистивная граница логического уровня. Аналогично: для ёмкостного сопротивления: «1»  $\equiv X_{C(1)} > X_{C0}$ ; «0»  $\equiv X_{C(0)} < X_{C0}$  (моноиммитансный логический C-элемент); для индуктивного сопротивления: «1»  $\equiv X_{L(1)} > X_{L0}$ ; «0»  $\equiv X_{L(0)} < X_{L0}$  (моноиммитансный логический L-элемент). Учитывая ограниченный объём публикации, на данном этапе рассмотрим только моноиммитансные логические R-элементы (МИЛЭ-R).

В качестве простейшего МИЛЭ-R «НЕ» возможно использование свойства четвертьволнового отрезка линии передачи, реализующего «четвертьволновый трансформатор» (рис. 1) [5].

Выходное сопротивление такого отрезка линии передачи зависит от сопротивления  $Z_{вх}$ , подключаемого на его входе.

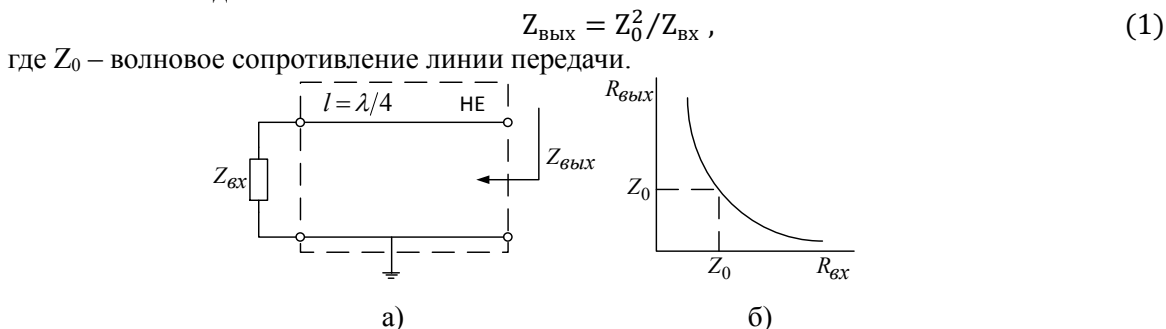


Рис. 1 - "Четвертьволновый трансформатор" (а), реализующий моноиммитансный логический R-элемент "НЕ", и его передаточная характеристика (б)

Если  $Z_{\text{вх}} = R_{\text{вх}}$ , тогда  $Z_{\text{вых}} = R_{\text{вых}} = Z_0^2 / R_{\text{вх}}$ . Считая, что  $Z_0$  имеет действительное фиксированное значение, передаточная характеристика такого элемента имеет вид, представлений на рис. 1б. Из графика видно, при  $R_{\text{вх}} > Z_0$ ,  $R_{\text{вых}} < Z_0$  и наоборот, что соответствует условиям построения МИЛС-Р «НЕ».

Одним из возможных вариантов реализации МИЛС-Р «И» является схема, представленная на рис. 2.

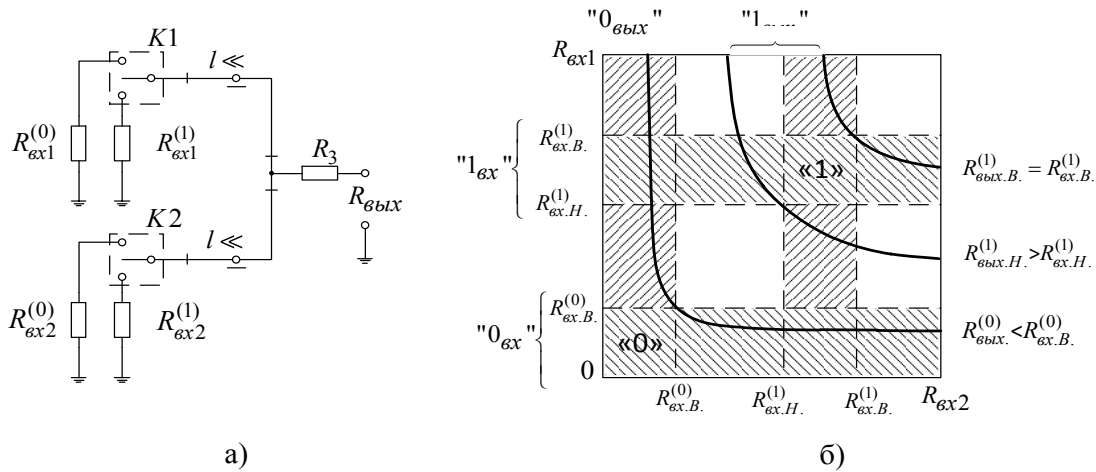


Рис. 2 - Электрическая схема (а) и иммитансная передаточная характеристика (б) МИЛС-Р "И" (на схеме K1 и K2 - условные коммутаторы)

Выходное активное сопротивление схемы при условии, что длина всех соединительных отрезков линии передачи  $l \ll \lambda$ , где  $\lambda$  – длина электромагнитной волны в линии передачи, равно

$$R_{\text{вых}} = R_3 + \frac{R_{\text{вх1}} R_{\text{вх2}}}{R_{\text{вх1}} + R_{\text{вх2}}}. \quad (2)$$

Уравнение (2) описывает иммитансную передаточную характеристику схемы, представляющую в координатах  $R_{\text{вх.1}}$  и  $R_{\text{вх.2}}$  семейство равнобочных гипербол, положение которых может регулироваться величиной резистора  $R_3$ .

Ограничим нулевой логический уровень диапазоном изменения входного сопротивления ( $0 \div R_{\text{вх.0}}$ ), а единичный уровень – диапазоном ( $R_{\text{вх.1}}^{(1)} \div R_{\text{вх.2}}^{(1)}$ ). Для обеспечения запаса схемы по помехоустойчивости, задаемся верхней границей нулевого логического уровня на выходе схемы из условия  $R_{\text{вых.0}}^{(0)} < R_{\text{вх.0}}^{(0)}$ . При этом нижняя граница этого уровня  $R_{\text{вых.0}}^{(0)} = 0$ . Исходя из требований помехоустойчивости границы единичного логического уровня на выходе схемы определяем из условий:  $R_{\text{вых.1}}^{(1)} > R_{\text{вх.1}}^{(1)}$ ,  $R_{\text{вых.2}}^{(1)} = R_{\text{вх.2}}^{(1)}$ . С учётом введённых ограничений, области работы МИЛС-Р «И» определяются заштрихованными квадратами «0» и «1» на рис.2б.

Электрическая схема варианта реализации МИЛС-Р «ИЛИ» показана на рис.3а.

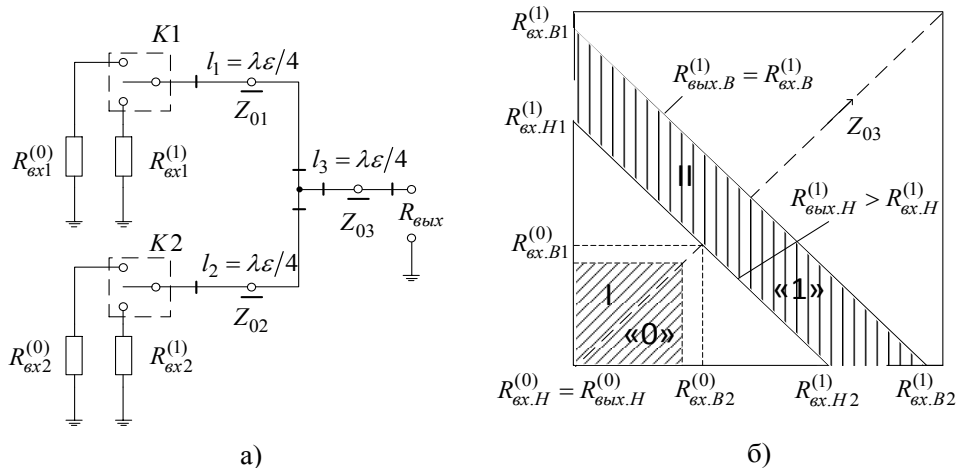


Рис. 3 - Электрическая схема (а) и иммитансная передаточная характеристика (б) моноиммитансного R-логического элемента "ИЛИ"



Учитывая трансформирующие свойства четвертьволновых отрезков линии передачи  $l_1 - l_3$ , имеющих соответственно волновые сопротивления  $Z_{01} - Z_{03}$ , находим

$$R_{\text{вых}} = \frac{Z_{03}^2 (Z_{01}^2 R_{\text{вх}2} + Z_{02}^2 R_{\text{вх}1})}{Z_{01}^2 Z_{02}^2}. \quad (3)$$

Считая, что входные каналы МИЛЭ идентичны, т.е.  $Z_{01} = Z_{02}$ , из (3) находим

$$R_{\text{вых}} = \frac{Z_{03}^2 (R_{\text{вх}1} + R_{\text{вх}2})}{Z_{01}^2}. \quad (4)$$

Из (4) следует, что иммитансная передаточная характеристика МИЛЭ на плоскости в координатах  $R_{\text{вх}1}$  и  $R_{\text{вх}2}$  представляет прямую линию (рис.3б) положение которой может регулироваться путем задания значений волновых сопротивлений  $Z_{01}$  и  $Z_{03}$  отрезков линии передачи. Для обеспечения запаса схемы по помехоустойчивости, необходимо ограничить диапазон изменения входных активных иммитансов условиями:  $R_{\text{вых}H}^{(1)} > R_{\text{вх}H}^{(1)}$ ,  $R_{\text{вых}B}^{(1)} = R_{\text{вх}B}^{(1)}$ ,  $R_{\text{вых}B}^{(0)} > R_{\text{вх}B}^{(0)}$ ,  $R_{\text{вых}H}^{(0)} = R_{\text{вх}H}^{(0)}$ . Выполнение этих условий может быть достигнуто выбором значений волновых сопротивлений  $Z_{01}$  и  $Z_{02}$ .

Важнейшими параметрами любого логического элемента являются его быстродействие и потребляемая мощность.

