

МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ
МЕЖДУНАРОДНАЯ АКАДЕМИЯ ИНФОРМАТИЗАЦИИ
МИНИСТЕРСТВО ПРОМЫШЛЕННОСТИ, ИННОВАЦИОННЫХ
И ИНФОРМАЦИОННЫХ ТЕХНОЛОГИЙ РЯЗАНСКОЙ ОБЛАСТИ
РЯЗАНСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ РАДИОТЕХНИЧЕСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ

СОВРЕМЕННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ В НАУКЕ И ОБРАЗОВАНИИ

СТНО-2017

**II МЕЖДУНАРОДНАЯ НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКАЯ
И НАУЧНО-МЕТОДИЧЕСКАЯ КОНФЕРЕНЦИЯ**

Сборник трудов

Том 3

Рязань 2017

Современные технологии в науке и образовании – СТНО-2017 [текст]: сб. тр. II международного науч.-техн. и науч.-метод. конф.: в 8 т. Т.3./ под общ. ред. О.В. Миловзорова. – Рязань: Рязан. гос. радиотехн. ун-т, 2017; Рязань. – 292 с.

Сборник включает труды участников II Международной научно-технической и научно-методической конференции «Современные технологии в науке и образовании» СТНО-2017. Освещаются вопросы математического моделирования, новых технологий в радиоэлектронике, телекоммуникации, измерительной технике и системах, биомедицинских технологиях, вычислительных сетях, САПР, машиностроительном и нефтехимическом производстве, в образовании, экономике, гуманитарной сфере и космических технологиях.

Авторская позиция и стилистические особенности сохранены.

Организационный комитет:

Таганов А.И. – председатель, проректор по научной работе РГРТУ, д.т.н., проф.;
Миловзоров О.В. – координатор конференции, зам. директора ин-та магистратуры РГРТУ по научной работе, к.т.н., доц; Устинова Л.С. – отв. за информационную поддержку, нач. отдела информационного обеспечения; Трубицына С.Г. – секретарь оргкомитета, ведущий инженер.

Члены оргкомитета: Алпатов Б.А. – д.т.н., проф.; Бабаян П.В. – зав. каф. АИТУ, к.т.н., доц.; Бухенский К.В. – зав. каф. ВМ, к.ф.-м.н., доц.; Витязев В.В. – зав. каф. ТОР, д.т.н., проф.; Демидов С.В. – директор Гуманитарного института, д.и.н., проф.; Еремеев В.В. – директор НИИ «Фотон», д.т.н., проф.; Есенина Н.Е. – зав. каф. ИЯ, к.п.н., доц.; Жулев В.И. – зав. каф. ИИБМТ, д.т.н., проф.; Кириллов С.Н. – зав. каф. РУС, д.т.н., проф.; Клейносова Н.П. – директор Центра дистанционного обучения, к.п.н., доц.; Ключко В.К. – зав. каф. ЭиММ, д.т.н., проф.; Коваленко В.В. – зав. каф. ХТ, к.т.н., доц.; Корячко В.П. – зав. каф. САПР, д.т.н., проф.; Костров Б.В. – зав. каф. ЭВМ, д.т.н., проф.; Кошелев В.И. – зав. каф. РТС, д.т.н., проф.; Круглов С.А., – зам. зав. каф. ПЭл, к.т.н., доц.; Мусолин А.К. – зав. каф. АИТП, д.т.н., проф.; Паршин Ю.Н. – зав. каф. РТУ, д.т.н., проф.; Перфильев С.В. – зав. каф. ГМиКУ, д.э.н., проф.; Пржегорлинский В.Н. – зав. каф. ИБ, к.т.н., доц.; Пылькин А.Н. – декан ФВТ, зав. каф. ВПМ, д.т.н., проф.; Степнов И.М. – зав. каф. ЭиФМ, д.э.н., проф.; Холомина Т.А. – зав. каф. МНЭЛ, д.ф.-м.н., проф.; Чеглакова С.Г. – зав. каф. ЭБАиУ, д.э.н., проф.; Чиркин М.В. – зав. каф. ЭП, д.ф.-м.н., проф.

**SAMPLING – RECONSTRUCTION PROCEDURES OF A REALIZATION
OF GAUSSIAN PROCESSES WITH A RECTANGULAR SPECTRUM**

Vladimir Kazakov, Francisco Mendoza Sanchez

Mexico, National Polytechnic Institute of Mexico,

SEPI-ESIME, Dept. of Telecommunications

Email: vkaz41@hotmail.com

Abstract. The Sampling -Reconstruction Procedure of Gaussian process realizations with a rectangular spectrum are investigated using the conditional mean rule as mathematical base. Numbers of samples and sampling intervals are arbitrary.

Keywords: Sampling-Reconstruction, realization of Gaussian process, limited spectrum, displaced spectrum, number of samples, sampling interval.

1. Introduction

As is known Balakrishnan's Theorem (BT) [1] is the generalized version of the classic Sampling Theorem usually associated with the names Whittaker- Kotelnikov –Shannon. BT is valid for any realization of stationary process with a power spectrum limited by the bound frequency ω_b . Mathematical models of such processes are popular till now [2]. Analytically BT has been written [1] by the expression:

$$x(t) = \sum_{j=-\infty}^{\infty} x\left(\frac{j\pi}{\omega_b}\right) \frac{\sin(\omega_b t - j\pi)}{(\omega_b t - j\pi)} \quad (1)$$

The value ω_b determines the Nyquist sampling interval $T_b = \pi / \omega_b$. We write (1) in the form:

$$x(t) = \sum_{j=-\infty}^{\infty} x(jT_b) b_j(t) \quad (2)$$

where $b_j(t)$ is the basic function:

$$b_j(t) = \frac{\sin \pi (t/T_b - j)}{\pi (t/T_b - j)} = \text{sinc} \pi (t/T_b - j) \quad (3)$$

The algorithm (1) is characterized by the zero reconstruction error independently “regardless of statistics, whether Gaussian or not” [3]. Below, we use the general term Sampling Reconstruction Procedure (SRP). We note some drawbacks of TB: 1) principal statistical characteristics of any random process: the probability density function, the covariance function $K(t_1, t_2)$ the type of a power spectrum $S(\omega)[\omega < \omega_b]$, etc. have not an influence on SRP; 2) there is not information about the influence of an arbitrary number of samples N for SRP; 3) it is impossible to investigate the exact influence of the sample interval T (especially $T \neq T_b$) on the SRP. The present paper is devoted to explain these problems.

2. The conditional mean rule

First of all, we note: TB is valid for the Gaussian processes only. This conclusion is elementary followed the cumulant description of random processes [4, 5]. Below, we use the conditional mean rule (CMR) [6]. There are quite a lot of publications with the application of CMR to the SRP of a realization of random processes of various types (see for example [7, 8] and references there).

In this method, the conditional mean $\tilde{m}(t)$ function is the reconstruction function of the sampled realization and the conditional variance $\tilde{\sigma}^2(t)$ is the error reconstruction function. The reconstruction function $\tilde{m}(t)$ is optimal because it provides the minimum error reconstruction function. Be-

low we investigate SRP of a realization of the gaussian stationary process with unconditional mean $m=0$. So, we use the corresponding expressions from [9]:

$$\tilde{m}(t) = \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N K(t-T_i) a_{ij} x(T_j) = \sum_{j=1}^N x(T_j) b_j(t) \quad (4)$$

where T_i and T_j are the locations of the samples $x(T_i)$ and $x(T_j)$, a_{ij} is an element of the inverse covariance matrix A , i.e.

$$A = K^{-1} = \begin{bmatrix} K(T_1-T_1) & \dots & K(T_1-T_N) \\ \dots & \dots & \dots \\ K(T_N-T_1) & \dots & K(T_N-T_N) \end{bmatrix}^{-1} \quad (5)$$

$b_j(t)$ is the basic function determined by the formula

$$b_j(t) = \sum_{i=1}^N K(t-T_i) a_{ij} \quad (6)$$

$$\tilde{\sigma}^2(t) = 1 - \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N K(t-T_i) a_{ij} K(T_j-t) \quad (7)$$

The formulas (4), (6) and (7) are valid for an arbitrary number of samples N , for an arbitrary location T_i of samples, for an arbitrary type of covariance function $K(t_1-t_2)$ or of the corresponding power spectrum $S(\omega)$. The spectrum can be unlimited or restricted by a boundary frequency ω_b . The last case, with the rectangular spectrum, is the subject of our investigation. We study basic functions and error reconstruction functions. The type of sampling is periodic (but it is not compulsory). In all cases we change two parameters: number of samples N and the sampling interval $T = T_i - T_{i-1}$.

3. SRP of Realizations of Process with a Low-pass spectrum

Such process can be formed on the output of the ideal filter with the rectangular transformation function $K(j\omega)$ driven by white noise. The covariance function of this process is the Sinc-function (3). Let us suppose $T = T_b$, this case is the simplest, because locations of all samples are coincided with crosses of the covariance function and time axes. It means that all samples are independent. Then the covariance matrix $K(T_i - T_j)$ and the corresponding inverse covariance matrix A are identity matrixes. It yields that basic functions (3) and (6) are coincident. There is a difference of limits in sums (1) and (4) only. So, one can calculate the error function for an arbitrary N . In Fig. 1 there are two curves of $\tilde{\sigma}^2(t)$ for $N = 2, 3$ and $\omega_b = \pi, T_b = 1$.

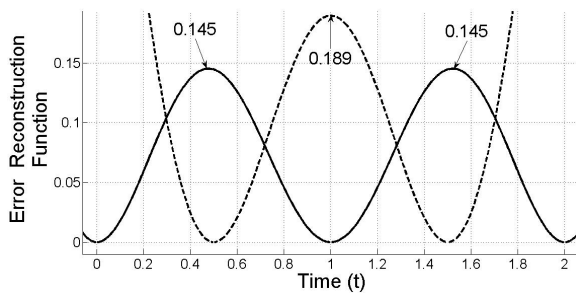


Fig.1. Error reconstruction functions for $N = 2, 3; T = T_b = 1; \omega_b = \pi$

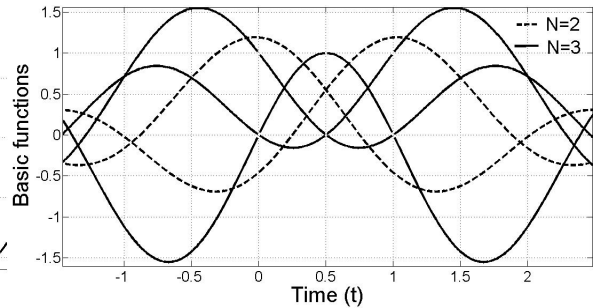


Fig.2. Basic functions for $N = 2, 3; T = 0.5; T_b = 1; \omega_b = \pi$

The locations of samples are $T_1=0.5, T_2=1.5$ for $N=2$ and $T_1=0.0, T_2=1.0, T_3=2$ for $N=3$. As one can see, the errors are equal to zero in all points of sample locations. The error functions are reached their maxima in the middles of intervals. The maxima error for $N=3$ is less than the maxima error for $N=2$.

In the case $T \neq T_b$, there is another situation because all samples are dependent. Here, in order to find basic functions $b_j(t)$ and curves of $\tilde{\sigma}^2(t)$, it is necessary to use the formulas (6) and (7). Now, we consider the case $T < T_b$. We emphasize that the covariance matrix and the inverse covariance matrix, because it is not identity matrix. The forms of the basic functions are changed. In Fig. 2 the basic functions for $T=0.5T_b$ and $N=2,3$ are given. We note: a) all basic functions are not the Sinc – functions, b) each sample has its own type of the basic functions, c) in the case $N=3$, the central sample $x(T_2)$ has the symmetric basic function, and all other samples have asymmetric basic functions.