Быстродействие иммитансного логического элемента определяется задержкой установления иммитанса выхода ИЛЭ при изменении значения иммитанса цепи, подключенной к его входу. Для МИЛЭ-R «НЕ» эта задержка определяется временем прохождения электромагнитной волны от входа до выхода элемента:

$$\tau = l/\mathcal{V} = \frac{l\sqrt{\epsilon\mu}}{\lambda f}, \quad (5)$$

где  $\mathcal{V} = c/\sqrt{\epsilon\mu}$  - скорость электромагнитной волны в линии передачи,  $c$  - скорость света в свободном пространстве,  $\epsilon$  и  $\mu$  - соответственно относительные диэлектрическая и магнитная проницаемость диэлектрического материала, заполняющего линию передач между проводниками,  $f$  - частота сигнала. Для схемы МИЛЭ-R «НЕ», представленного на рис.1, реализуемой на основе микрополосковой линии с диэлектрическим заполнением, имеем:  $l = \lambda/4$ ,  $\mu = 1$ . Откуда

$$\tau(\text{НЕ}) = \sqrt{\epsilon}/4f. \quad (6)$$

Например, при использовании в качестве диэлектрической подложки керамики с  $\epsilon = 9$ , на частоте 10 ГГц, имеем потенциальное значение задержки  $\tau_1(\text{НЕ}) = 75$  пСек. При использовании воздушного диэлектрика имеем:  $\epsilon = 1$ ,  $\tau_2(\text{НЕ}) = 25$  пСек. Увеличение несущей частоты до 100 ГГц также ведет к росту быстродействия МИЛЭ, соответственно до  $\tau_1'(\text{НЕ}) = 7,5$  пСек и  $\tau_2'(\text{НЕ}) = 2,5$  пСек. Еще большее быстродействие можно достичь у МИЛЭ «И», у которого длина отрезков линии передачи  $l_1 \ll \lambda$ ,  $l_2 \ll \lambda$ . А потенциальное быстродействие МИЛЭ «ИЛИ» (рис.3а), где длина отрезка линии передачи между входом и выходом равна  $l = l_1 + l_3$ , когда  $l_1 = l_2$ , составляет  $\tau(\text{ИЛИ}) = \sqrt{\epsilon}/2f$ , т.е. наблюдается двукратная задержка сигнала по сравнению с МИЛЭ «НЕ».

Вторым важнейшим параметром МИЛЭ является величина потребляемой мощности. Мощность  $P_R$  сигнала, рассеиваемая на сопротивлении  $R_{\text{вх}}$ , зависит от мощности сигнала  $P_{\sim}$  несущей частоты. Её минимальное значение  $P_{\sim \text{min}}$  должно быть больше мощности шумов, создаваемых омическим сопротивлением  $R_{\text{вх}}$ :

$$P_{\text{ш}} = 4kT\Delta f, \quad (7)$$

где:  $k$  - постоянная Больцмана,  $\Delta f$  - полоса рабочих частот,  $T$  - абсолютная температура.

Минимальная полоса рабочих частот определяется стабильностью частоты опорного генератора. Например, при относительной стабильности частоты генератора  $\Delta f/f = 10^{-6}$  и несущей частоте 1ГГц, рабочая полоса частот моноиммитансного логического элемента равна 1кГц. В этом случае  $P_{\text{ш}} = 4.290 \cdot 1.38 \cdot 10^{-23} \cdot 10^3 = 1.6 \cdot 10^{-19}$ Вт. Откуда  $P_{\text{вх}\sim} > 1.6 \cdot 10^{-19}$ Вт. С учетом необходимости обеспечения коэффициента разветвления по выходу  $K_{\text{раз}}$ , мощность сигнала, потребляемая МИЛЭ, будет равна  $P_{\sim \text{min}} > 4kT\Delta f K_{\text{раз}}$ .

## ВЫВОДЫ

1. Обоснованы принципы построения моноиммитансных логических элементов, использующих в качестве информационного параметра значение иммитанса одного характера: или активное, или емкостное, или индуктивное сопротивление, что обеспечивает по сравнению с мультииммитансными RLC-логическими элементами более высокие энергетические характеристики, так как они могут работать без внешнего источника постоянного тока.

2. Проведена численная оценка быстродействия и потребляемой мощности пассивных моноиммитансных логических R-элементов, которая показала, что время переключения таких элементов определяется скоростью распределения электромагнитной волны в линии передачи, частотой и геометрической длиной линии передачи. Потенциальная оценка задержки сигнала в рассмотренном R-элементе на частоте 10 ГГц равна 75 пСек и уменьшается с ростом частоты. Энергетические потери в рассмотренных элементах в основном определяются диссипативными потерями на активных сопротивлениях электрических цепей, подключаемых ко входам МИЛЭ. При использовании опорного генератора с относительной стабильностью частоты  $10^{-6}$  на несущей частоте 1 ГГц величина потребляемой мощности МИЛЭ  $P_{\sim} > 1,6 \cdot 10^{-19}$ Вт и растет пропорционально коэффициенту разветвления по выходу.

#### **ПЕРЕЧЕНЬ ССЫЛОК**

1. Бабич Н.П., Жуков И.А. Компьютерная схемотехника. Методы построения и проектирования: Учебное пособие. – К., «МК-Пресс», 2004. – 576с.
2. Торчигин В.П. Оптические логические элементы на основе нелинейных интерференционных фильтров - Квант. электрон., т. 19, № 6, 1992.
3. Кичак В.М., Семенова О.О. Радіочастотні та широтно-імпульсні елементи цифрової техніки: Монографія. – Вінниця: УНІВЕРСУМ-Вінниця, 2008. – 163с.
4. Ліщинська Л.Б., Філінюк М.А. Імітансна логіка. – Міжн. науково-технічний журнал “Інформаційні технології та комп’ютерна інженерія”, №2(18), 2010.
5. Лебедев И.В. Техника и приборы СВЧ. - М.Высшая Школа, т.1, 1970 - 439с.

# ОБЕСПЕЧЕНИЕ ПОМЕХОЗАЩИЩЕННОСТИ В СИСТЕМАХ ПЕРЕДАЧИ ПРИ ИСПОЛЬЗОВАНИИ ДВУМЕРНЫХ ОПТИЧЕСКИХ НАПРАВЛЯЮЩИХ СТРУКТУР НА ОСНОВЕ ФОТОННЫХ КРИСТАЛЛОВ

Филипенко А.И., Донсков А.Н.

Харьковский национальный университет радиоэлектроники

61166, Харьков, пр. Ленина, 14, каф. Технологии и автоматизации производства РЭС и ЭВС, тел. (057) 702-14-86, E-mail: [tapr@kture.kharkov.ua](mailto:tapr@kture.kharkov.ua)

We investigated the impact of the pillars diameter on the frequency band in the case of 2D photonic crystal guide. We also have shown that by changing the diameter of some pillars in the photonic crystal waveguide structure we can design filters with various characteristics.

Применение фотонных кристаллов в системах передачи и коммутации в основном связано с использованием фотонной запрещенной зоны (ФЗЗ). Наряду с возможностью проектирования положения фотонных запрещенных зон в определенной области спектра посредством изменения геометрии, фотонные кристаллы предлагают беспрецедентную гибкость в создании помехозащищенных оптических компонентов с малыми потерями и высокой отражательной способностью среды для создания оптических волноводов практически в любом диапазоне частот видимой и ИФ областей спектра.

В данной работе мы рассмотрим распространение волн в фотонном кристалле, который состоит из периодической решетки столбиков GaAs. Диаметр столбиков исследуемого фотонного кристалла  $D = 125$  нм, а расстояние между центрами столбиков (шаг)  $\Lambda = 380$  нм. Удалив некоторые из столбиков в кристаллической структуре, возможно создать волновод для диапазона частот в пределах ширины запрещенной зоны (рисунок 1). Свет может распространяться вдоль созданной таким образом волноводной структуры.

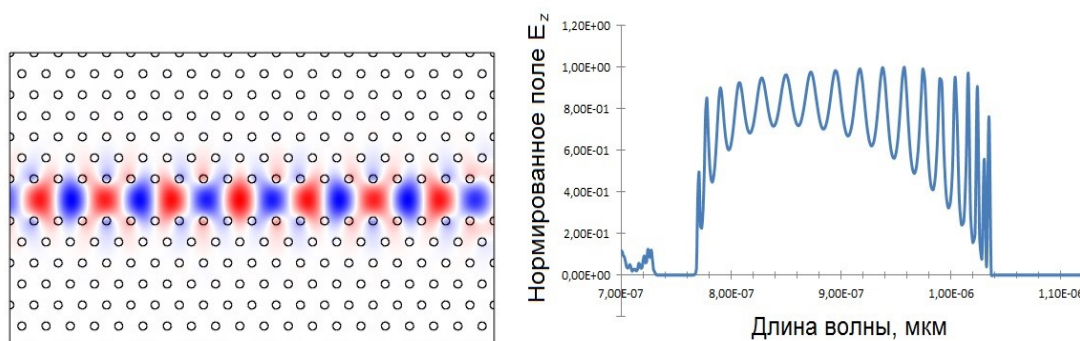


Рисунок 1 – Исследуемый ФК волновод и его полоса пропускания

Для моделирования распространения света через фотонно-кристаллическую структуру мы рассматриваем распространение высокочастотных ТЕ волн. Формулы для расчета распределения высокочастотных ТЕ и ТМ волн могут быть получены из уравнений Максвелла в дифференциальной форме, из которых выводится скалярное уравнение для поперечной составляющей электрического поля  $E_z$  [2]

$$-\nabla \cdot \nabla E_z - n^2 k_0^2 = 0,$$

где  $n$  – коэффициент преломления и  $k$  – волновое число в свободном пространстве.

При увеличении диаметра столбиков исследуемого волновода полоса пропускания смещается в область более длинных волн (рисунок 2 (а)). Как видно из рисунка, на основе волновода данного типа возможно создание фильтров путем изменения диаметра столбиков GaAs. Однако, на границах полосы пропускания наблюдаются значительные скачки (помехи). С целью увеличения помехозащищенности таких устройств предложено использование многокаскадного волновода (рисунок 2 (б)), в котором имеются области со столбиками разного диаметра (125-155-160-165-125). Результаты моделирования распространения ТЕ волн в фильтрах предложенного типа показывают значительное снижение скачков за пределами полосы пропускания (рисунок 2 (в)). Отметим также, что полученные результаты хорошо согласуются с результатами, представленными в работе [3].