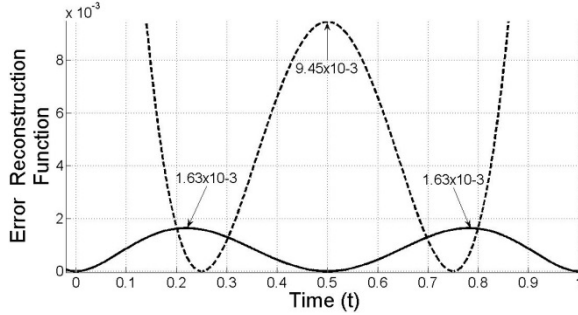


Fig.3. Error reconstruction functions $N=2,3; T=0.5;$
 $T_b=1; \omega_b=\pi$

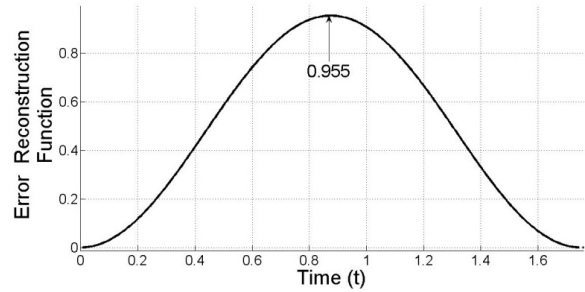


Fig.4. Error reconstruction function $N=2,3; T=1.75;$
 $T_b=1; \omega_b=\pi$

The forms of graphics in Fig. 1 and Fig. 3 are similar, but values of errors are different. In the case $T < T_b$, the error maximum is smaller (Fig.3). This fact is explained by the statistical dependence among the samples.

The case $T > T_b$ is worse, because the values of error are increased. Fig. 4 illustrates this effect. The error increase is explained by the decrease of the statistical dependence between two samples and the random variable nearly of the middle of the sample interval. The Sinc form of the covariance functions: plays a great role in this effect. If $T=2T_b$, there are not statistical dependences among pairs of random variables in points $T_1=0, t=1$, and $t=1, T_2=2$. In results, covariant moments between the random variables T_i and $t=1$ are equal to zero. The error is increased to one. It means that it is impossible to fulfill the reconstruction procedure in the point $t=1$ and in the surrounding area.

4. SRP of Realizations of Process with a Narrow-band Spectrum

Now, we are going to study a variant when the spectrum is displaced around a frequency ω_0 , such process is formed in the output of an ideal filter with the characteristic:

$$K(j\omega) = \begin{cases} K_0, & \text{if } \omega_0 - \Delta\omega_b \leq \omega \leq \omega_0 + \Delta\omega_b \\ 0, & \text{if } \omega < \omega_0 - \Delta\omega_b \text{ or } \omega > \omega_0 + \Delta\omega_b \end{cases} \quad (8)$$

We considered $\Delta\omega_b = \pi / T_b$ y $\omega_0 = 2\pi / T_0$. Then, the covariance function (see Fig. 5) is defined in (9):

$$K(\tau) = \sigma^2 \frac{\sin(\Delta\omega_b \tau / 2)}{\Delta\omega_b \tau / 2} \cos(\omega_0 \tau) = \frac{\sin(\pi \tau / T_b)}{\pi \tau / T_b} \cos(2\pi \tau / T_0) \quad (9)$$

Using the equations (4)-(7), we can describe SRP of realization Gaussian processes with the covariance function (9) with an arbitrary number of samples.

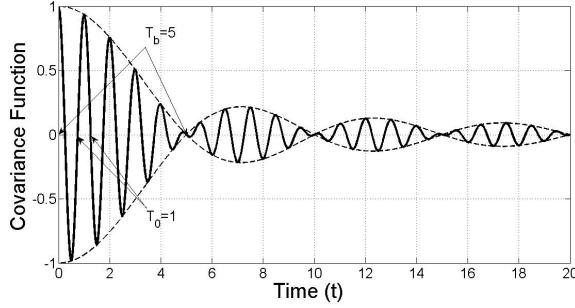


Fig.5. Covariance function with displaced spectrum when $\omega_0 = 2\pi, \Delta\omega_b = \frac{\pi}{5}, T_0 = 1, T_b = 5$

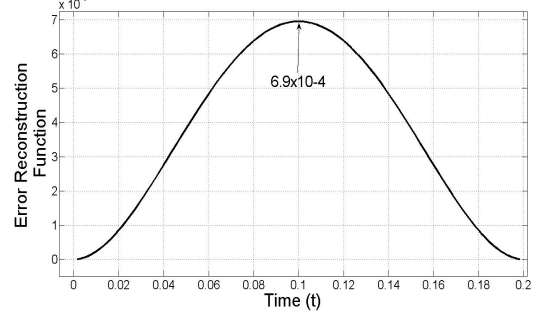


Fig.6. Error reconstruction function for $\omega_0 = 2\pi, \Delta\omega_b = \frac{\pi}{5}, T_0 = 1, T_b = 5, T = 0.2, N = 2$

To exemplify, we choose the parameters $T = 0.2; T_b = 5; T_0 = 1; \omega_0 = 2\pi; \Delta\omega_b = \pi / 5; N = 2$.

One can see that, while $T < T_0$, there are statistical dependence among the samples. One can see this effect with the basic function. Each basic function is similar to the covariance function. Also, we can note: every sample has a basic function, and every basic function is the sum of two covariance functions displaced ($T_1 = 0$ and $T_2 = 0.2$). In Fig. 6 shows the plot of the error reconstruction function. One can see that the maximum error is in the middle of sampling interval, while in the sampling point the error is zero.

Now, we choose the parameters $T = 0.2; T_b = 5; T_0 = 1; \omega_0 = 2\pi; \Delta\omega_b = \pi / 5; N = 2$. In Fig. 7 shows the basic functions, they are asymmetrical among them with an exception $b_3(t)$. The wave form of the basic functions is totally different of the wave form the basic functions with $T = 0.2$, because the statistical dependence decreases when increases the sampling interval T .

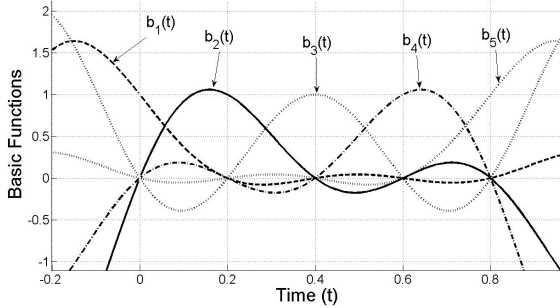


Fig.7. Basic functions

$$\omega_0 = 2\pi, \Delta\omega_b = \frac{\pi}{5}, T_0 = 1, T_b = 5, T = 0.2, N = 5$$

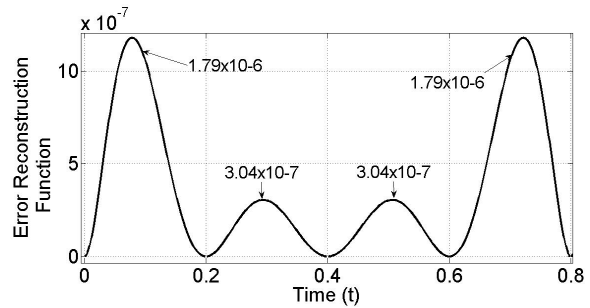


Fig.8. Error reconstruction function with

$$\omega_0 = 2\pi, \Delta\omega_b = \frac{\pi}{5}, T_0 = 1, T_b = 5, T = 0.2, N = 5$$

By last, in Fig. 8 shows the error reconstruction function. One can see that, the central samples have less error than extreme samples. Therefore, if the number of samples increases, the error decreases.

5. Conclusions

The application of the conditional mean rule for SRP investigation of Gaussian process realizations with a rectangular spectrums provides a possibility to determine the optimal basic functions and the error reconstruction functions, if the number of samples and the sampling intervals are arbitrary. We emphasize that the sinc function is the best basic function, if the sampling interval T is equal to the Nyquist interval T_b . If $T < T_b$, the optimal basic function must be determined by the general formula (6). In this case the reconstruction error is less with the comparison of the error

characterized by the sinc basic function. In the variant of the process with the rectangular spectrum with a displayed frequency ω_0 , the period T_0 plays a big role in the SRP. If $T < T_0/2$, the SRP algorithm is acceptable.

References

1. A.V. Balakrishnan, "A Note on the Sampling Principle for Continuous Signals". IRE Trans. on Information Theory, Vol. IT-3, June, 1957, pp. 143- 146.
2. Y. Eldar, "Sampling Theory. Beyond Bandlimited Systems". Cambridge University Press. 2015.
3. A.V. Balakrishnan, "On the Problem of Time Jitter in Sampling". IRE Trans. on Information Theory, Vol. IT-8, April, 1962, pp. 226-236.
4. A.N. Malakhov, "Cumulant analysis of Non-Gaussian processes and their transformations". Moscow: Sov. Radio, 1978. (In Russian.)
5. C.L. Nikias, A.P. Petropulu, "Higher –Order Spectral Analysis". NJ: Prentice Hall, 1993.
6. P.E. Pfeiffer, "Probability for Applications". Springer Verlag, 1980.
7. V. Kazakov, "Sampling Reconstruction Procedures with a Limited Number of Samples of Stochastic Processes and Fields on the Basis of the Conditional Mean Rule". Electromagnetic Waves and Electronic Systems. Vol. 10, No 1-2, 2005, pp. 98-116.
8. V. Kazakov, Sampling Reconstruction Procedures of Gaussian Process Realizations - (Chapter 9) and Sampling Reconstruction Procedures of Non-Gaussian Process Realizations - (Chapter 10) in the book: "Probability: Interpretation, Theory and Applications", Edited by Y. Shmaliy. N.Y.: Nova Science Publishers, 2012, pp. 269 – 326.
9. R. L. Stratonovich, "Topics in the Theory of Random Noise", Vol. 1, N.Y.- London: Gordon and Breach, 1963.

УДК 621. 391

МЕТОД ПОВЫШЕНИЯ РАЗРЕШАЮЩЕЙ СПОСОБНОСТИ РАДИОТЕПЛОВОГО ИЗОБРАЖЕНИЯ

В.К. Ключко, С.М. Гудков

*Рязанский государственный радиотехнический университет,
Россия, Рязань, klochkovk@mail.ru*

Аннотация. Предложен метод двухэтапного восстановления матрицы изображения объектов в радиометре миллиметрового диапазона длин волн со сканирующей антенной. На основе метода разработаны двухэтапные процедуры, позволяющие уменьшить число вычислительных операций. Процедуры реализованы в виде алгоритмов. Проведено сравнение алгоритмов методом компьютерного моделирования. Показаны результаты натурного испытания работы алгоритма, основанного на фильтре Винера.

Ключевые слова: Сканирующий радиометр, радиотепловое изображение, разрешающая способность, двухэтапное восстановление, фильтр Винера.

METHOD OF RESOLUTION INCREASE OF RADIO THERMAL IMAGE

V.K. Klochko, S.M. Gudkov

*Ryazan state radio engineering university,
Russia, Ryazan, klochkovk@mail.ru*

Abstract. The method of two-stage restoration of objects image matrix in the radiometer of the millimetric range of waves lengths with the scanning antenna is offered. On a basis of a method the two-stage procedures allowing to reduce number of computing operations are developed. Procedures are realized in the form of algorithms. Comparing of algorithms is carried out by method of computer simulation. Results of full-scale test of operation of the algorithm based on Winer's filter are shown.

Keywords: Scanning radiometer, the radio thermal image, the allowing ability, two-stage restoration, Winer's filter.

1. Введение

При решении задач восстановления радиотепловых изображений, полученных с помощью сканирующего радиометра миллиметрового диапазона длин волн [1, 2], возникает необходимость повысить скорость восстановления. Существуют два пути повышения скорости: за счет увеличения шага сканирования по углу места [3] и за счет более рациональной

организации вычислительного процесса [4]. Предлагается одновременно реализовать эти два направления при построении алгоритмов восстановления.

Цель работы – разработка алгоритмов двухэтапного восстановления радиотепловых изображений, позволяющих решать задачи восстановления в условиях повышенного шага сканирования по углу места с наименьшим количеством вычислительных операций.

2. Постановка задачи

В результате сканирования пространства антенной радиометра по азимуту и углу места после первичной обработки принимаемых сигналов формируется матрица радиотеплового изображения (матрица наблюдения) $Y = \{y(i, j)\}$ в M строк и N столбцов, элементы которой $y(i, j)$ подчинены модели вида двумерной свертки:

$$y(i, j) = \sum_{i_1=-m}^m \sum_{j_1=-n}^n \gamma(i_1, j_1) x(i-i_1, j-j_1) + p(i, j), \quad i = \overline{1, h, M}, \quad j = \overline{1, N}, \quad (1)$$

где $2m+1$ и $2n+1$ – ширина диаграммы направленности антенны (ДНА) соответственно по углу места и азимуту (на уровне 0,5 мощности) в количестве элементов дискретизации; $\gamma(i, j)$, $i = \overline{-m, m}$, $j = \overline{-n, n}$ – функция рассеяния точки (ФРТ), описывающая действие ДНА и тракта первичной обработки на принимаемые сигналы; $X = \{x(i, j)\}$, $i = \overline{1, M}$, $j = \overline{1, N}$ – матрица искомого изображения, элементы которой $x(i, j)$ характеризуют радиотепловое излучение в i -м, j -м угловом направлении (i – по углу места, j – по азимуту); $p(i, j)$ – белый шум аппаратуры с дисперсией σ_p^2 ; $1 \leq h \leq m$ – шаг сканирования по углу места в количестве элементов дискретизации. Пропущенные строки матрицы Y в случае $h > 1$ не рассматриваются.

Задача восстановления матрицы $X = \{x(i, j)\}$ заключается в оценивании ее элементов $x(i, j)$ на основе определенного критерия оптимальности по наблюдениям $Y = \{y(i, j)\}$, что приводит к повышению пространственного разрешения изображения. Такая задача относится к классу некорректных обратных задач и решается методами восстановления изображений как в пространственной области, так и в области пространственных частот [5] с применением методов регуляризации, повышающих устойчивость решения.

3. Оптимальное двухэтапное восстановление в матричной форме

Остановимся на двух методах восстановления, наиболее удобных для реализации в реальном времени: матричный метод и метод фильтра Винера [4, 5]. Изучим возможность применения данных методов для достижения поставленной цели. Пусть ФРТ $\gamma(i, j)$ разделяется по переменным:

$$\gamma(i, j) = \alpha(i) \cdot \beta(j), \quad (2)$$

что характерно для ДНА вида $\exp(-\mu\varphi^2) \cdot \exp(-\mu\theta^2)$, $(\sin \varphi / \varphi) \cdot (\sin \theta / \theta)$, где μ – коэффициент, φ, θ – угловые координаты, а также других подобных функций и их комбинаций. Тогда с учетом (2) выражение (1) принимает вид:

$$y(i, j) = \sum_{i_1=-m}^m \alpha(i_1) \sum_{j_1=-n}^n x(i-i_1, j-j_1) \cdot \beta(j_1) + p(i, j), \quad (3)$$

позволяющий представить (3) в матричной форме

$$Y = A \cdot X \cdot B + P, \quad (4)$$

где $Y = \{y(i, j)\}$ – $M \times N$ -матрица наблюдений (1); $A = \{a(i, k)\}$ – $M \times M$ -матрица элементов $a(i, k)$, полученных заполнением изначально нулевой матрицы A значениями функции $\alpha(i)$ в соответствии с (3); $X = \{x(k, s)\}$ – искомая $M \times N$ -матрица; $B = \{b(s, j)\}$ – $N \times N$ -матрица элементов $b(s, j)$, полученных заполнением изначально нулевой матрицы B значениями функции $\beta(j)$ в соответствии с (3); $P = \{p(i, j)\}$ – $M \times N$ -матрица шумов.

Пропущенные при $h > 1$ строки матрицы Y учитываются введением соответствующих нулевых строк в матрицах Y и A .

Оптимальная оценка матрицы X для модели (4) находится минимизацией следа Sp следующего матричного выражения:

$$Sp[(Y - AXB)^T \cdot (Y - AXB)] \rightarrow \min_X, \quad (5)$$

где T – символ транспонирования. Условие (5) соответствует критерию метода наименьших квадратов (МНК).

Градиент следа (5) находится с использованием стандартной процедуры дифференцирования скалярной функции по матрице:

$$\begin{aligned} grad \ Sp(...) &= \frac{d}{dX} Sp(Y^T Y - B^T X^T A^T Y - Y^T A X B + B^T X^T A^T A X B) = \\ &= -2A^T Y B^T + 2A^T A X B B^T = -2A^T (Y - A X B) B^T. \end{aligned}$$

Из необходимого условия существования экстремума: $grad \ Sp(...) = O$, где O – нулевая матрица, следует $A^T A X B B^T = A^T Y B^T$, что приводит к оптимальной МНК-оценке вида:

$$X^* = (A^T A + \delta \cdot E_1)^{-1} A^T \cdot Y \cdot B^T (B B^T + \delta \cdot E_2)^{-1}, \quad (6)$$

где $\delta > 0$ – малый параметр регуляризации, необходимый для устойчивого обращения матриц; E_1 и E_2 – $M \times M$ и $N \times N$ -единичные матрицы.

Вычисление (6) удобно осуществлять в два этапа:

1. Вначале вычисляется $M \times N$ -матрица Z^* промежуточных оценок:

$$Z^* = Y \cdot B^T (B^T B + \delta \cdot E_2)^{-1} = Y \cdot H_B. \quad (7)$$

2. Затем вычисляется $M \times N$ -искомая матрица X^* :

$$X^* = (A^T A + \delta \cdot E_1)^{-1} A^T \cdot Z^* = H_A \cdot Z^*. \quad (8)$$

Матрицы весовых коэффициентов H_A, H_B вычисляются заранее с использованием процедур обращения матриц:

$$H_A = (A^T A + \delta \cdot E_1)^{-1} A^T, \quad H_B = B^T (B B^T + \delta \cdot E_2)^{-1} \quad (9)$$

Форма (7) такова, что каждая строка матрицы Y умножается на столбцы матрицы H_B . Это дает возможность осуществлять операции (7) в процессе формирования строк матрицы Y .

Для сравнения рассмотрим векторно-матричную модель наблюдений (1), используемую для ФРТ, не разделяющихся по переменным:

$$\bar{y} = G \cdot \bar{x} + \bar{p}, \quad (10)$$

где $\bar{y}$ – MN -вектор наблюдений, полученный построчным переписыванием элементов матрицы Y ; G – $MN \times MN$ -матрица значений ФРТ, полученная заполнением изначально нулевой матрицы G значениями функции $\gamma(i, j)$ в соответствии с (1); $\bar{x}$ – MN -искомый вектор, полученный построчным переписыванием элементов матрицы X ; $\bar{p}$ – MN -вектор шумов.

Для модели (10) МНК-оценка $\bar{x}^*$ вектора $\bar{x}$ находится минимизацией

$$(\bar{y} - G\bar{x})^T \cdot (\bar{y} - G\bar{x}) \rightarrow \min_{\bar{x}} \Rightarrow$$

$$\frac{d}{d\bar{x}} (\bar{y}^T \bar{y} - \bar{x}^T G^T \bar{y} - \bar{y}^T G \bar{x} + \bar{x}^T G^T G \bar{x}) = -2\bar{y}^T G + 2\bar{x}^T G^T G = 0^T$$

и приводит к известному выражению:

$$\bar{x}^* = G^+ \bar{y}, \quad G^+ = (G^T G + \delta \cdot E)^{-1} G^T, \quad (11)$$

где G^+ – $MN \times MN$ -псевдообратная матрица, вычисляемая заранее по формуле (11) или с помощью процедуры сингулярного разложения матрицы G .

Из сопоставления (7), (8) и (11) следует, что форма (11) не позволяет осуществлять операции в процессе формирования строк матрицы Y . Размер обращаемой матрицы в (11)

квадратично зависит от размеров $M \times N$ матрицы X , в то время как размеры обрабатываемых матриц в (7) и (8) имеют примерно одинаковые размеры с матрицей X .

4. Квазиоптимальное двухэтапное восстановление в векторной форме

Вводится упрощение, которое заключается в переходе от модели (1) в виде двойной суммы к двум моделям в виде одномерных сумм:

$$y(i, j) = \sum_{j_1=-n}^n \alpha(j_1) x(i, j - j_1) + p(i, j), \quad i - \text{const}, \quad j = \overline{1, N}, \quad (12)$$

$$y(i, j) = \sum_{i_1=-m}^m \beta(i_1) x(i - i_1, j) + p(i, j), \quad j - \text{const}, \quad i = \overline{1, N}, \quad (13)$$

где $\alpha(j) = \gamma(0, j)$, $j = \overline{-n, n}$ и $\beta(i) = \gamma(i, 0)$, $i = \overline{-m, m}$ – центральные сечения ФРТ $\gamma(i, j)$ по горизонтали и вертикали.

Выражения (12) и (13) представляются в виде двух векторных моделей:

$$\bar{y}_i^T = \bar{x}_i^T A^T + \bar{p}_i^T, \quad i = \overline{1, M}, \quad \bar{y}_j = B \cdot \bar{x}_j + \bar{p}_j, \quad j = \overline{1, N}, \quad (14)$$

где $\bar{y}_i^T, \bar{x}_i^T, \bar{p}_i^T$ – i -е N -строки матриц Y, X, P ; $\bar{y}_j, \bar{x}_j, \bar{p}_j$ – j -е M -столбцы этих же матриц; A и B – $N \times N$ и $M \times M$ -матрицы, заполненные значениями функций $\alpha(j)$ и $\beta(i)$ в соответствии с (12) и (13).

Для (14) МНК-оценки $\bar{x}_i^*$ и $\bar{x}_j^*$ вычисляются в соответствии с (11):

$$\bar{x}_i^{*T} = \bar{y}_i^T A^{+T}, \quad \bar{x}_j^* = B^+ \bar{y}_j, \quad (15)$$

где A^+ и B^+ – псевдообратные матрицы для A и B .

Такое упрощение позволяет восстанавливать изображение независимо в строках и столбцах матрицы Y с последующим объединением изображений.

5. Двухэтапное восстановление с помощью фильтра Винера

Представим модель (3) для ФРТ, разделяющейся по переменным, следующим эквивалентным образом:

$$y(i, j) = \sum_{i_1=-m}^m \alpha(i_1) z(i - i_1, j) + p(i, j), \quad i - \text{const}, \quad j = \overline{1, N}, \quad (16)$$

$$z(i, j) = \sum_{j_1=-n}^n \beta(j_1) x(i, j - j_1), \quad j - \text{const}, \quad i = \overline{1, M}.$$

Для двух одномерных сверток (16) переход в область пространственных частот осуществляется с помощью одномерного дискретного преобразования Фурье (ДПФ) и дает два алгебраических уравнения:

$$y_f(i, j) = \alpha_f(i) \cdot z_f(i, j) + p_f(i, j), \quad i - \text{const}, \quad j = \overline{1, N}, \quad (17)$$

$$z_f(i, j) = \beta_f(j) \cdot x_f(i, j), \quad j - \text{const}, \quad i = \overline{1, M},$$

где символ f означает Фурье-образ.

ДПФ $\alpha_f(i)$, $i = \overline{1, M}$ и $\beta_f(j)$, $j = \overline{1, N}$ функций $\alpha(i)$, $i = \overline{-m, m}$ и $\beta(j)$, $j = \overline{-n, n}$ вычисляются заранее, при этом $\alpha(i)$ и $\beta(j)$ получают свое периодическое продолжение на $i = \overline{1, M}$ и $j = \overline{1, N}$ [6].

Двухэтапное восстановление (17) означает:

1. Нахождение спектральных оценок $z_f(i, j)$, $j = \overline{1, N}$, независимо в каждой i -й строке.

2. Нахождение спектральных оценок $x_f(i, j)$, $i = \overline{1, M}$, независимо в каждом j -м столбце.

Оптимальное оценивание в спектральной области (по критерию минимума дисперсии ошибки восстановления) осуществляется умножением спектральных отсчетов

$y_f(i, j), j = \overline{1, N}$ и $z_f(i, j), i = \overline{1, M}$ на передаточные функции $w_{f,1}(j)$ и $w_{f,2}(i)$ восстанавливающего фильтра Винера:

$$w_{f,1}(j) = \beta_f^c(j) / [|\beta_f(j)|^2 + s_P(j)/s_Z(j)], \quad w_{f,2}(i) = \alpha_f^c(i) / [|\alpha_f(i)|^2 + s_P(i)/s_X(i)], \quad (18)$$

где “ c ” – символ комплексного сопряжения; s_P/s_X и s_P/s_Z – отношения спектральных плотностей шума и изображений X, Z , которые на практике можно заменить $\delta \cdot \sigma_P^2 / |y_f(i, j)|^2$ или $\delta \cdot \sigma_P^2 / |z_f(i, j)|^2$ с подбором положительного коэффициента δ , играющего роль параметра регуляризации. В случае такой замены в (18) восстановление носит квазиоптимальный характер. Существуют и другие способы [5] определения $\alpha_f(i)$ и $w_{f,2}(i)$, позволяющие вычислять передаточные функции заранее.