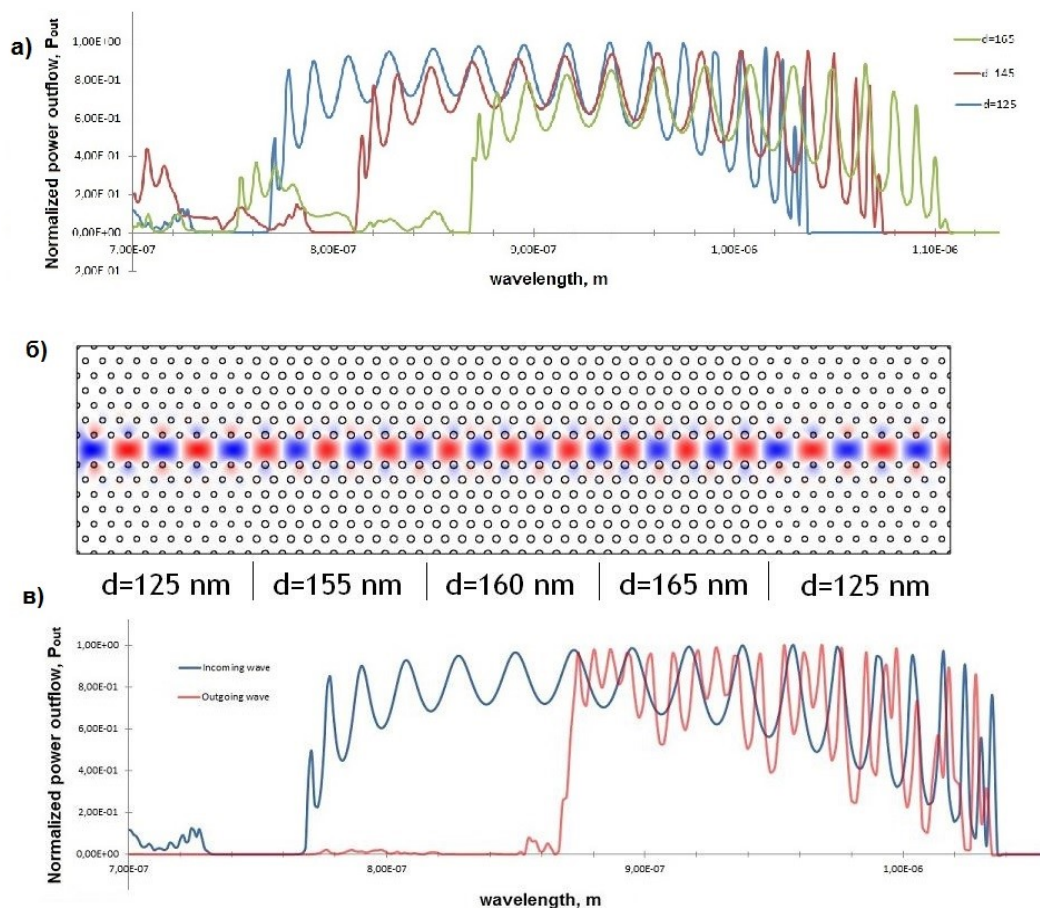


Рисунок 2 – Полосы пропускания для волноводов с разными значениями диаметров столбиков и геометрическая структура исследуемого фильтра: а) полосы пропускания волноводов с большими диаметрами столбиков; б) геометрическая структура рассматриваемого фильтра; в) полоса пропускания фильтра.

### ПЕРЕЧЕНЬ ССЫЛОК

1. M. Skorobogatiy, J. Yang, "Fundamentals of Photonic Crystal Guiding", Cambridge University Press, 2009. – 263p.
2. Jiaming Jin "The finite element method in electromagnetics", John Wiley & Sons Inc., pp. 5-9, 2002.
3. A.I. Filipenko, A.N. Donskov, "Influence of geometrical structure on the pass band of 2-d photonic crystal filter" Telecommunications and Radio Engineering, 73 (11):pp.985-992, 2014

## ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТЬ МОЕМС-ПЕРЕКЛЮЧАТЕЛЕЙ С ЭЛЕКТРОСТАТИЧЕСКИМ УПРАВЛЕНИЕМ

Филипенко А. И., Чалая Е. А.

Харьковский национальный университет радиоэлектроники  
61166, Харьков, пр. Ленина 14, каф. Технологии и автоматизации производства радиоэлектронных средств и электронно-вычислительных устройств  
тел.(057) 702-14-86

E-mail: [tapr@kture.kharkov.ua](mailto:tapr@kture.kharkov.ua), факс .(057) 702-14-86

The work considers the immunity MOEMS switches with electrostatic switch. The conducted researches allow to find a compromise in the choice of values of the control voltage, the geometric parameters of the electrode – mirror, the base height of the bridge electrode, the mirror to ensure the stability and noise immunity of switching.

С ростом объемов обрабатываемой информации, необходимости ее хранения и передачи во всех областях инженерии сегодня, надежные высокоскоростные широкополосные системы связи стали незаменимы. Среди оптических компонентов, оптический переключатель является одним из ключевых устройств, так как он играет особую роль в контроле, мониторинге, защите, управлении и других функциях в коммуникационных сетях. Например, в полностью оптической сети (AON), оптические переключатели позволяют выбирать направления сигнала, добавляя или пропуская информацию, защищая сети, и так далее. Эти функции могут быть реализованы при помощи традиционных электрических переключателей после преобразования оптического сигнала в электрический, который затем превращается обратно в оптический сигнал для дальнейшей передачи. Однако, оптическое переключение более предпочтительно [1], так как преобразование оптических сигналов в электрические – критически опасное место в AON, когда большой объем информации должен быть распределен между различными узлами. Поэтому оптическое переключение без учета протоколов трафика – перспективное направление в динамически развивающихся оптических цепях.

Наиболее перспективное направление микроэлектроники сегодня – MEMS-технология, которая позволяет реализовывать высокоскоростные элементы и электронные устройства, выполненные на одном кристалле. Применение MEMS оптических переключателей является альтернативным подходом к миниатюризации и улучшению характеристик аппаратуры связи, что обуславливает актуальность исследования возможностей их применения и улучшения существующих характеристик.

В микрооптоэлектромеханических переключателях каждое микрзеркало представляет собой вращающееся плоское зеркало, которое поворачивается на определенный фиксированный угол и коммутирует отраженный луч на выходной порт.

При разработке и проектировании можно выделить основные требования к переключателям, которые непосредственно будут влиять на качество, передаваемого сигнала, это: минимальные перекрестные потери; малые оптические потери; слабая зависимость перечисленных параметров от паразитных воздействий; высокое быстродействие; надежность и технологичность.

Схемы электрооптических переключателей могут быть довольно быстродействующими (~ 10 нс). Однако они имеют спектральную зависимость и относительно высокие перекрестные помехи.

Перекрестные помехи обычно вызываются паразитными ёмкостными, индуктивными или проводящими связями, которые в данном случае могут иметь место по цепям управления положением зеркал.

Для определения емкости в электрооптомеханических переключателях между управляемым электродом и электродом-зеркалом, при их параллельном размещении можно использовать формулу:

$$C = \frac{\varepsilon_0 A}{g} = \frac{\varepsilon_0 W w}{g}, \quad (1)$$

где  $W$  – ширина управляющего электрода;  $w$  – ширина электрода-зеркала  $g$  – расстояние между электродом-зеркалом и управляющим электродом.

Электростатическая сила  $F_e$ , приложенная к электроду-зеркалу, может быть найдена с учетом емкости:

$$F_e = \frac{1}{2} V^2 \frac{dC(g)}{dg} = -\frac{1}{2} \frac{\varepsilon_0 W w V^2}{g^2}, \quad (2)$$

где  $V$  – напряжение между электродом-зеркалом и управляющим электродом.

Стоит отметить, что приложенная сила  $F_e$  зависит от полярности напряжения.

На рисунке 1 приведено два варианта управления электрооптопереключателя с электростатической активацией. На рисунке а) изображено схему двойной фиксации электрода-зеркала, на б) – с кантилеверной фиксацией. При подаче напряжения на один из отклоняющих электродов между ним и структурой микрзеркала возникает электростатическая сила, которая притягивает микрзеркало к отклоняющему электроду. Когда отклоняющее напряжение убирается, микрзеркало под действием силы упругости возвращается в исходное положение.

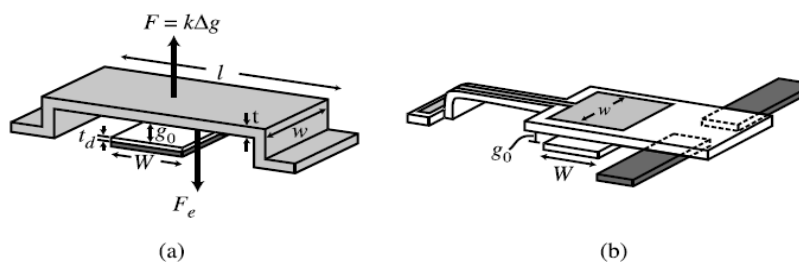


Рисунок 1 – MOEMS-переключатели с электростатическим управлением  
а) двойная фиксация электрода-зеркала ;б) кантилеверная фиксация подложки

Приравнивая приложенную электростатическую силу с силой упругости восстановления ( $F = kx$ ), возникающую вследствие жесткости подложки электрода-зеркала имеем:

$$\frac{1}{2} \frac{\epsilon_0 W w V^2}{g^2} = k(g_0 - g), \quad (3)$$

где  $g_0$  - базовая высота моста электрода-зеркала.

Для расчета приложенного напряжения, используя формулу 3 имеем:

$$V = \sqrt{\frac{2k}{\epsilon_0 W w} g^2 (g_0 - g)}, \quad (4)$$

Высота зазора в зависимости от приложенного напряжения дает два возможных варианта позиции электрода-зеркала для приложенного напряжения (рисунок 2). Результат положения электрода-зеркала становится нестабильным при  $2/3 g_0$ , что становится следствием положительной обратной связи при электростатическом воздействии. Это следствие может быть рассчитано при учете электростатических сил в условиях электростатического поля, действующего на электрод-зеркало:

$$F_e = \frac{QE}{2}, \quad (5)$$

где  $Q$  - заряд на электроде-зеркале,  $E = V/g$  – электростатическое поле, вызванное увеличением напряжения.