Оптимальность фильтра Винера нарушается также в случае его применения для матрицы Y , полученной с шагом сканирования по углу места $h > 1$ (с пропусками строк). В случае $h > 1$ пропущенные строки матрицы Y заполняются методом интерполяции (линейной, биквадратной или бикубической) на основе соответствующих элементов соседних наблюдаемых строк. Например, в случае линейной интерполяции имеем:

$$y(i + i_1, j) = y(i, j) + \Delta y \cdot i_1, \quad i_1 = \overline{1, h}, \quad \Delta y = (y(i + h, j) - y(i, j)) / h, \quad i = \overline{1, h, M - h}, \quad j = \overline{1, N}. \quad (19)$$

Далее матрица Y обрабатывается в предположении $h = 1$. При этом оптимальность фильтра Винера нарушается из-за ошибок интерполяции.

6. Результаты компьютерного моделирования

Разрабатывались следующие алгоритмы: алгоритм 1 матричного описания (7) – (9); алгоритм 2 векторного описания (15); алгоритм 2 одномерного фильтра Винера описания (16) – (19). Алгоритмы сравнивались на примере восстановления изображения объекта в форме рамки, расположенного в матрице изображения. В таблице 1 представлены результаты моделирования, полученные для алгоритмов 1, 2 и 3 при ширине ДНА $2m+1=2n+1=7$, отношении сигнал-шум (С-Ш) = 30 и 50, амплитуде объекта $A = 5$, а именно: зависимости оценок среднеквадратического отклонения (СКО) ошибок восстановления по амплитуде от шага h формирования строк в рассмотренных алгоритмах.

Таблица 1 – Результаты моделирования

С-Ш	50			30		
h	1	2	3	1	2	3
Алг.1	0,53	1,05	1,32	1,06	1,26	1,33
Алг.2	1,42	1,43	1,48	1,51	1,58	1,59
Алг.3	0,98	1,19	1,98	1,22	1,54	2,00

7. Результаты эксперимента

Натурные испытания алгоритма 3 проводились с помощью радиометра, антенна которого с шириной ДНА в 1^0 принимала сигналы в 3 мм диапазоне длин волн при наблюдении объектов на местности на расстоянии 30 м. Шаг сканирования по углу места и пропуск строк соответствовали 1^0 . Шаг дискретизации – $1^0/16$. Пропущенные строки заполнялись методом линейной интерполяции.

На рисунке 1 показано изображение в матрице РТИ Y , соответствующее 3 мм диапазону. На рисунке 2 – изображение в матрице X^* после обработки матрицы Y алгоритмом 3 с применением одномерного фильтра Винера.



Рис. 1. Матрица РТИ



Рис. 2. Восстановленное изображение

Выводы

Результаты моделирования и эксперимента показывают работоспособность предложенных алгоритмов. Наибольшую точность восстановления в условиях моделирования показал алгоритм, основанный на оптимальном матричном методе. Алгоритмы могут найти применение в существующих радиометрах миллиметрового диапазона при наблюдении за объектами.

Библиографический список

1. Николаев А.Г., Перцов С.В. Радиотеплолокация (пассивная радиолокация). М.: Сов. радио, 1964. 335 с.
2. Шарков Е. А. Радиотепловое дистанционное зондирование Земли: физические основы: в 2 т. / Т. 1. М.: ИКИ РАН, 2014. 544 с.
3. Ключко В. К., Кузнецов В. П. Методы восстановления изображений и оценивания аппаратной функции по прореженной матрице наблюдений // Автометрия. 2016. № 6. С. 12 – 21.
4. Ключко В. К. Математические методы восстановления и обработки изображений в радиотеплооптоэлектронных системах. Рязань: РГРТУ, 2009. 228 с.
5. Василенко Г. И., Тараторин А. М. Восстановление изображений. М.: Радио и связь, 1986. 304 с.
6. Гонсалес Р., Вудс Р., Эддинс С. Цифровая обработка изображений в среде MATLAB. М.: Техносфера, 2006. 616 с.

УДК 623.624.9

СКАНИРУЮЩИЙ РАДИОМЕТР МИЛЛИМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА С ДВУМЯ АНТЕННАМИ

С.М. Гудков

*Рязанский государственный радиотехнический университет,
Россия, Рязань, S.M.Gudkov@yandex.ru*

Аннотация. Приведены результаты разработки и испытаний радиометрического комплекса миллиметрового диапазона, его основные технические характеристики и функциональные возможности.

Ключевые слова: радиотепловые контрасты объектов, миллиметровый диапазон радиоволн.

THE SCANNING RADIOMETER OF MILLIMETRE WAVE WITH TWO ANTENNAS

S.M. Gudkov

*Ryazan state radio engineering university,
Russia, Ryazan, S.M.Gudkov@yandex.ru*

Abstract. The results of the development and testing radiometer of the millimetric range of waves lengths, its main technical characteristics and functionality.

Keywords: millimetric range of waves lengths, radio thermal contrasts of objects.

1. Введение

Разработка систем пассивной локации по радиометрическому излучению объектов техники в миллиметровом диапазоне длин волн объясняется ростом интереса и востребованности их. Также актуально и имеет важное практическое значение получение дополнительных знаний для исследования вопросов радиотепловой заметности и оценки эффективности применяемых средств и способов снижения радиотепловой заметности объектов [1-4].

2. Состав и технические характеристики радиометрического комплекса

В состав радиометрического комплекса (РК), общий вид которого показан на рисунке 1, входят: модуль измерительный (МИ), модуль опорно-поворотный (МОП) и модуль аппаратно-программный (МАП).



Рис. 1. Общий вид радиометрического комплекса

Принцип работы РК основан на сосредоточении контраста теплового (собственного или отраженного) радиоизлучения объектов, который возникает из-за различных коэффициентов поглощения и отражения материалов и разных физических температур наблюдаемых объектов. РК в автоматическом режиме выполняет сканирование объекта в заданном угловом поле по азимуту и углу места, принимает радиотепловое излучение в одном из двух участков миллиметрового диапазона длин волн, производит регистрацию, оцифровку и обработку принятого сигнала, формирование и запись служебной информации, визуализацию радиотеплового изображения на экране.

МИ предназначен для регистрации некогерентного радиотеплового излучения исследуемых объектов в двух участках миллиметрового диапазона длин волн, с помощью специальных приемников – радиометров, регистрации и оцифровки принятого сигнала, формирование служебной информации и передачу их в ППЭВМ МАП.

МИ включает в себя: две линзовые антенны, два радиометрических приемника 3-х и 8-и миллиметрового диапазона, вычислительную систему, телевизионный модуль, объединённый с лазерным дальномером.

Основные технические характеристики РК приведены в таблице 1.

Таблица 1 - Основные технические характеристики

№	Наименование параметра	Значение
1	Рабочие длины волн, мм	3,2; 8,6
2	Угловое поле измерений, град	60x60
3	Угловое разрешение, радиан	0,02
4	Дальность, м	25 - 100
5	Скорость сканирования, град/с	1
6	Рабочая температура, °С	от минус 30 до + 50
7	Номинальное напряжение электропитания, В	220
8	Потребляемая мощность, Вт	не более 900

Телевизионный модуль обеспечивает «нацеливание» РК на исследуемый объект, формирование видимого изображения исследуемого объекта, а также измерение дальности до объекта.

Управление РК осуществляется с помощью специального программного обеспечения (СПО), установленного в портативную персональную электронную вычислительную машину (ППЭВМ). РК в автоматическом режиме выполняет установку и удержание заданных углов по азимуту и углу места.

Основными составляющими устройствами МАП являются ППЭВМ с док-станцией, в которую установлен видеопроцессор - для обработки видеосигналов телевизионного модуля. По видеоизображению на экране ППЭВМ задаются границы зоны сканирования, после чего запускается процесс сканирования исследуемого объекта.

РК с помощью СПО обеспечивает получение и сохранение в электронной форме данных проведенных измерений с выходов радиометрических приемников и служебной информации, данные температуры исследуемого объекта в месте расположения курсора на полученном изображении, сегментацию по порогу, восстановление радиометрических изображений исследуемых объектов по матрице радиометрических наблюдений, которое заключается в формировании расширенной матрицы наблюдений за счет интерполяции недостающих строк с последующей обработкой расширенной матрицы в частотной области с помощью восстанавливающего фильтра, что позволяет получать сглаженное изображение объектов.

Выводы

Использование пассивной локации («радиовидения»), основанного на измерении электромагнитного излучения физических объектов в миллиметровом диапазоне волн, в настоящее время является актуальной задачей, имеющей важное практическое значение.

Это связано, с одной стороны, с достаточно хорошими свойствами миллиметровых волн с точки зрения прохождения по сравнению с видимыми и инфракрасными излучениями и, с другой стороны, с достижениями современной микроэлектроники, обеспечивающими возможность создания компактных и экономичных средств всепогодного радиовидения с высоким разрешением, скрытных в пассивном режиме работы.

Практическое использование пассивного радиовидения в миллиметровом диапазоне волн обеспечивает возможность создания радиоэлектронных средств разведки объектов ВВТ, скрытых непрозрачным для оптических излучений камуфляжем.

РК обеспечивает:

- получение изображений распределенных объектов (защищаемых объектов, объектов подавления, создаваемых помех и фонов) путем регистрации собственного и рассеянного радиотеплового излучения в двух участках миллиметрового диапазона длин волн;
- получение методом сравнения с мерой значений кажущейся радиояркой температурой в каждой точке изображения, а также усредненных значений кажущейся радиояркой температуры по отдельным областям.

Библиографический список

1. Федосеев Л. И и др. Экспериментальное исследование радиотепловых контрастов объектов в миллиметровом диапазоне длин волн // Журнал радиоэлектроники, № 12, 2010. DE2-115 User Manual. Terasic Technologies Inc. 2012.
2. Ключко В.К. Математические методы восстановления и обработки изображений в радиотеплооптоэлектронных системах. Монография. Рязань: РГРТУ, 2009.
3. Николаев А.Г., Перцов С.В. Радиотеплолокация (пассивная радиолокация). М.: Сов. радио, 1964. 335 с.
4. Гонсалес Р., Вудс Р., Эддинс С. Цифровая обработка изображений в среде MATLAB. М.: Техносфера, 2006. 616 с.

УДК 621.396; ГРНТИ 47.05.17

АНАЛИЗ ЭФФЕКТИВНОСТИ ДОПЛЕРОВСКОЙ ФИЛЬТРАЦИИ РАДИОЛОКАЦИОННОГО СИГНАЛА НА ФОНЕ ПАССИВНОЙ ПОМЕХИ

Д.О. Орехво

*Рязанский государственный радиотехнический университет,
Россия, Рязань, orex1630@yandex.ru*

Аннотация. В данной работе рассмотрены спектральные характеристики наиболее распространенных весовых окон. Произведен анализ зависимостей среднего энергетического параметра в зависимости от длины последовательности.

Ключевые слова: весовая функция, весовое окно, среднее значение энергетического параметра

ANALYSIS OF THE EFFECTIVENESS EFFECTIVENESS DOPPLER FILTRATION RADAR SIGNAL AGAINST PASSIVE HINDRANCES

D.O. Orekhvo

*Ryazan State Radio Engineering University,
Russia, Ryazan, orex1630@yandex.ru*

Abstract. In this paper the spectral characteristics most distributed weight windows. The analysis of the mean energy parameter dependencies, depending on the length of the sequence.

Keywords: the weight function, the weight window, the mean energy parameter

В системах первичной обработки радиолокационных сигналов находят применение многоканальные когерентные накопители, реализуемые на базе алгоритмов быстрого преобразования Фурье. Негативным последствием использования данного алгоритма является высокий уровень боковых лепестков амплитудно-частотной (скоростной) характеристики накопителя [1-3], что приводит к ложному обнаружению целей в соседних каналах и просачиванию мощных отражений от пассивных помех на вход обнаружителя. Поэтому актуальной остается задача исследования параметров весовых окон, частично решающих данные проблемы и их влияние на основные характеристики многоканальных когерентных накопителей.

Параметры классических весовых окон рассматриваемых в исследовании

Существуют функции окна позволяющие уменьшить уровень боковых лепестков и повысить средний энергетический параметр. Рассмотрим спектральное представление наиболее распространенных весовых окон. Спектр весовых окон описывается формулами [2-4].

Для прямоугольной весовой функции он графически представлен на рисунке 1.

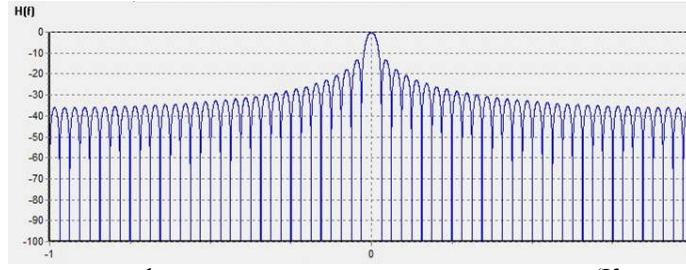


Рис. 1. АЧХ доплеровского фильтра с прямоугольным типом окна. (Количество каналов 64)

$$W(\theta) = \exp\left(-j\left(\frac{N-1}{2}\right)\theta\right) \frac{\sin\left(\frac{N\theta}{2}\right)}{\sin\left(\frac{\theta}{2}\right)} \quad (1)$$

Треугольное окно в частотной области описывается формулой 2

$$W(\theta) = \frac{2}{N} \exp\left(-j\left(\frac{N-1}{2}\right)\theta\right) \frac{\sin\left(\frac{N\theta}{4}\right)}{\sin\left(\frac{\theta}{2}\right)} \quad (2)$$

Его графическое представление показано на рисунке 2.

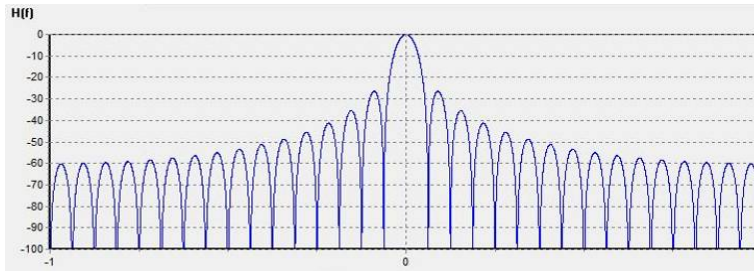


Рис. 2. АЧХ доплеровского фильтра с треугольным типом окна. (Количество каналов 64)

Окно вида $\cos^a(x)$

$$W(\theta) = 0.5D(\theta) + 0.25\left[D\left(\theta - \frac{2\pi}{N}\right) + D\left(\theta + \frac{2\pi}{N}\right)\right] \quad (3)$$

где

$$D(\theta) = \exp\left(\frac{j\theta}{2}\right) \frac{\sin\left(\frac{N\theta}{2}\right)}{\sin\left(\frac{\theta}{2}\right)}$$

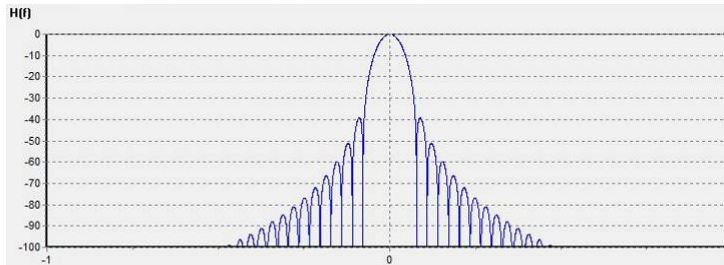


Рис. 3. АЧХ доплеровского фильтра с типом окна $\cos^a(x)$. (Количество каналов 64)

Частотное представление окна Кайзера-Бесселя описываемое формулой 4 представлено на рисунке 4

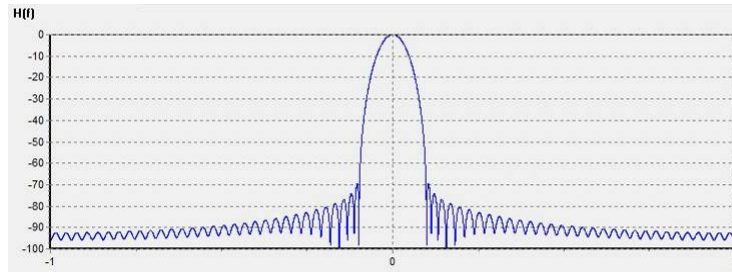


Рис. 4. АЧХ доплеровского фильтра окном Кайзера-Бесселя. (Количество каналов 64)

$$W(\theta) = \frac{N}{I_0(\pi\alpha)} \frac{\text{sh} \left[\sqrt{\alpha^2 \pi^2 - \left(\frac{N\theta}{2} \right)^2} \right]}{\sqrt{\alpha^2 \pi^2 - \left(\frac{N\theta}{2} \right)^2}} \quad (4)$$

Окно Дольфа-Чебышева описывается формулой 5 [1]

$$W_k = (-1)^k \frac{\cos \left[N \arccos \left[\beta \cos \left(\frac{\pi k}{N} \right) \right] \right]}{\text{ch} \left(N \text{ch}^{-1}(\beta) \right)} \quad 0 \leq |k| \leq N-1 \quad (5)$$

где

$$\beta = \text{ch} \left[\frac{1}{N} \text{ch}^{-1}(10^\alpha) \right]$$

Его графическое представление

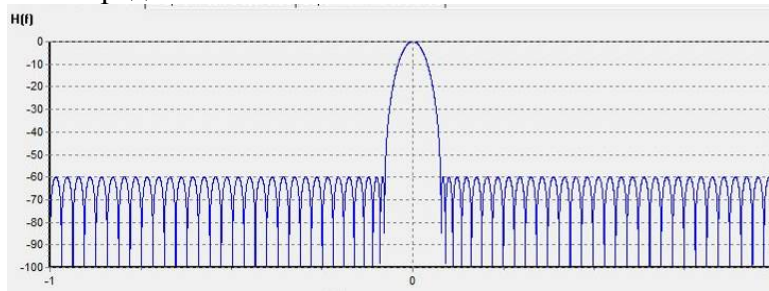


Рис. 5. АЧХ доплеровского фильтра с окном Дольфа-Чебышева. (Количество каналов 64)

Спектральные представления окон Хэмминга, Блэкмана, Блэкмана-Хэрриса, Гаусса представлены на рисунке 6.

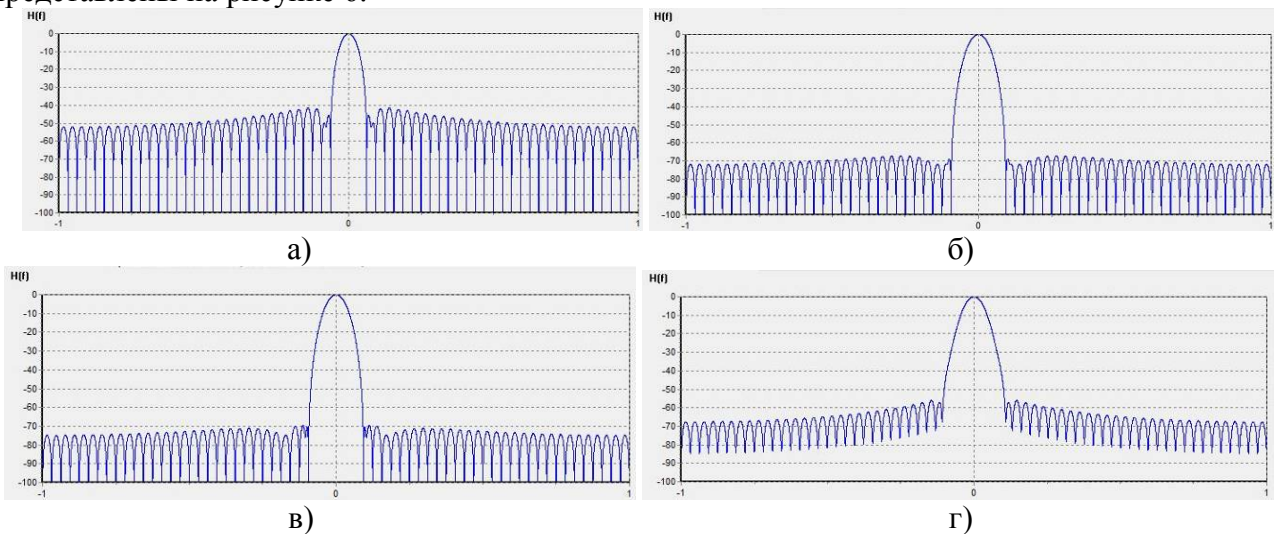


Рис. 6. АЧХ доплеровских фильтров с окнами: а) Хэмминга б) Блэкмана, в) Блэкмана-Хэрриса, г) Гаусса. (Количество каналов 64)

Сравнительный анализ среднего значения энергетического параметра

Для перечисленных выше окон был проведен сравнительный анализ зависимости среднего коэффициента улучшения отношения сигнал-(помеха+шум) от количества отсчетов сигнала (равно числу каналов N) со следующими параметрами процесса: относительной ширине спектра сигнала 0,01 и отношении шум-помеха -50 дБ, при наличии пассивной помехи с гауссовской формой корреляционной функции и относительной шириной спектра 0,1. Результаты исследования представлены в таблице 1.

Таблица 1 - Зависимость среднего энергетического параметра от количества каналов

Количество каналов Тип окна	4	8	16	32	64	128	256	512
1	2	3	4	5	6	7	8	0
Прямоугольное	14,0262	16,7699	22,11	27,5893	32,6575	37,1309	40,9624	44,328
Треугольное	24,0275	25,3225	34,6849	46,057	56,0575	62,2409	64,5793	65,2567
$\cos^3(x)$	9,01328	38,6737	54,1848	58,6738	61,3573	63,3231	64,5833	65,1982
Хэмминга	24,3975	32,4381	38,8849	44,141	49,1615	53,6138	57,231	59,9774
Блэкмана	8,72786	44,753	53,5875	57,8003	60,8107	63,0274	64,4228	65,117
Блэкмана-Хэрриса	8,47762	45,7406	54,2304	58,2385	61,077	63,171	64,5032	65,1561
Гаусса	7,55248	39,7162	50,5917	56,0498	59,8211	62,4756	64,1308	64,9626
Кайзера-Бесселя	6,85168	46,774	54,7707	58,5273	61,2387	63,2403	64,5348	65,1773
Дольфа-Чебышева	36,171	48,5855	53,9396	56,137	56,9406	57,6159	59,2646	60,625

На рисунке 7 данные зависимости представлены графически.