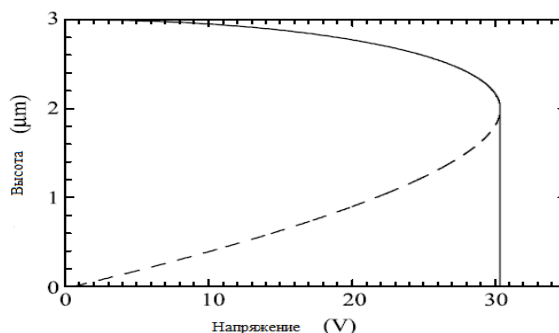


Рисунок 2 – Зависимость высоты зазора электрода-зеркала от приложенного напряжения

При увеличении напряжения источника соответственно увеличивается сила давления за счет увеличения заряда. Одновременное увеличение силы воздействия уменьшает ширину зазора электрода-зеркала, которое неизменно приведет к увеличению емкости цепи, и электрического поля. При приращении электростатической силы больше чем значения приращения силы упругости материала зеркала, оно становится нестабильным и коллапсирует, приходя в крайнее нижнее статическое положение, причем кантилевер или мембрана переключателя должны быть достаточно жесткими, что бы преодолеть силу адгезии («залипания») после снятия управляющего напряжения. При создании переключателей с низким управляющим напряжением, а значит и малой силой упругости подвижного электрода, наиболее подходящим материалом для омического контакта является золото или серебро – благодаря низкой твердости, очень низкому контактному сопротивлению (среди мягких металлов).

Взяв производную (от 4) с учетом нахождения зеркала в базовом нулевом положении, оказывается, что нестабильная позиция зеркала соответствует  $2/3$  от базовой высоты. Учитывая это значение, управляющее напряжение может быть найдено:

$$V_p = V(2g_0/3) = \sqrt{\frac{8k}{27\varepsilon_0 W w} g_0^3}, \quad (6)$$

На рисунке 3 приведена кривая зависимости управляющего напряжения для моста из золота и алюминия с остаточными напряжениями 0, 30 и 60 МПа от геометрических параметров электрода-зеркала с двойной фиксацией для управления электрооптопереключателя с электростатической активацией, рассчитанной по формуле 6.

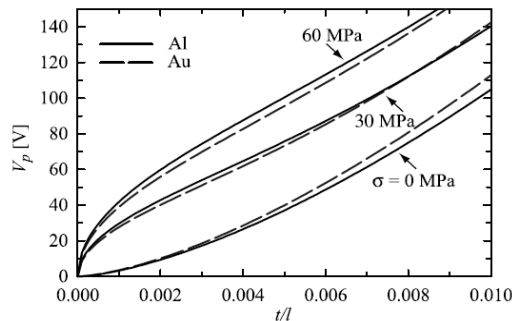


Рисунок 3 – Зависимость управляющего напряжения от геометрических параметров ( $t$  – толщина,  $l$  высота) электрода-зеркала с двойной фиксацией для управления электрооптопереключателя с электростатической активацией

Аналогично, была построена зависимость изменения размеров зазора от приложенного управляющего напряжения с кантилеверной фиксацией для управления электрооптопереключателями с электростатической активацией (рисунок 4).

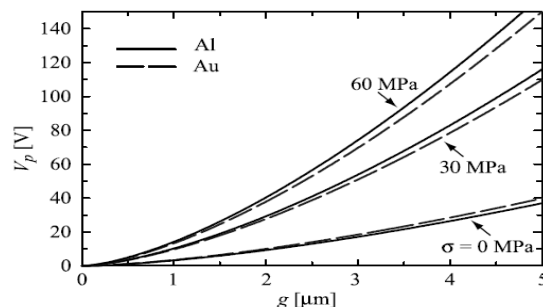


Рисунок 4 Зависимости управляющего напряжения от высоты моста электрода-зеркала с кантилеверной фиксацией для управления электрооптопереключателя с электростатической активацией

Из анализа графиков видно, что с одной стороны уменьшение действующего управляющего напряжения упрощает реализацию схем электрического управления, а с другой стороны - снижает помехозащищенность. Проведенные исследования позволяют найти компромиссное решение при

выборе значений управляющего напряжения, геометрических параметров (толщины и высоты) электрода – зеркала, базовой высоты моста электрода-зеркала с учетом обеспечения стабильности и помехозащищенности переключения.

**ПЕРЕЧЕНЬ ССЫЛОК:**

1 Tomsu, P. Next Generation Optical Networks [Text] / P. Tomsu, C. Schmutzer // The Convergence of IP Intelligence and Optical Technologies, Prentice Hall, Upper Saddle River, NJ. - 2002.

2 Басиладзе, Г.Д., Бержанский, В.Н., Долгов, А.И. Электро - и магнитооптические переключатели для волоконно-оптических сетей связи «Ученые записки Таврического национального университета имени В.И. Вернадского» Серия «Физико-математические науки». Том 25 (64). 2012 г. № 1. С. 140-159.

3 Gabriel M., Rebeiz RF MEMS: Theory, Design, and Technology [Text] / Gabriel M. Rebeiz ISBN: 0-471-20169-3, John Wiley & Sons, Copyright 2003.



## ПРОБЛЕМИ ВИКОРИСТАННЯ ПРИСТРОЇВ НА ФОТОННО-КРИСТАЛІЧНИХ ВОЛОКНАХ ДЛЯ ЗАБЕЗПЕЧЕННЯ ПЕРЕШКОДОЗАХИЩЕНОСТІ СИСТЕМ ПЕРЕДАЧІ

Филипенко О.І., Сичова О.В.

Харківський національний університет радіоелектроніки  
61166, Харків, пр. Леніна, 14, каф. Технології та автоматизації виробництва РЕЗ та ЕОЗ, тел. (057)  
702-14-86, E-mail: [tapr@kture.kharkov.ua](mailto:tapr@kture.kharkov.ua)

In this paper the connection problem photonic-crystal fiber with a standard fiber was researched. Photonic-crystal fiber used as dispersion compensators in optical transmission systems, thus increasing the noise immunity.

Застосування високошвидкісних систем передачі дозволяє підвищити ефективність використання обладнання та оптичного волокна (ОВ), знизити вартість каналу зв'язку і задовольнити зростаючі потреби в створенні швидкодіючих мереж доступу і транспортних магістралей. Одним з основних параметрів що характеризують ефективність системи передачі є її перешкодозахищеність. Перешкодозахищеність систем передачі оцінюють за допомогою порога чутливості фотоприймального пристрою, тобто мінімальної середньої потужності на прийомі, при якій в заданій смузі частот зберігається задане відношення сигнал/перешкода. В залежності від порога чутливості вибирається довжина ділянки зв'язку або максимальна швидкість передачі.

При швидкостях передачі 10 Гбіт/с і вище головним фактором обмежуючим швидкість передачі є дисперсія оптичного волокна, яка призводить до розширення імпульсів, та як наслідок, до міжсимвольних перешкод. Фактично має місце проблема хроматичної перешкодозахищеності. Для збільшення довжини ділянки зв'язку або швидкості передачі необхідні пристрої, що компенсують дисперсію волокна. Найбільшого поширення набули такі методи компенсації дисперсії:

- просторова компенсація за допомогою волокна з негативною дисперсією;
- компенсація за допомогою дискретних раманівських підсилювачів;
- компенсація дисперсії на модах вищого порядку;
- інверсія спектра в середині лінії (звернення хвильового фронту);
- динамічна компенсація за допомогою керуючої електроніки;
- компенсуючі пристрої на основі бреггівських решітки або інтерферометра.

Але вже зараз знаходять своє використання компенсатори дисперсії, виконані на основі фотонно-кристалічного волокна (ФКВ). Це сучасний метод компенсації, який має свої безперечні переваги.

Дисперсійні властивості фотонно-кристалічних волокон залежать від розмірів повітряних каналів та їх взаємного розташування. Ці волокна можуть мати аномальну дисперсію в значно більш короткохвильовій області спектра, ніж звичайні волоконні світловоди, майже до довжин хвиль  $\lambda \leq 0,8$  мкм. Абсолютна величина дисперсії в фотонно-кристалічних волокнах може на порядок перевищувати значення дисперсії в стандартних одномодових волокнах та досягати 2000 пс/(нм·км), а залежність дисперсії від довжини хвилі в широкому спектральному діапазоні може бути дуже слабкою. Стандартне одномодове волокно має нульову дисперсію на довжині хвилі 1310 нм. Таким чином, в області використання DWDM-систем воно має значний рівень дисперсії. Для ефективної передачі даних при сучасних швидкостях передачі та кількості каналів від 40 до 80 і більше, в частотному інтервалі DWDM необхідно ретельно керувати ефектом хроматичної дисперсії. Для цього перспективним є використання блоків компенсації дисперсії, побудованих на основі ФКВ. Вже зараз отримано ФКВ з великою негативною дисперсією і підвищеною нелінійністю, що визначає ефективність їх застосування в компенсуючих пристроях. Необхідна довжина такого фотонно-кристалічного волокна при тому ж коефіцієнті посилення більш ніж на порядок менше, ніж стандартного кварцового оптичного волокна.

В ФКВ дисперсію можна визначити як [1]:

$$D = -\frac{\lambda}{c} \cdot \frac{d^2 n_{\text{eff}}}{d\lambda^2}, \quad (1)$$

де  $c$  – швидкість світла в вакуумі;  
 $n_{\text{eff}}$  – ефективний показник заломлення ФКВ;  
 $\lambda$  – довжина хвилі.

На рис. 1 представлена хроматична дисперсія для трьох ФКВ з однаковими радіусом серцевини – 40 мкм і кроком між отворами в оболонці – 10 мкм, та різними діаметрами повітряних отворів  $d$  – 1 мкм, 2 мкм і 5 мкм. Можна побачити, що при зміні діаметра отворів на 1 мкм дисперсія змінюється приблизно до 10 пс/(нм·км).