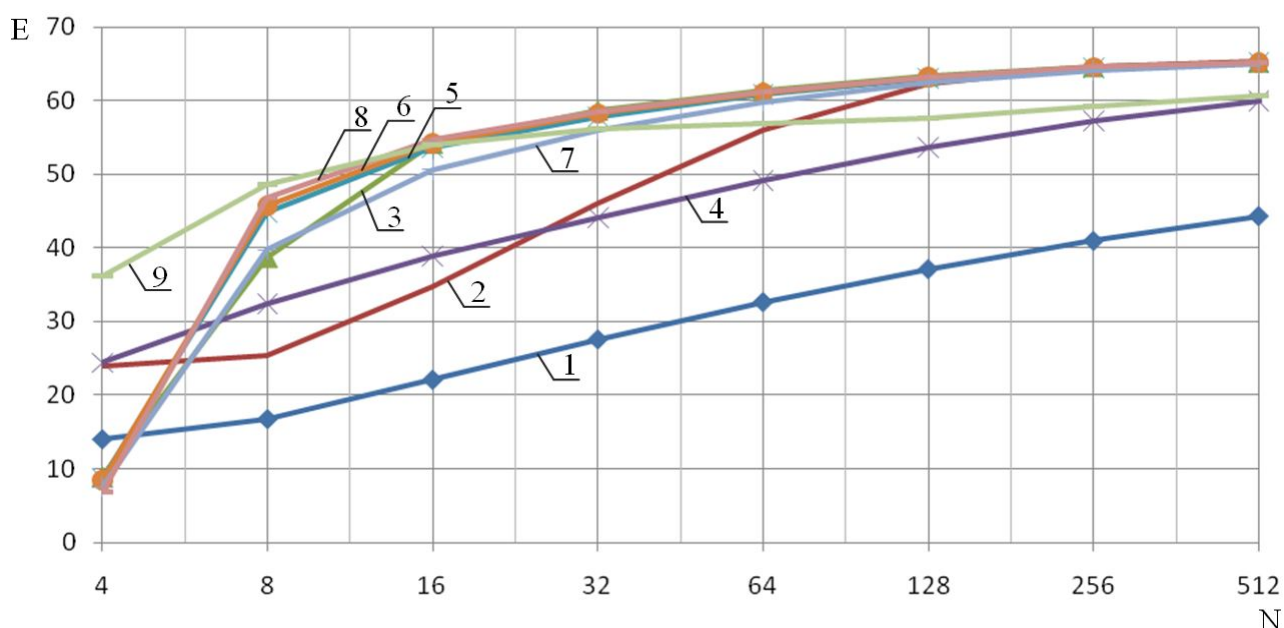


Рис. 7. Зависимость среднего энергетического параметра от количества каналов для различных видов весовых окон: 1-прямоугольное, 2-треугольное, 3- $\cos^3(x)$, 4- Хэмминга, 5- Блэкмана, 6- Блэкмана-Хэрриса, 7- Гаусса, 8 Кайзера-Бесселя, 9-Дольфа-Чебышева

Результаты сравнительного анализа показывают, что для малых последовательностей (8-16) наилучшими характеристиками обладают окна Кайзера-Бесселя и Дольфа-Чебышева. С ростом количества каналов, окна $\cos^3(x)$, Блэкмана, Блэкмана-Хэрриса, Кайзера-Бесселя имеют близкие значения среднего энергетического параметра при различных параметрах уровня боковых лепестков и ширине главного лепестка амплитудно-частотной характери-

стики. Т.к. эти параметры взаимосвязаны выбор окна для каждой задачи необходимо выполнять исходя из компромисса между параметрами боковых лепестков и шириной главного.

Библиографический список

1. Бакулев П.А. Радиолокационные системы. Учебник для вузов – М.: Радиотехника 2015, 440 с.
2. Синтез фильтров многоканальной доплеровской обработки сигналов Кошелев В.И., Горкин В.Н. Известия высших учебных заведений. Радиоэлектроника. 2003. Т. 46. № 1. С. 63-68.
3. Адаптивная обработка радиолокационных сигналов на базе процессора БПФ Кошелев В.И. Цифровая обработка сигналов. 2001. № 4. С. 12.
4. Одиноченко Н.М. Какаев В.В. Алуев С.В. Использование алгоритмов быстрого преобразования фурье и адаптивного взвешивания при обработке радиолокационных сигналов /Одиноченко Н. М. // Информационно-управляющие системы – 2011. - № 6 – С. 2-7.

УДК 004.93; ГРНТИ 28.23.15

РАСПОЗНАВАНИЕ СЛУЧАЙНЫХ СИГНАЛОВ С МНОГОМОДАЛЬНЫМ ЗАКОНОМ РАСПРЕДЕЛЕНИЯ

В.С. Паршин, П.А. Шумилов

Рязанский государственный радиотехнический университет, г. Рязань

Аннотация. Проведен анализ эффективности использования в качестве признаков выборочных характеристических функций для распознавания случайных сигналов с бимодальными законами распределения. Выбор таких признаков позволяет при определенных условиях преодолеть непараметрическую априорную неопределенность. Принято, что в силу центральной предельной теоремы закон распределения оценки характеристической функции асимптотически стремится к многомерному нормальному закону независимо от вида распределения наблюдаемых сигналов. Приведены результаты моделирования.

Ключевые слова: ХФ, бимодальный закон распределения, случайный сигнал

RECOGNITION OF ACCIDENTAL SIGNALS WITH MULTIMODAL DISTRIBUTION LAW

V. S. Parshin, P. A. Shumilov

Ryazan state radio engineering university, Ryazan

Abstract. The analysis of efficiency of use as signs of sample characteristic functions for recognition of accidental signals with bimodal distribution laws is carried out. The choice of such signs allows to overcome nonparametric prior uncertainty under certain conditions. It is accepted that owing to the central limit theorem the distribution law of assessment of characteristic function asymptotically aims at the multivariate normal law irrespective of a type of distribution of observed signals. Results of simulation are given.

Keywords: HF, bimodal distribution law, accidental signal

1. Введение

Использование выборочных характеристических функций (ХФ) позволяет в целом ряде случаев повысить эффективность извлечения полезной информации из принимаемых сигналов. В работе [1] показано, что использование выборочных ХФ позволяет получать состоятельные (в среднеквадратичном смысле) оценки спектральной плотности мощности импульсных случайных процессов. В работе [2] изложены основные сведения, относящиеся к оценке вероятностных характеристик случайных процессов с помощью выборочных ХФ. Предложена соответствующая аппаратура. Использование в качестве признаков выборочных ХФ позволяет упростить и построение алгоритмов распознавания случайных сигналов. Известно, что существенным затруднением при синтезе алгоритмов распознавания при непараметрической априорной неопределенности является необходимость оценки законов распределения принимаемых сигналов и их параметров. Известны различные методы преодоления непараметрической априорной неопределенности. Например, в [3-5] и других работах обсуждаются достоинства и недостатки операторного метода, гистограммного метода, метода k -ближайших соседей, метода моментов. Проведен в первом приближении анализ их недостатков, вызывающих затруднения при получении решающих статистик, обладающих свойством

оптимальности. Наибольшую трудность вызывает подгонка многомодальных распределений. Некоторые методы аппроксимации выборочных распределений, особенно при малых объемах выборки, в этом случае просто не работают. В качестве примера можно привести метод моментов. Преодолеть непараметрическую априорную неопределенность позволяет, на наш взгляд, использование в качестве признаков выборочных характеристических функций (ХФ) распознаваемых сигналов. Если априорно известно, что случайные сигналы отличаются законами распределений, то они будут отличаться и формой ХФ. В известной авторам литературе не удалось найти публикаций, посвященных распознаванию случайных сигналов при использовании таких признаков.

2. Принцип распознавания

Прежде чем перейти к получению решающих статистик, рассмотрим статистические характеристики ХФ. В этой работе ограничимся только распознаванием случайных процессов, представленными стационарными эргодическими процессами с некоррелированными компонентами.

Согласно определению, под ХФ случайной величины ν понимается

$$\theta(j\omega) = M\{\exp(j\omega\nu)\}, \quad (1)$$

где M - оператор математического ожидания;

Согласно (1) за оценку ХФ принимаем:

$$\hat{\theta}(j\omega) = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N \exp(j\omega\nu_n), \quad (2)$$

где ν_n - n -ая реализация случайной величины ν ; N - объем выборки.

Непосредственно из (2) следует, что оценка ХФ является несмещенной. В работе [2] при ряде предположения показано, что оценка ХФ сходится по вероятности к истинному значению ХФ. В [6] получено выражение для дисперсии оценки ХФ в общем виде, откуда следует, что для дельта-коррелированных процессов дисперсию оценки можно представить в следующем виде:

$$D\{\hat{\theta}(j\omega)\} = \frac{1}{N} \{1 - |\theta(j\omega)|^2\}, \quad (3)$$

где $\theta(j\omega)$ - истинная ХФ.

Проведенные расчеты по выражению (3) и результаты моделирования показали практически одинаковые результаты. Расчеты и моделирование проведены для случайных сигналов с различными распределениями – нормальным, равномерным, экспоненциальным, для сигналов с многомодальными распределениями. В работе положено, что оценка ХФ вычисляется для значений аргумента

$$\omega_i = 2\pi i / N, \quad i = \overline{0, N-1}. \quad (4)$$

В [6] получены соотношения, позволяющие найти корреляционные связи между оценками ХФ, вычисленными при различных значениях аргумента ХФ. Используя результаты работы [6], проведены расчеты коэффициента корреляции между оценками ХФ при значениях аргумента $\omega_i = 2\pi i / N$, $i = 0, 1, 2, \dots$, и $\omega_m = 2\pi m / N$, $m = 0, 1, 2, \dots$. Представляя ковариацию комплексных случайных величин в виде [7]:

$$\begin{aligned} M\{\hat{\theta}(j\omega_l), \hat{\theta}(j\omega_m)\} &= M\{\operatorname{Re} \hat{\theta}(j\omega_l), \operatorname{Re} \hat{\theta}(j\omega_m)\} + M\{\operatorname{Im} \hat{\theta}(j\omega_l), \operatorname{Im} \hat{\theta}(j\omega_m)\} + \\ &+ j\{M\{\operatorname{Im} \hat{\theta}(j\omega_l), \operatorname{Re} \hat{\theta}(j\omega_m)\} - M\{\operatorname{Re} \hat{\theta}(j\omega_l), \operatorname{Im} \hat{\theta}(j\omega_m)\}\}. \end{aligned} \quad (5)$$

Можно убедиться, что коэффициент корреляции между оценками реальной части ХФ на частотах ω_i, ω_m достаточен заметен. Также существенен коэффициент корреляции между оценками мнимой части ХФ на частотах ω_i, ω_m . Коэффициент корреляции между реальной и мнимой частями ХФ при значениях аргумента ХФ $\omega_i \neq \omega_m$ при симметричных законах рас-

пределения случайной величины v относительно среднего равен нулю. При несимметричных распределениях v реальная и мнимая части оценки ХФ статистически зависимы.

Следует остановиться на виде закона распределения оценки ХФ. Перепишем для наглядности выражение для оценки ХФ в виде:

$$\hat{\theta}(j\omega) = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N \cos \omega v_n - j \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N \sin \omega v_n. \quad (6)$$

Из (6) следует, что областью определения реальной части случайных величин $\text{Re} \hat{\theta}(j\omega_i)$, $i = 0, 1, 2, \dots$ является интервал $-1 \leq \text{Re} \hat{\theta}(j\omega_i) \leq 1$. Такой же интервал является областью определения и мнимой части оценки ХФ. Поэтому для аппроксимации безразмерной случайной величины $\theta(j\omega)$ наиболее подходящим является известное [5] β – распределение с нулевым коэффициентом асимметрии. Однако для этого распределения затруднительно вычисления вероятностей ошибочного распознавания. Кроме того, для этого распределения при подборе его параметров для выборки конечного объема не всегда можно составить отношение правдоподобия.

С другой стороны, из (6) следует, что закон распределения оценки и реальной, и мнимой частей ХФ представляет собой сумму функционально преобразованных случайных величин v . Будем считать, что эти случайные величины имеют конечные моменты. Тогда в силу центральной предельной теоремы [7] следует, что закон распределения оценки будет асимптотически приближаться к N – мерному комплексному нормальному распределению. Проведенное моделирование показало, что предположение о нормализации закона распределения выполняется всегда, независимо от вида закона распределения исходных данных. Скорость сходимости к нормальному закону распределения, естественно, зависит от вероятностных характеристик исходных случайных величин. Использование критерия χ – квадрат показало, что с уровнем значимости 0.05 предположение о нормальном распределении оценки ХФ выполняется в большинстве случаев. При весьма больших величинах N предположение о нормальности оценки выполняется всегда. Стоит отметить, что с таким же уровнем значимости выполняется и предположение о том, что оценка ХФ подчиняется β – распределению.

Исходя из изложенного, будем аппроксимировать закон распределения оценки ХФ $2N$ – мерным действительным нормальным распределением, представляя вектор оценки ХФ в следующем виде:

$$\theta(\omega) = \{\text{Re} \theta(\omega_1), \text{Re} \theta(\omega_2), \dots, \text{Re} \theta(\omega_N), \text{Im}(\omega_1), \text{Im} \theta(\omega_2), \dots, \text{Im} \theta(\omega_N)\}. \quad (7)$$

Средние значения реальной и мнимой частей оценки ХФ несложно определить из (2). Дисперсию оценки ХФ при сделанных выше предположениях о характере распознаваемых случайных сигналов можно представить в виде

$$D \begin{Bmatrix} \text{Re} \hat{\theta}(j\omega) \\ \text{Im} \hat{\theta}(j\omega) \end{Bmatrix} = \frac{1}{2N} \pm \frac{1}{2N} \text{Re} \theta(2j\omega) + \frac{N-1}{2N} |\theta(j\omega)|^2 \pm \pm \frac{N-1}{2N} [\text{Re}^2 \theta(j\omega) - \text{Im}^2 \theta(j\omega)] - \begin{Bmatrix} \text{Re}^2 \theta(j\omega) \\ \text{Im}^2 \theta(j\omega) \end{Bmatrix}. \quad (8)$$

Пренебрегая корреляционными связями, решающее правило, реализующее критерий максимального правдоподобия при использовании в качестве признаков выборочной ХФ для случая проверки простой гипотезы против простой альтернативы можно [8] представить в виде

$$\Lambda(x) = \sum_{i=1}^{2N-2} \frac{[x_i - M_1(x_i)]^2}{2D_1(x_i)} - \sum_{i=1}^{2N-2} \frac{[x_i - M_2(x_i)]^2}{2D_2(x_i)} > c, \quad (9)$$

где порог $c = \sum_{i=1}^{2N-2} \ln \frac{\sqrt{D_1(x_i)}}{\sqrt{D_2(x_i)}}$.

То есть решающее правило сводится к распознаванию нормальных совокупностей с различными средними и дисперсиями. В (9) под x_i обозначена оценка реальной или мнимой частей ХФ, вычисленная при i -том значении аргумента ХФ. Оценка ХФ при значении аргумента $\omega = 0$ ($i = 0$) не используется, поскольку $\theta(0) = 1$. Суммирование от 1 до $N-1$ осуществляется для реальной части оценки, суммирование от N до $N-2$ для мнимой части оценки ХФ.

На рисунке 1 показана зависимость вероятности ошибочного распознавания ε от числа отсчетов N , полученная с помощью моделирования. Под вероятностью ошибочного распознавания ε понимается

$$\varepsilon = (p_1 + p_2)/2, \quad (10)$$

где p_1 и p_2 - вероятности ошибок первого и второго рода;

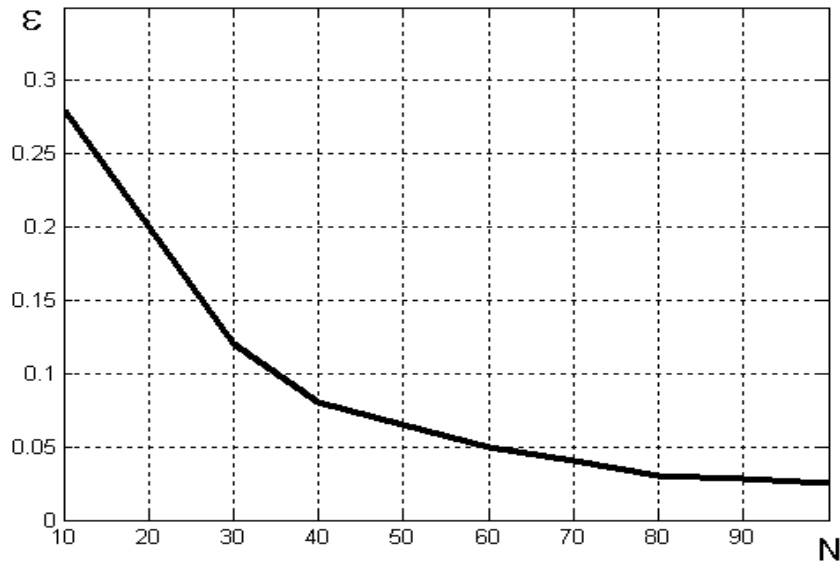


Рис. 1. Зависимость вероятности ошибочного распознавания от числа отсчетов

Распознаваемые сигналы имеют бимодальный закон распределения:

$$w(x) = \frac{1}{2} \left(\frac{1}{\sqrt{2\pi D_1}} \exp \left[-\frac{(x - M_1)^2}{2D_1} \right] + \frac{1}{\sqrt{2\pi D_2}} \exp \left[-\frac{(x - M_2)^2}{2D_2} \right] \right). \quad (11)$$

Для первого класса параметры $M_1 = 0.5$, $M_2 = -0.5$, $D_1 = 1$, $D_2 = 1$. Для второго класса параметры $M_1 = 1.5$, $M_2 = -1.5$, $D_1 = 2$, $D_2 = 2$.

Объем обучающей выборки составлял 2000 реализаций. Объем экзаменующей выборки составлял 500 реализаций. Обучение решающего правила (9) состояло в оценке по обучающей выборки дисперсии и математического ожидания оценки ХФ для первого и второго распознаваемых сигналов. Отметим, что для распознавания никакой оценки законов распределения распознаваемых сигналов не производилось.

Проведено моделирование процедуры распознавания сигналов с бимодальными распределениями вида:

$$w(x) = \begin{cases} \frac{1}{b-a}, & a \leq x \leq b \\ \frac{1}{c-d}, & d \leq x \leq c \end{cases} \quad (12)$$

для сигналов первого и второго классов, которые различаются значениями a, b, c, d .

Выводы

В том случае, если области определения распознаваемых случайных величин первого и второго классов не перекрываются, то очевидно, что всегда, после процедуры обучения возможно обеспечить нулевую вероятность ошибочного распознавания во «временной» области. Нулевая вероятность ошибочного распознавания обеспечивается и при распознавании при использовании в качестве признаков выборочных ХФ. Отметим еще раз, что для получения нулевой ошибки распознавания сигналов, заданных бимодальным распределением (12), не производилась оценка закона распределения. Вычислялась оценка ХФ, определялись среднее значение и дисперсия оценки и затем использовалось решающее правило (9).

Библиографический список

1. Паршин В.С. Оценивание спектральной плотности мощности импульсных случайных процессов с помощью выборочных характеристических функций // Цифровая обработка сигналов. 2016. №4. С. 9-13.
2. Вешкурцев Ю.М. Прикладной анализ характеристической функции случайных процессов. – М.: Радио и связь, 2003, – 201с.
3. Фукунага К. Введение в статистическую теорию распознавания образов. Пер. с англ. под ред. А.А. Дорофеюка. – М.: Наука, 1979, – 367 с.
4. Фомин Я.А., Тарловский Г.Р. Статистическая теория распознавания образов. – М.: Радио и связь, 1986, – 264с.
5. Хан Г., Шапиро С. Статистические модели в инженерных задачах. – М.: Мир, 1969, – 395 с.
6. Паршин В.С. Оценивание характеристических функций параметров импульсных случайных процессов // Известия высших учебных заведений. Радиоэлектроника. – 1989. – Т.32. – №3. – С. 54-55.
7. Тихонов В.И. Статистическая радиотехника. – М.: Радио и связь, 1983, – 624 с.
8. Левин Б.Р. Теоретические основы статистической радиотехники. – М.: Сов. радио, 1974 – 1976, кн. 1-3. – кн.1 – 552 с., кн.2 – 392 с., кн.3 – 288 с.

УДК 537.86 + 621.396.96 + 629.7.05; ГРНТИ 47.49.02

О ПРИНЦИПАХ ПОСТРОЕНИЯ И ФРАКТАЛЬНО-СКЕЙЛИНГОВЫХ МЕТОДАХ ОБРАБОТКИ ИНФОРМАЦИИ ДЛЯ СИСТЕМ ОБНАРУЖЕНИЯ И ОПРЕДЕЛЕНИЯ КООРДИНАТ ОБЪЕКТОВ ПРИ ОДИНОЧНОМ БПЛА И ИХ ГРУППОВОМ ВЗАИМОДЕЙСТВИИ В УСЛОВИЯХ ИНТЕНСИВНЫХ ПОМЕХ

А.А. Потапов

*Институт радиотехники и электроники им. В.А. Котельникова Российской академии наук,
Россия, Москва, potapov@cplire.ru*

Аннотация. Рассмотрена задача обнаружения объектов, в том числе и малозаметных, на нечетких изображениях, полученных с беспилотных летательных аппаратов (БПЛА). Решение сложных комплексных задач возможно только в результате группового применения БПЛА. В рамках стохастических моделей управления даны подходы к исследованию теоретико-игровых задач информационного противоборства. Речь идет об организации “распределенного интеллекта” и коллективного взаимодействия БПЛА в группе, создания средств информационного обмена и формирование распределенных баз данных и знаний, разработки методов и алгоритмов принятия группового решения и адаптивного управления в условиях динамически изменяющейся естественной среды. Важная роль отводится современным методам обработки изображений и распознавания образов. Рассмотрены и децентрализованные системы управления с минимизацией обмена информацией между БПЛА группы. В работе предлагаются фрактальные подходы к решению таких задач на всех этапах обработки и реализации поступающей информации.

Ключевые слова: беспилотный летательный аппарат, радиолокация, теория игр, популяционные алгоритмы, фрактал, обработка изображений.

ON PRINCIPLES OF BUILDING AND FRACTAL-AND-SCALING METHODS OF INFORMATION PROCESSING FOR DETECTION SYSTEMS AND OBJECTS LOCATION SYSTEMS WHEN USING A SINGLE UNMANNED AERIAL VEHICLE AND ITS GROUP INTERACTION IN THE PRESENCE HIGH-INTENSITY NOISE

A.A. Potapov

[Kotelnikov](#) *Institute of Radio Engineering and Electronics (IREE) of [Russian Academy of Sciences](#), Russia, Moscow, potapov@cplire.ru*

Abstract. A task of detecting objects including stealthy ones at fuzzy images which are obtained from unmanned aerial vehicles (UAV) has been considered. Solution of complicated complex problems is possible only as a result of group application of UAVs. Approaches to studying game-theoretical problems of the information confrontation have been given in the framework of stochastic control models. This is about organization of “distributed intelligence” and collective interactions of UAVs in group, designing assets of informational exchange and forming distributed data bases and knowledge bases, designing methods and algorithms of group decision-making and adaptive control in conditions of dynamically changing natural environment. An important role is allocated to modern methods of images processing and patterns recognition. Distributed control systems with minimization of information exchange between group UAVs have been considered as well. Fractal approaches to solution of such problems at every stage of processing and realization of incoming information have been proposed in the work.

Keywords: unmanned aerial vehicle, radiolocation, game theory, population algorithms, fractal, image processing.

Беспилотные летательные аппараты (БПЛА) в настоящее время используются для решения широкого спектра научных и практических задач и могут стать основным элементом формирования единого информационного поля [1-4]. Можно сказать, что сейчас происходит бурное развитие беспилотной авиационной техники. С помощью находящихся на БПЛА оптических, радиолокационных и ИК-датчиков можно получать в любое время суток цифровые изображения с высоким разрешением и высокой степенью оперативности их получения. При этом возможны следующие режимы: сканирование заранее определенного участка местности; поиск целей по линейному маршруту; маршрутное картографирование; получение детального изображения представляющих интерес небольших участков местности и находящихся на них объектов. Широкое поле зрения датчиков дает возможность сканирования местности независимо от маневров БПЛА. Согласно [3, 4], по прогнозам журнала “Aviation Week and Space Technology” доля мирового рынка БПЛА в 2014-2023 гг. составит порядка 67 миллиарда долларов США. При этом предполагаемые расходы будут распределены следующим образом: проведение НИОКР – 28,7 млрд. дол.; производство БПЛА – 35,6 млрд. дол.; сервисное обслуживание 2-3 млрд. дол.

Решение сложных комплексных задач возможно только в результате группового применения БПЛА. Группа – совокупность некоторого числа однотипных или разнотипных БПЛА, объединенных общей целевой задачей. По данным [1, с. 652-653], количество БПЛА в составе типовых формирований может составлять от нескольких штук до нескольких десятков - “Тяжелая” бригада: комплекс тактического разведывательного БПЛА “Shadow” - 4 тактических разведывательных БПЛА RQ-7 “Shadow”; комплексов тактического разведывательного мини-БПЛА “Raven” - 10 (по 3 тактических разведывательных БПЛА RQ-11 “Raven”). “Легкая” бригада: комплекс тактического разведывательного БПЛА “Shadow” - 1 (4 тактических разведывательных БПЛА RQ-7 “Shadow”); комплекс тактического разведывательного мини-БПЛА “Равен” - 3 (по 3 тактических разведывательных БПЛА RQ-11 “Raven”). Бригада “Страйкер”: комплекс тактического разведывательного БПЛА «Shadow» - 1 (четыре тактических разведывательных БПЛА RQ-7 “Shadow”).