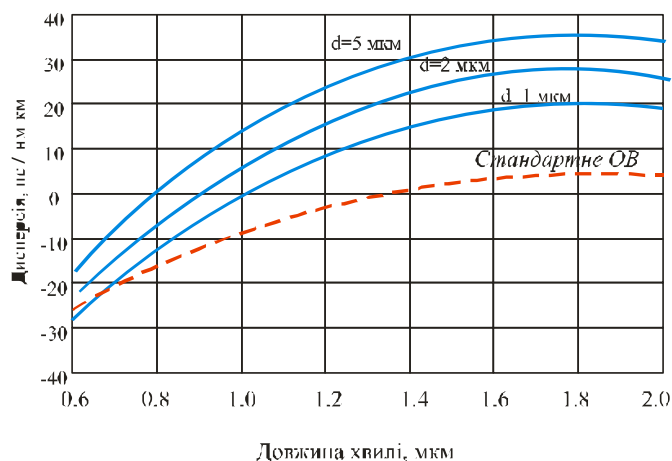


Рисунок 1 – Хроматична дисперсія для ФКВ з різними розмірами отворів та з шагом їх розташування рівним 10 мкм

Незважаючи на очевидні переваги компенсаторів дисперсії на ФКВ є деякі труднощі для їх широкого застосування. Однією з основних проблем є складність виконання якісного з'єднання та узгодження ФКВ зі стандартним оптичним волокном. Якщо з'єднуються два ідентичних волокна з однаковим розподілом модового поля, коефіцієнт передачі в ідеальному випадку буде дорівнювати одиниці, а втрати, відповідно, нулю. Однак на практиці такі значення не досяжні внаслідок різних факторів, які впливають на якість з'єднання. Найсуттєвішими по внесеним втратам можна виділити поперечне, кутове та подовжнє зміщення [2]. Щоб з'ясувати яким чином впливають зазначені фактори на якість передачі сигналу у випадку з'єднання пристроїв на ФКВ зі стандартним ОВ було проведено моделювання та виконано розрахунки. В табл. 1 наведено характеристики використаних в моделюванні оптичних волокон. Отримані в результаті моделювання зображення поперечних перетинів волокон та їх розподіли модових полів представлено на рис. 2 та рис. 3.

Таблиця 1 - Характеристики оптичних волокон

Тип волокна	Діаметр сердцевини, мкм	Діаметр отворів в оболонці ФКВ, мкм	Відстань між отворами, мкм	Показник заломлення оболонки	Показник заломлення сердцевини	Радіус модового поля, мкм
PCF-10 (рис. 2)	10	2,142	7,14	1,46	-	23
SMF (рис. 3)	10	-	-	1,4378	1,4457	12,5

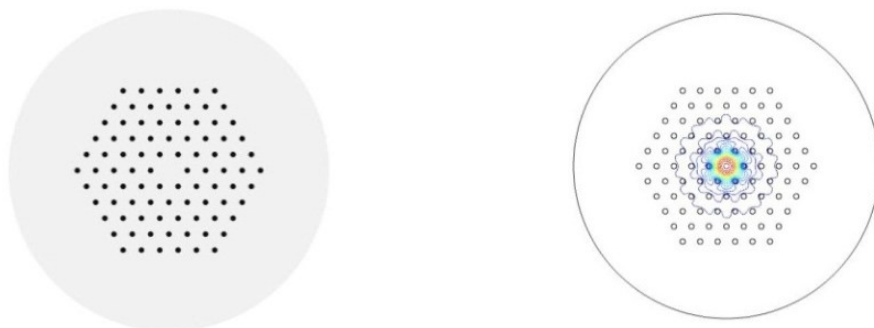


Рисунок 2 – Структура ФКВ з діаметром сердцевини 10 мкм та отриманий розподіл поля основної моди на довжині хвилі  $\lambda = 1.55\text{мкм}$



Рисунок 3 – Одномодове ОВ з радіусом серцевини  $r = 5 \mu\text{мкм}$  та розподіл поля основної моди на довжині хвилі  $\lambda = 1,55 \mu\text{мкм}$

Втрати при поперечному зсуві волокон визначалися за формулою [3]:

$$\alpha_t = -10 \lg \left( \frac{4w_1^2 w_2^2}{(w_1^2 + w_2^2)^2} \exp \left( -\frac{2r_d^2}{w_1^2 + w_2^2} \right) \right), \quad (2)$$

де  $r_d = (d_x^2 + d_y^2)^{1/2}$  - поперечне зміщення двох волокон;

$w_1, w_2$  - їх радіуси модових полів.

Втрати при подовжньому зміщенні волокон розраховувалися таким чином:

$$\alpha_l = -10 \lg \left( \frac{4w_1^2 w_2^2}{\frac{l^2}{k_0^2} + (w_1^2 + w_2^2)^2} \right), \quad (3)$$

де  $l$  - подовжнє зміщення волокон;

$$k_0 = \frac{2\pi}{\lambda}.$$

Втрати при кутовому зміщенні визначалися за формулою:

$$\alpha_\theta = -10 \lg \left( \frac{4w_1^2 w_2^2}{(w_1^2 + w_2^2)^2} \exp \left( -\frac{k^2 \theta^2 w_1^2 w_2^2}{2(w_1^2 + w_2^2)} \right) \right), \quad (4)$$

де  $\theta$  - кутове зміщення волокон.

Результати розрахунків втрат сигналу для різних значень зсувів представлено в табл. 2

Таблиця 2 – Величина втрат оптичного сигналу на стику ФКВ та стандартного ОВ при різних значеннях зсуву

Тип з'єднання	$r_d$ , мкм	$\alpha_t$ , дБ	$l$ , мкм	$\alpha_l$ , дБ	$\theta$ , град.	$\alpha_\theta$ , дБ
PCF-10/SMF	0.5	3.516	0.5	3.508	0.2	3.513
	2.5	3.691	2.5	3.508	0.6	3.551
	4.5	4.099	4.5	3.508	0.8	3.585

Таким чином, навіть при малих значеннях зсувів втрати сигналу у місцях з'єднання пристроїв на основі ФКВ з ОВ залишаються досить великими порівняно зі втратами на стику двох звичайних оптичних волокон, які в сучасних системах передачі не перевищують 0,5 дБ. Велике значення втрат в цьому випадку обумовлюється не тільки геометричною розузгодженістю волокон, а також різницею їх модових полів.

### ПЕРЕЧЕНЬ ССЫЛОК

- Zhu, Yanjie. Application of a 2D-CFDTD Algorithm to the Analysis of Photonic Crystal Fibers (PCFs) [Текст] / Y. Zhu, Y. Chen, P. Huray, X. Dong // Proceedings IEEE SoutheastCon. – 2002. – pp. 215-219.
- Filipenko, A.I. Research of misalignments and cross-sectional structure influence on optical loss in photonic crystal fibers [Текст] / A.I. Filipenko, O.V. Sychova // Proceedings of the International Conference on Advanced Optoelectronics and Lasers, CAOL. – 2013. – art. no. 6657536. – pp. 85-87.
- Kliros, G.S. Prediction of Macrobending and splice losses for photonic crystal fibers based on the effective index method [Текст] / G.S. Kliros, J. Konstantinidis, C. Thraskias. // Wseas transactions on communications. – 2006. – Vol.5, Issue 8. – pp.1314-1321.

## ЕЛЕКТРОМАГНІТНО СУМІСНІ СЕНСОРИ НА L-, C-НЕГАТРОНАХ

Філінюк М. А., Лазарев О.О., Бондарюк Д. В., Ліщинська Л.Б.

Вінницький національний технічний університет,

21021, Україна, м. Вінниця, Хмельницьке шосе, 95

E-mail: [bondaryuk@yandex.ru](mailto:bondaryuk@yandex.ru), +38 063 108 66 25

Created and tested circuit of frequency sensors based on L- and C-negatrons, shown that the negative capacitance and inductance will increase the sensitivity of the sensors in 3-5 times, and the presence of negative active resistance of C-negatron provides autogenerating and simplifies circuit implementation.

### ВСТУП

Прагнення отримати високі метрологічні характеристики сенсорів призводить до збільшення габаритних параметрів та складності реалізації, а як наслідок підвищення вартості. Тому для підвищення якості сенсорів слід використовувати нові фізичні явища та принципи реалізації. Використання негatronів [1] у багатьох випадках дозволяє поліпшити техніко-економічні показники електронних пристроїв, підвищити чутливість сенсорів і, відповідно, точність вимірювання неелектричних фізичних величин.

### Результати досліджень.

На рис. 1 наведена схема ємнісного негасенсора мостового типу, де паралельно ємності первинного вимірювального перетворююча (ПВП)  $C_x$  включений схемотехнічний C-негатрон на операційному підсилювачі [2].

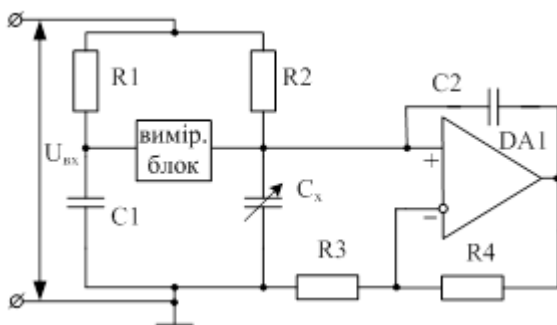


Рисунок 1 – Ємнісний негасенсор мостового типу

Абсолютна чутливість такого негасенсора:

$$S_{C_x}^{f_0} = -\frac{2\pi f \cdot R_3 U_{вх}}{2\pi f R_3 (C_x + C^{(-)} - 1)^2}, \text{ де } C_x \text{ – ємність}$$

ПВП;  $f$  – вихідна частота;  $U_{вх}$  – опорна напруга;  $C^{(-)}$  – від’ємна ємність C-негатрона;  $R_3, R_4$  – резистори, що утворюють коло негативного зворотного зв’язку. За умови  $|C^{(-)}| = C_x$   $S_{C_x}^{f_0} \rightarrow \infty$ .

Кращими за завадостійкістю є сенсори з частотним виходом [3].

Широкого застосовуються ємнісні частотні сенсори на основі RC-генератора, в якому  $C_x$  – ємність первинного вимірювального перетворювача. Ввівши в коло паралельно

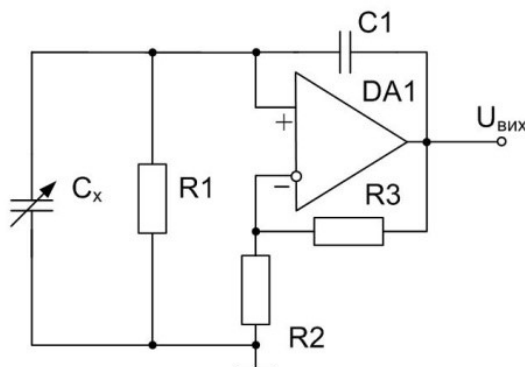


Рисунок 2 – Ємнісний автогенераторний негасенсор

або послідовно C-негатрон, отримаємо ємнісний автогенераторний негасенсор, в якому наявність від’ємної ємності  $C^{(-)}$  призводить до підвищення чутливості [4]. C-негатрон реалізується схемотехнічно на операційному підсилювачі DA1, конденсаторі C1 та резисторах R2 та R3. За рахунок від’ємної ємності та від’ємного активного опору C-негатрона в схемі виникає автогенерація. Частота генерації визначається виразом:  $f_0 = 1/(2\pi R1 \cdot C_\Sigma)$ , де R1 – частотозадаючий резистор;  $C_\Sigma = C_x + C^{(-)}$  – сумарна ємність кола,  $C^{(-)}$  – від’ємна ємність C-негатрона.

Відносна чутливість буде дорівнювати:  $S_{C_x}^{f_0} = -C_x / (C^{(-)} + C_x)$ . Звідки видно, що при  $|C^{(-)}| = C_x$ ,  $S_{C_x}^{f_0} \rightarrow \infty$ .

Широкого використання набули індуктивні сенсори. Ввівши L-негатрон отримаємо схему негасенсора зображену на рис. 3 [4].

Сумарна індуктивність визначається виразом:  $L_{\Sigma} = L_x + L^{(-)}$ , а частота автогенерації:  $f_0' = \frac{R}{2\pi(L_x - L^{(-)})}$ , де  $L^{(-)}$  – від’ємна індуктивність L-негатрона;  $L_x$  – індуктивність ПВП,  $R$  – опір втрат індуктивності ПВП.

При наближенні металевого об’єкту, значення індуктивності  $L_x$  буде зростати  $L^{(-)} \rightarrow \infty$ ,

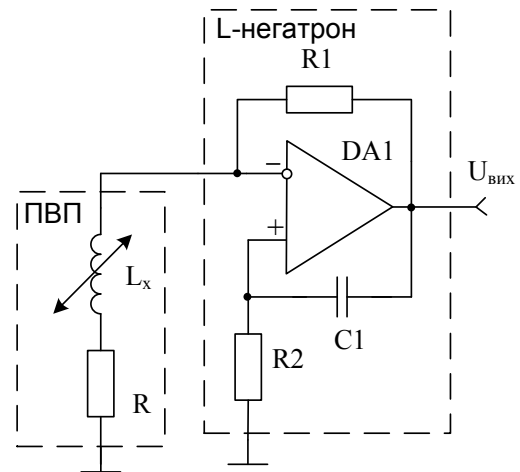


Рисунок 3 – Автогенераторний індуктивний сенсор

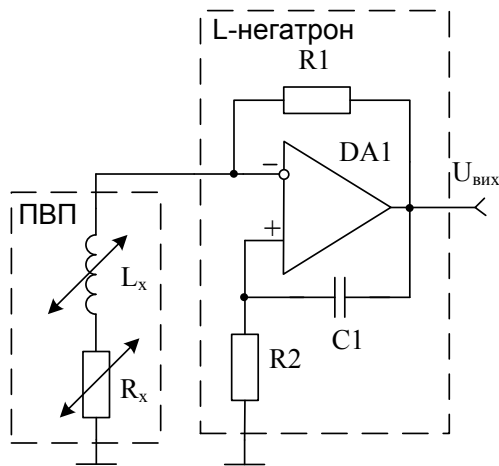


Рисунок 4 – Двопараметричний автогенераторний індуктивний сенсор

зистора,  $L_x$  – індуктивність ПВП,  $L^{(-)}$  – від’ємна індуктивність L-негатрона. Відносні чутливості в даному випадку:  $S_{L_x}^{f_0} = \frac{L_x}{L_x + L^{(-)}}$ ,  $S_{R_x}^{f_0} = \frac{df_0''}{dR_x} \cdot \frac{R_x}{f_0''} = 1$ . Графік залежності відносної чутливості наведено на рис 5.

З графіків видно, що із збільшенням індуктивності ПВП та при  $R_x=1$  кОм,  $R_x=150$  кОм відбувається збільшення частоти та відносної чутливості (рис. 5).

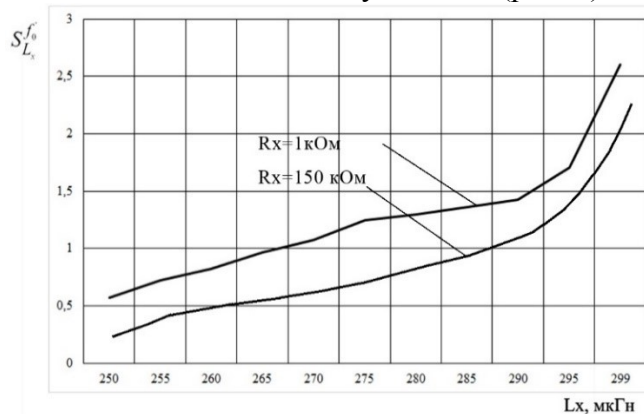


Рисунок 5 – Графік залежності відносної чутливості

## **ВИСНОВКИ**

Використання L- та C-негатронів дозволяє в 3-5 разів збільшити чутливість аналогових та частотних сенсорів, Для частотних сенсорів наявність від'ємного активного опору C-негатрона забезпечує автогенераторний режим, що спрощує схемотехнічну реалізацію.

## **ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ**

1. Філінюк М. А. Основи негатроніки: Том I Теоретичні і фізичні основи негатроніки / М. А. Філінюк — Вінниця: УНІВЕРСУМ-Вінниця, 2006. — 456с. — ISBN 966-641-198-9.

2. Пат. 74378 Україна, МПК G 01 R 27/28 (2006.01). Ємнісний негасенсор мостового типу / Лазарєв О.О., Бондарюк Д.В., Прикмета А.В.; заявник та власник Вінницький національний технічний університет – № у 2012 04434; Дата подання заявки 9.04.2012; Дата публікації 25.10.2012, Бюл. №20.

5. Новицкий П.В. Цифровые приборы с частотными датчиками / П.В. Новицкий, В.Г. Кнорринг, В.С. Гутников. – Л.: Энергия, 1970. – 424 с.

4. Лазарєв О. О. Ємнісний негасенсор з частотним виходом / О. О. Лазарєв, Д. В. Бондарюк // Вісник Вінницького політехнічного інституту. – 2013. – №3. – С. 109–112

## АКТИВНЫЕ КОМПОНЕНТЫ ОПТИЧЕСКИХ СИСТЕМ СО СПЕКТРАЛЬНЫМ УПЛОТНЕНИЕМ КАНАЛОВ

Фролов А.В., Иванцова А.А.

Харьковский национальный университет радиоэлектроники

6166, Харьков, пр. Ленина, каф. ТАПР, тел. (057)702-14-86

E-mail: [tapr@kture.kharkov.ua](mailto:tapr@kture.kharkov.ua)

The spectrum of the signal modulated in intensity spectrum resembles amplitude modulated signal. It comprises side components and the spectrum of the original signal should be limited to the first harmonic of the clock frequency. Frequency stability for STM-64 will be sanctioned in the neighboring frequency channel group, unacceptable increase in noise suppression and signal the failure of the system.

Если определенные спецификации технологий уплотнения оптических каналов (Dense Wavelength Division Multiplexing - DWDM) требуют соблюдения малой ширины полосы излучения (0.01-0.5нм) *G.692*, *G.957*, то далеко не все излучатели обеспечивают ее.

Спектр сигнала, модулированного по интенсивности, напоминает спектр амплитудно-модулированного (АМ) сигнала. Он содержит боковые составляющие, причем спектр исходного сигнала должен быть ограничен первой гармоникой тактовой частоты. Нестабильность частоты для STM-64 в 10 ГГц вызовет наложение на частоты соседнего группового канала, недопустимый рост шума, подавление сигнала и срыв функционирования системы. Для STM-256 даже о половине допусков системы STM-64 речь вести нельзя. То есть, система стабилизации частоты должна быть очень качественной. Для STM-64 ширина спектральной линии не должна превышать 0.08 нм при спектральных интервалах 50 ГГц. Для STM-16  $\Delta\lambda = \pm 0.5\text{нм}(G.957)$ .

Выход из указанных частотных полос ведет к появлению недопустимых перекрестных помех. В принципе, вопрос можно решить введением дополнительных фильтров, но это вызовет значительное удорожание системы и необходимость использования дополнительных усилителей.

Рассчитаем коэффициент шумо-помех источника излучения совместно с фотодетектором, используя формулы анализа:

$$FWMf[\text{дБ}] \approx -57 + 101g\left(\frac{N}{d_f}\right) + \frac{1200}{d_f}.$$

$$K_{ш,ДВ} + K_{ш,ФП} = \frac{m^2}{2\Delta\nu_{кан}} \left( R + \frac{2q}{P_{ex}} + \frac{I^2}{P_{ex}^2 S^2} \right)^{-1},$$

где  $m$  - индекс канальной оптической модуляции, часто именуемый как ОМІ (Optical Modulation Index). Обычно выражается в процентах, но в расчетные формулы необходимо подставлять безразмерную величину, такую как  $m_{[\%]}/100$ . Например,  $m = 4\%$  эквивалентно  $m = 0,04$ ;

$\Delta\nu_{кан}$  - шумовая полоса канала в выделенной полосе;

$R$  - относительная интенсивность шумов RIN (Relative Intensity Noise), которая рассчитывается, как шумовая мощность, приведенная к полосе 1 Гц относительно оптической мощности немодулируемой несущей. Имеет размерность дБ/Гц;

$q$  - заряд электрона;

$S$  - чувствительность оптического модуля, который зависит от оптической длины волны. Типичные значения  $S$  составляют  $S_{1310} = 0,85$  А/Вт и  $S_{1550} = 0,95$  А/Вт для длин волн 1310 нм и 1550 нм соответственно. Физически параметр  $S$  показывает, какой ток (в мА) появится на выходе фотодетектора при влиянии на его входе оптической мощности в 1 мВт (0 дБп);

$I_n$  - эквивалентный шумовой тепловой ток усилителя, измеряемый в  $nA/\sqrt{\Delta\omega}$ . Типичная величина  $I_n$  для трансимпедансного каскада, выполненного на GaAs полевом транзисторе, составляет 7-8  $nA/\sqrt{\Delta\omega}$ . В настоящее время появились малошумящие усилительные транзисторы с очень большим входным сопротивлением, которые владеют входным шумовым током до 5  $nA/\sqrt{\Delta\omega}$ . Кроме того, с ограничением полосы частот общая полезная мощность будет падать, а с ростом сверх ограничения, она будет падать за счет перераспределения в запрещенный внеканальный диапазон частот, при этом инициируется уменьшение отношения сигнал/шум, что в

свою очередь эквивалентно ухудшению качества передачи информации в системе. Запишем коэффициент уровня межканальных помех оптического сигнала, характеризующий потери мощности:

$$P_{кан} 3ад = P_{кан} e^{-5 \frac{\Delta\nu_{полосы}}{\Delta\nu_{сх}}}$$

где  $P_{кан}$  - мощность оптического канала;

$\Delta\nu_{полосы}$  - диапазон частот, выделенный на канал.

Оптический усилитель повышает уровень не только полезного оптического сигнала, но и паразитных гармоник, которые, собственно, и составляют основу для перекрестных помех оптических систем. Кроме этого, оптические усилители имеют собственные шумы.

Наличие коэффициента шума усилителя вызвано усиленным спонтанным излучением. Коэффициент шума определяется из следующего выражения:

$$NF = \frac{2P_{ASE}}{h\nu_c \Delta\nu (G_A - 1)} \text{ (дБ)},$$

где  $P_{ASE}$  - мощность усиленного спонтанного излучения;

$h$  - постоянная Планка;

$\nu_c$  - частота сигнала

$$P_{ASE} = 2n_s h\nu \Delta\nu_A (G_A - 1),$$

где  $n_s$  - коэффициент спонтанной эмиссии. Коэффициент спонтанной эмиссии может принимать значение от 1 до 10 для оптических усилителей с  $G_A > 1$ . Для типичных эрбиевых усилителей современных волоконно-оптических системах передачи информации (ВОСПИ) с  $G_A \gg 10$  дБ, типовое значение  $NF$  лежит в пределах  $3\text{дБ} < NF < 6\text{дБ}$ . Если усилители включаются последовательно каскадами, то можно показать, что шум-фактор первого каскада определяет шум-фактор всего усилителя. Коэффициент шума  $NFR$  рамановского распределенного усилителя определяется из выражения:

$$NFR = \frac{2}{\ln G_R},$$

где  $G_R$  - коэффициент усиления рамановского усилителя, который определяется из выражения:

$$G_R = e^{\frac{g_R P_h L}{A_{эф}}}$$

где  $g_R$  - рамановский коэффициент;

$P_h$  - мощность накачки;

$A_{эф}$  — эффективная площадь сечения;

$L$  - длина волокна.

Можно принять  $g_R = 7 \cdot 10^{-17}$  км/Вт. Мощность накачки в действительности лежит в пределах от 0.5-0.8 Вт до нескольких ватт.

Следовательно, получаем общий коэффициент шума оптического усилителя:

$$K_{ш.ОП} = \frac{1}{M} \sum_M K_{ш.кан} (NF_{A_M} - K_{A_M}),$$

где  $NF_A$  - шумы конкретного усилителя;

$K_A$  - коэффициент усиления усилителя;

$K_{ш.кан}$  - коэффициент шумо-помех канала передачи, полученный перед каждым оптическим усилителем;

$M$  - количество усилителей.



Шумы фотодетектора и, соответственно, коэффициент  $K_{ш.фн}$  задаются, исходя из сведений производителей, которые ими предоставлены.

$K_{ш.ом}$  - также рассчитывается, исходя из данных производителей оборудования.

Реально учитывается 3 дБ запас по отношению сигнал/шум благодаря кодировке (*FEC*), которая применяется в магистральных ВОСПИ. Этот запас вводится как улучшение отношения сигнал/шум на фотодетекторе и не является максимально возможным.

#### **ПЕРЕЧЕНЬ ССЫЛОК**

1. Дианов Е.М., Кузнецов А.А. Спектральное уплотнение каналов в волоконно-оптических линиях связи // Квантовая электроника, 1983, № 10, С. 245–264.

2. Палатник Л.С., Сорокин В.К. Материаловедение в микроэлектронике. - М.: Энергия, 1999. - С. 380.

3. Иванов А.Б. Волоконная оптика: компоненты, системы передачи, измерения. - М.: 1999. - С.379.

# МЕТОД УПРАВЛЕНИЯ ЭНЕРГЕТИЧЕСКИМ БАЛАНСОМ ПРИЁМОПЕРЕДАЮЩИХ УЗЛОВ БЕСПРОВОДНОЙ СЕНСОРНОЙ СЕТИ

Шостко И.С., Куля Ю.Э.

Харьковский национальный университет радиоэлектроники  
(61166, г. Харьков, пр. Ленина, 14, каф Телекоммуникационных систем,  
тел. (057) 702-13-20)  
e-mail: sosedka.27@mail.ru

The methods of application of energy-efficient modes of wireless transmitter and receiver units to allow correction of the signal power on the basis of the results of measurements communication range, taking into account the features of the signal in the channel and reception.

## ВВЕДЕНИЕ

В данной работе решается задача увеличения времени жизни автономной беспроводной сенсорной сети (БСС), за счёт управления энергетическим балансом её приёмопередающих узлов, обеспечивающих коррекцию мощности сигналов на основании результатов измерений дальности связи, с учётом особенностей прохождения сигнала в радиоканале и приёма.

## Основная часть

Дальность беспроводной связи можно оценить по известному соотношению:

$$R_c \leq \sqrt{\frac{P_t \cdot G_t \cdot A_r \cdot K_{i\text{н\acute{e}}}}{4 \cdot \pi \cdot P_{\text{por}}}}, \quad (1)$$

где  $R_c$  - дальность связи;

$P_t$  - импульсная мощность передатчика, Вт;

$G_t$  - коэффициент усиления антенны передатчика;

$A_r$  - эффективная площадь антенны приёмника, м<sup>2</sup>;

$K_{i\text{н\acute{e}}} = q_t \cdot q_r \cdot K_p$  - коэффициент ослабления мощности сигнала,  $0 \leq K_{i\text{н\acute{e}}} \leq 1$ ;

$q_t$  ( $q_r$ ) - относительные коэффициенты усиления антенн передатчика (приёмника) в направлении друг друга  $0 \leq q_t \leq 1$ ,  $0 \leq q_r \leq 1$ ;

$K_p = \prod_{i=0}^k K_{p_i}$  - коэффициент потерь, характеризующий активные потери энергии, связанные

с поглощением в среде распространения и т.п.,  $0 \leq K_p \leq 1$ ;

$P_{\text{por}}$  – пороговая чувствительность приёмника, Вт.

Анализ технических характеристик радиомодулей узлов БСС показал, что для разных вариантов построения и применения БСС потери в радиоканале за счёт не совпадения максимумов ДН антенны передатчика и приёмника, потерь из-за поглощения в среде распространения, могут изменяться от 0 до 20 дБ

$$K_{i\text{н\acute{e}}} = -(0 \dots \dots)$$

На рис. 1. приведена зависимость средней мощности принятого сигнала  $P_r(R_c)$  от дальности связи без учёта ослабления и при ослаблении принимаемого сигнала в радиоканале на 10 и 20 дБ.

Потери можно компенсировать, если корректировать коэффициент усиления мощности передатчика и пороговую чувствительность приёмника в зависимости от условий прохождения сигнала в радиоканале, уровня шумов, дальности и взаимного расположения узлов. С другой стороны, для экономии энергозатрат целесообразно ограничивать мощность сигнала на уровне достаточном для передачи данных с заданным качеством. Таким образом, существует задача оптимального выбора энергетических характеристик приёмопередатчика в зависимости от условий радиосвязи.

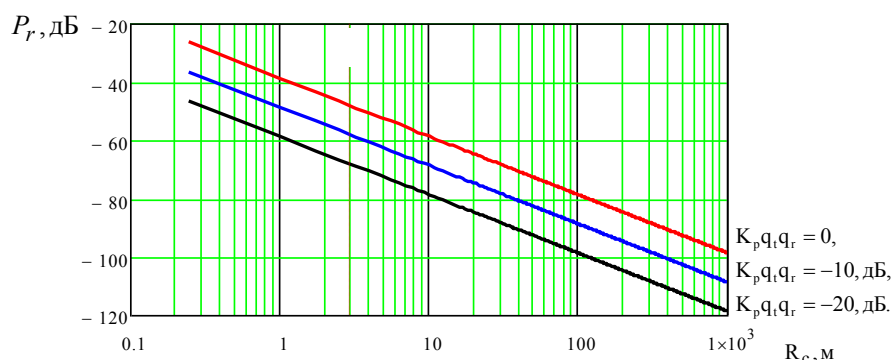


Рис. 1. Средняя мощность принятого сигнала в зависимости от дальности связи

В качестве исходных данных можно использовать результаты оценки качества связи с помощью протокола LQI (Link Quality Indicator) и измерения дальности связи с помощью методов RSSI (Received Strength Signal Indication) или ToF (Time of Flight). В результате обработки этих данных в микроконтроллере должна быть выработана команда для управления автоматической регулировкой усиления (APУ) в радиоприемнике и автоматической регулировки мощности (АРМ) в радиопередатчике (рис. 2).

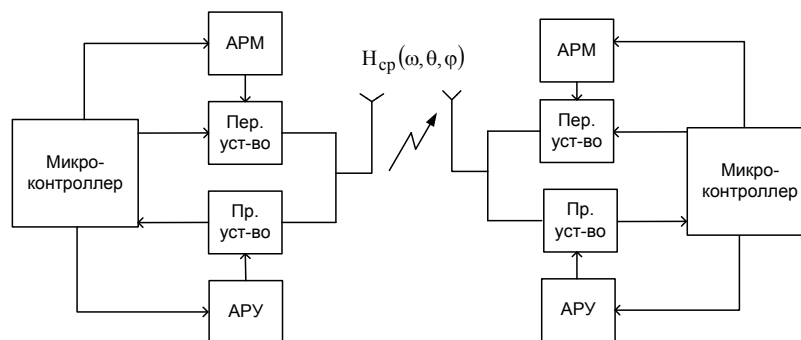


Рис. 2. Структурная схема управления энергетическими характеристиками приёмопередатчика в зависимости от условий радиосвязи

Мощность на выходе передатчика определяется в соответствии с условием: энергия принятого сигнала в полосе  $\Delta\omega_n$  должна превышать пороговый уровень энергии

$$\frac{E_c(\theta, \phi, R_c)}{E_{kr}} \geq 1,$$

где  $E_c(\theta, \phi, R_c)$  - зависимость энергии принятого сигнала в полосе  $\Delta\omega_n$  от дальности и направления приёма сигнала.

Величину  $E_{kr}$  приравниваем энергии одного бита информации на выходе приёмника, при которой обеспечивается заданная достоверность передачи сообщений.

Достоверность передачи сообщений - степень соответствия между принятым и переданным сообщением. При передаче дискретных сообщений достоверность определяется коэффициентом ошибок

$$K_{er} = n_{er} / n_b \approx P_b,$$

где  $n_{er}$  - это число ошибочно принятых элементов сообщения;

$n_b$  - общее число элементов сообщения;

$P_b = F(\sqrt{2E_b / N_0})$  - зависимость вероятности битовой ошибки от отношения сигнал-шум - энергии бита  $E_b$  к спектральной плотности шума  $N_0$ ;

$$F(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^\infty \exp\left(-\frac{t^2}{2}\right) dt$$

- гауссов интеграл ошибок, который используется при описании вероятности с гауссовой плотностью распределения.

Отношение сигнал/шум можно представить в виде

$$\frac{E_b}{N_0} = \frac{S_b T_b}{N/\Delta\omega_c} = \frac{S_b/R_b}{N/\Delta\omega_c} = \frac{S_b}{N} \frac{\Delta\omega_c}{R_b},$$

где  $E_b = S_b T_b$  – энергия, одного бита информации;

$N_0$  – спектральная плотность мощности белого шума в канале;

$S_b$  – средняя мощность принятых битов;

$N$  – средняя мощность шума;

$T_b$  – длительность бита;

$R_b$  – скорость передачи битов.

Поскольку время передачи бита и скорость передачи битов взаимно обратные, то  $T_b$  можно заменить на  $1/R_b$ .

Безразмерное отношение  $E_b/N_0$  – это стандартная качественная мера производительности систем цифровой связи. Следовательно, необходимое отношение  $E_b/N_0$  можно рассматривать как метрику, позволяющую сравнивать качество различных систем: чем меньше требуемое отношение  $E_b/N_0$ , тем эффективнее процесс детектирования при заданной вероятности ошибки.

При передаче цифрового сигнала с форматом модуляции QPSK число уровней определяется как

$$L = \sqrt{M},$$

а энергия символа сигнала определится по формуле:

$$E_s = E_b \cdot \log_2 L.$$

При передаче двоичных импульсов  $E_s = E_b$ , а при передаче импульсов с модуляцией QPSK в основной полосе, совпадающей с полосой Найквиста  $\Delta\omega_N$

$$\Delta\omega_N = \frac{1}{2T_b},$$

мощность символа  $S_s = \frac{E_b}{T_b} \cdot \log_2 L$  и мощность шума  $N = N_0 \left( \frac{1}{2T_b} \right)$ .

Следовательно:

$$\frac{S_s}{N} = 2(\log_2 L) \frac{E_b}{N_0} = m \frac{E_b}{N_0},$$

где  $m$  – коэффициент маппинга (число бит на символ информации).

Для QPSK разница между  $S_s/N$  и  $E_b/N_0$  составит 3 дБ.

В БСС на основе стандарта IEEE 802.15.4 для увеличения базы сигнала используют кодовую последовательность импульсов, следовательно, отношение сигнал/шум, увеличивается в  $B_p$  раз ( $B_p = T_s \Delta\omega$ ), где  $\Delta\omega$  ширина спектра расширяющей последовательности

$$\frac{S_s}{N} = m B_p \frac{S T_b \Delta\omega_N}{N}. \quad (2)$$

В качестве примера, на рис. 3 приведены результаты расчёта дальности достоверной передачи сообщений для узлов БСС на основе технологии ZigBee. Рабочие частоты ZigBee от 2,405 ГГц до 2,485 ГГц, поддерживаемая скорость передачи данных 250 кбит в секунду.

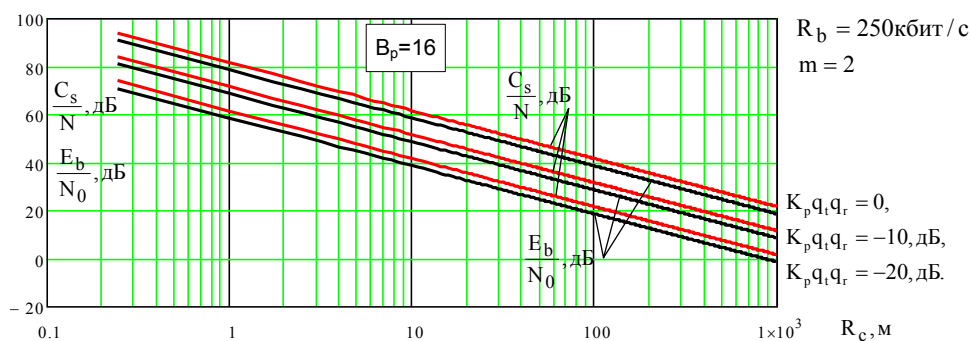


Рис. 3. Зависимость отношения сигнал/шум от дальности связи (мощность передатчика 0 дВт; пороговая чувствительность приёмника -96дВт)

На основании проведенных теоретических исследований предлагается алгоритм управления энергетическим балансом приёмопередающих узлов БСС:

1. С учётом технических характеристик приёмопередающих узлов БСС рассчитывается зависимость вероятности битовой ошибки от отношения сигнал-шум  $P_b(C_s/N)$ . Для заданного допустимого значения вероятности ошибки определяется минимальное значение  $\gamma_{\min} = C_s/N$ . Для ограничения мощности сигнала с целью сокращения расхода электроэнергии определяется максимальное значение  $\gamma_{\max} = 2\gamma_{\min}$ .

2. С помощью протокольной функции оценки качества связи LQI, измеряется мощность принятого сигнала  $S_s$  и мощность шума  $N$  для каждого узла БСС. На основании результатов измерения выбираем оптимальное значение коэффициента усиления АРУ в радиоприемнике.

3. Проводится расчёт фактического отношения сигнал/шум  $\gamma = \frac{S_s}{N}$  для каждого узла. Если  $\gamma \leq \gamma_{\min}$  передаётся команда на увеличение коэффициента АРМ в радиопередатчике для данного канала, если  $\gamma \geq \gamma_{\max}$ , то коэффициента АРМ уменьшается.

4. С помощью метода ToF измеряется дальность  $R_c$ , между узлами БСС. Рассчитывается  $K_{\text{инт}}$  сигнала в радиоканале между узлами БСС.

5. С учётом длины радиоканала и ослаблением сигнала в нём выбирается маршрут для передачи данных с минимальными энергозатратами.

## ВЫВОДЫ

Получил дальнейшее развитие метод управления энергетическим балансом узлов БСС на основе технологии ZigBee, особенностью которого является учёт зависимости коэффициента усиления АРУ в радиоприемнике и АРМ в радиопередатчике от заданной достоверности передачи сообщений и характеристик радиоканала. Это позволило повысить продолжительность жизни автономных узлов БСС по сравнению с ранее известными методами.

## Алфавитный список

<b>А</b>		<b>З</b>	
Al-Ansari Ali	5	Задонский А.И.	78
Al-Dulaimi Aymen Mohammed Khodayer	9	Зима И.И.	60
Al-Janabi Haider Dheyaa Kamil	12	Зинченко М.В.	43
Ali Salem Ali	16	Зиньковский Ю.Ф.	43
<b>Л</b>		<b>И</b>	
Lebedenko Tatiana	16	Иванцова А.А.	163
Loshakov V.A.	19	Игнатъев Д.С.	143
<b>М</b>		Исаам Саад	137
Martynchuk A.A.	19	Іхтіярів А.Ю.	28
Mohamed Najm Abdulwahd	24	<b>К</b>	
<b>N</b>		Кадацкая О.И.	64
Nevzorova Olena	24	Калюжный Н.М.	68,74,78
<b>О</b>		Карлангач А.П.	58
Oliver Liombe Molua	19	Князев В.В.	82,84
<b>А</b>		Ковшарь В.А.	78
Алали А.М.	90	Колесников А.Н.	86
Аллахверанов Р.Ю.	28	Коляденко Ю.Ю.	90
<b>Б</b>		Коржуков К.Н.	74
Безрук В.М.	32	Костенко І.Л.	100
Белоусова Е.Э.	35	Кравченко В.І.	93
Благодарный В.Г.	68	Куля Ю.Э.	166
Богдан Ю.И.	128	<b>Л</b>	
Бондаренко О.В.	37	Лазарев О.О.	160
Бондарюк Д.В.	160	Лебедев О.Г.	32
<b>В</b>		Лемешко А.В.	96
Висоцький О.В.	106	Леонов С.Ю.	56
Власова В.А.	39	Лебедев В.О.	100,106
Во Зуй Фук	43	Лищинская Л.Б.	147,160
Водолазский М.В.	86	Лошаков В.А.	102
Войцеховская Е.В.	147	<b>М</b>	
<b>Г</b>		Макаров С.А.	106
Гаврилюк В.И.	47	Малик Б.А.	109
Галкин С.А.	74	Москалец Н.В.	102
Гончаренко А.А.	50	Мохаммед Джамал Салим	137
<b>Д</b>		Мягков Г.Н.	128
Демская Н.П.	112	Мямлин С.В.	47
Деревянко Н.В.	54	<b>Н</b>	
Дмитриенко В.Д.	56	Невлюдов И.Ш.	112
Донсков А.Н.	151	Невлюдова В.В.	116
<b>Е</b>		Нікітін С.О.	93
Еременко А.С.	96	Новоселов С.П.	130,133,135
Ефименко А.А.	58	<b>О</b>	
<b>Ж</b>		Обод І.І.	119
Жарикова И.В.	116	<b>П</b>	
Жирнов В.В.	60	Павліченко О.А.	100
		Поздняк В.П.	106
		Поповский В.В.	122,125
		Постільник І.О.	84

	<b>Р</b>			<b>Ф</b>	
Разумов-Фризюк Е.А		128			
Романов Р.С.		130	Филинюк Н.А.		147,160
Рябушей А.И.		37	Филипенко А.И.		151,153,157
	<b>С</b>		Фролов А.В.		163
Сабурова С.А.		64		<b>Х</b>	
Селиванов К.А.		102	Хряпкин А.В.		74
Серков А.А.		56,84.93		<b>Ч</b>	
Сичова О.В.		157	Чалая Е.А.		153
Стародубцев Н.Г.		112		<b>Ш</b>	
Стахов В.П.		147	Шостко И.С.		166
Стеценко Р.А.		133			
Стрельницкий О.О.		119			
	<b>Т</b>				
Теплицкая С.Н.		125,141			
Терещенко А.В.		135			
Ткачева Е.Б.		137			
Токарева Е.В.		109			
Токарь Л.А.		141			
Туркин И.Б.		143			