Следует заметить, что очень важной является разработка теоретических основ и практических методик организации основных и вспомогательных (сервисных) процессов эффективного применения БПЛА различного назначения [1-13]. Постановка задачи группового управления БПЛА (в общем случае, роботами) и ее решение является предметом повышен-

ного интереса ученых и проводится различными итерационными методами. Кратко рассмотрим здесь некоторые из них.

В реальных условиях БПЛА функционируют в недетерминированной, непредсказуемой среде и в условиях противодействия. Каждый из БПЛА выполняет ряд действий, направленных на решение общей задачи. При этом возникает необходимо рассеивать контроль на поле решения задач. Это возможно при минимальном центральном контроле, чтобы обеспечить сети работать без заторов трафика. Следует провести параллель с биологическими исследованиями, которые пытаются ответить на вопрос о возникновении кооперативного поведения в процессе эволюции или так называемая эволюционная стратегия [5-8, 14].

Для эффективного решения задач глобальной оптимизации в 80-х годах прошлого века начали интенсивно разрабатывать стохастические поисковые алгоритмы оптимизации. Интеллектуальные или популяционные алгоритмы (методы) относятся к классу стохастических поисковых алгоритмов оптимизации. Популяционные алгоритмы входят в класс эвристических алгоритмов, для которых сходимость к глобальному решению не доказана, но экспериментально установлено, что они дают достаточно хорошее решение. Согласно [5], схема популяционных алгоритмов содержит следующие этапы: 1 – инициализация популяции; 2 – миграция агентов популяции; 3 – завершение поиска. Из содержания этих этапов следует множественность таких алгоритмов из-за варьирования правил инициализации популяции, миграционных операторов и условий завершения поиска.

Свойства членов или агентов популяции (в нашем случае БПЛА): автономность, стохастичность, ограниченность представления, децентрализация, коммуникабельность. Данные свойства агентов даже при их простейших стратегиях поведения способствуют формированию роевого интеллекта популяции, т.е., здесь “включается” синергетическая парадигма с законами сложных систем. Идеологическая основа – эффект эмерджентности поведения в теории систем – наличие у какой-либо системы особых свойств, не присущих ее элементам. Считается, что относительно простые правила индивидуального поведения могут создавать сложное организованное поведение всего роя. Ключевым моментом является взаимодействие между членами группы, которое создает систему постоянной обратной связи, а целевой функцией – разумность поведения не индивидуума, а всей группы роботов.

Чем хороши популяционные алгоритмы поисковой оптимизации? Для плохо формализуемых задач с их частой многомодальностью и высокой размерностью такие алгоритмы обеспечивают высокую вероятность локализации глобального экстремума при субоптимальном решении. Механизмы адаптации и самоадаптации обеспечивают переход от диверсификации (широкий обзор пространства поиска) к интексификации (скорость сходимости алгоритма) поиска.

Можно предложить несколько классификаций популяционных алгоритмов оптимизации. В [5] выделены следующие классы таких алгоритмов:

- эволюционные алгоритмы, включая генетические;
- популяционные алгоритмы, вдохновленные живой природой (алгоритмы роя частиц, колонии муравьев, пчелиного роя, искусственной иммунной системы, бактериальной оптимизации и т.д.);
- алгоритмы, вдохновленные неживой природой (алгоритмы гармонического, гравитационного и электромагнитного поиска (или потенциальных полей) и т.д.);
- алгоритмы, инспирированные человеческим обществом (алгоритмы эволюции разума, стохастического диффузионного поиска, “культурные” алгоритмы, меметические алгоритмы и т.д.);
- прочие алгоритмы (самоорганизующийся миграционный алгоритм, алгоритмы рассеянного поиска, прокладки путей и т.д.).

Применение метода потенциальных полей позволяет создать различные типы группового управления [6]: 1 – “гонка за лидером” – к цели притягивается ведущий робот, а остальные роботы группы притягиваются к ведущему; 2 – “цепь” – к цели притягивается робот-ведущий, а каждый последующий притягивается к предыдущему; 3 – “расхождение” – на всех роботов группы действует сила отталкивания от ведущего, что приводит к рассредото-

чению группы; 4 - “схождение” – на всех роботов группы действует сила притяжения к ведущему роботу; 5 - “свободный поиск” – на роботы действуют лишь силы отталкивания от препятствий и от других роботов группы при чрезмерном сближении. При методе потенциальных полей достигается простота вычислений суммарных сил, которые легко реализуются и для маломощных бортовых вычислителей, встроенных в малоразмерные роботы. Данный метод позволяет реализовать формирование строев лишь с равноудаленными роботами. Эффективное формирование траекторий возможно лишь при выпуклом множестве контуров элементов среды, в противном случае необходимо применение дополнительных эвристических алгоритмов для ликвидации локальных минимумов.

При функционировании БПЛА в нестационарных средах с препятствиями или конфликтных средах широкое распространение получил метод непотенциальных полей [6]. Основной особенностью данного метода является то, что БПЛА движется в поле непотенциальных сил, т.е., репеллеры (отталкивающее множество) и аттракторы (притягивающее множество) формируют отталкивающие или притягивающие силы, зависящие не только от взаимного расположения БПЛА и препятствия, но и от скоростей и дополнительных свободных переменных. Здесь использована идея формирования неустойчивых состояний в фазовом пространстве систем управления. Идея взята из теории нелинейной динамики и синергетики.

Эффективность группировки (“Swarm” – “Рой”) БПЛА значительно повышается при наличии информационного взаимодействия между ее членами. Интеллектуальные методы управления опираются на математические и логические операции. Это требует для своего решения мощных вычислительных ресурсов и построения адаптивных сетей связи (высокая живучесть и гибкость топологии сети) для обмена информацией. Таким образом, речь идет об организации “распределенного интеллекта” и коллективного взаимодействия БПЛА в группе, создания средств информационного обмена и формирование распределенных баз данных и знаний, разработки методов и алгоритмов принятия группового решения и адаптивного управления в условиях динамически изменяющейся естественной среды. Рой может управляться всего одним оператором, т.е., необходимо включение человека в контур управления “роем” и обеспечение передачи человеком - оператором команд управления для частичного выполнения условий устойчивости к внешним воздействиям.

Формирование роя подчинено набору правил [8]: 1 - правило связи – обеспечивает связность БПЛА, ориентируясь на их векторы ускорения в направлении местного центра роя при условии, что расстояние между ними больше некоторого заданного значения; 2 - правило выравнивания – позволяет БПЛА двигаться со скоростями, с какими движутся соседи; 3 - правило разделения – позволяет каждому БПЛА сохранять дистанцию между собой и своими соседями больше минимально необходимой для того, чтобы предотвратить перекрытие датчиков; 4 - правило избегания целей – обеспечивает приближение к цели на расстояние, не ближе заданного (например, до получения определенных команд).

К решению данных задач применим и авторский фрактально-скейлинговый метод, давно и широко известный в научном мире [9-23]. Допустим, сложная сеть из множества микро- (нано-) БПЛА ($> 10^2 \dots 10^3$) осуществляет глобальный мониторинг территории и расположенных на ней объектов. Задачу можно рассматривать в рамках понятия распределенной измерительной среды, когда каждая точка некоторой динамической среды способна выполнять сенсорные, измерительные и информационные функции [15, 16]. Фрактально-графовый подход позволяет изучать рост сложных сетей и дает метод манипулирования такими сетями на глобальном уровне, не прибегая к детальному описанию. При этом оказывается, что избыточное число датчиков (БПЛА) не гарантирует их оптимальное распределение в/по исследуемой недетерминированной среде. Введение фрактальной топологии таких сетей с учетом конфигурации исследуемой территории позволит *более точно и меньшими средствами* (количество БПЛА) осуществлять ее мониторинг с обнаружением объектов. Речь идет не об единицах процентов, а о более существенном выигрыше в необходимом и достаточном числе БПЛА. В работах [10-13, 23] рассмотрена задача обнаружения объектов, в том числе и малозаметных, на нечетких изображениях, полученных с БПЛА. Как и ранее, исследование ведется в рамках фрактально-скейлинговой пороговой обработки, в том числе, и с адаптив-

ным порогом. Параллельно рассмотрены также вопросы обработки изображений с БПЛА на основе целочисленной меры Лебега. В свете постановки и усовершенствования решений задач коллективного взаимодействия БПЛА можно применить новые концепции, представленные в работах [24, 25], по методам наведения и теории игр с неполной информацией.

Основным средством конструирования новых популяционных алгоритмов является гибридизация известного популяционного алгоритма с другими популяционными или непопуляционными. При решении задач из практики очень часто возникает задача многокритериальной оптимизации. В основу большинства рассмотренных задачлагается подход, учитывающий их многокритериальность и получение совокупности вариантов, оптимальных по Парето (неулучшаемых, эффективных) решений. Наиболее известные алгоритмы Парето-аппроксимации построены на основе эволюционных генетических алгоритмов.

Рассмотренные основные тенденции в развитии методов группового управления неизбежно требуют углубления и расширения с точки зрения *теории эффективного применения БПЛА* [3]. Впервые предложено ввести в поисковые алгоритмы и в процессы формирования динамической группировки БПЛА элементы теории фракталов в совокупности со скейлинговыми эффектами. Алгоритмы, построенные на таких правилах, позволят достаточно успешно контролировать группу БПЛА в процессе движения, поиска целей, развертывания в определенный порядок и выполнения целевых задач. Ранее применение теории фракталов в радиолокации, радиофизике и обработке многомерных сигналов привело к созданию нового теоретического направления в современной радиолокации [10-13, 15, 17-23]. Его можно охарактеризовать как “Статистическая теория фрактальной радиолокации”. Развернутый перечень включенных фундаментальных вопросов в это направление приведен в [19].

Библиографический список

1. Сидорин А.Н., Прищепов В.М., Акуленко В.П. Вооруженные силы США в XXI веке. – М.: Военная книга, 2013. – 800 с.
2. Gonzales D., Harting S. Designing Unmanned Systems with Greater Autonomy: Using a Federated, Partially Open Systems Architecture Approach. – Santa Monica, Calif: RAND, 2014. – 96 pp.
3. Моисеев В.С. Основы теории эффективного применения беспилотных летательных аппаратов. – Казань: РИЦ “Школа”, 2015. – 444 с.
4. Быстров Р.П., Гвоздев А.Е., Немцов А.В., Потапов А.А., Шеремет И.Б. Современное состояние и перспективы развития беспилотных летательных аппаратов ведущих государств мира. – М.: 3 ЦНИИ Минобороны России, 2016. – 399 с.
5. Карпенко А.П. Современные алгоритмы поисковой оптимизации. Алгоритмы, вдохновленные природой. – М.: Изд-во МГТУ им. Н.Э. Баумана. – 2014. – 446 с.
6. Групповое управление подвижными объектами в неопределенных средах / Под ред. В.Х. Пшихопова. – М.: ФИЗМАТЛИТ, 2015. – 305 с.
7. Гладков Л.А., Курейчик В.В., Курейчик В.М. Генетические алгоритмы. – М.: ФИЗМАТЛИТ, 2010. – 368 с.
8. Cheng H., Page J., Olsen J. Dynamic Mission Control for UAV Swarm via Task Stimulus Approach // American Journal of Intelligent Systems. – 2012. – № 2(7). – P. 177–183.
9. Бекмачев Д.А., Потапов А.А., Ушаков П.А. Проектирование фрактальных пропорционально-интегрально-дифференциальных регуляторов дробного порядка // Успехи современной радиоэлектроники. – 2011. – № 5. – С. 13–20.
10. Гуляев Ю.В., Потапов А.А. Создание и развитие в ИРЭ РАН текстурных и фрактальных методов обнаружения, обработки и распознавания слабых сигналов и изображений неподвижных и движущихся целей на фоне интенсивных помех для современных задач статистической радиофизики, радиолокации, навигации и дистанционного зондирования // Материалы 18-й Междунар. науч.-техн. конф. “Проблемы передачи и обработки информации в сетях и системах телекоммуникаций” (Рязань, 26–28 октября 2015 г.). – М.: Изд-во “Горячая линия - Телеком”, 2015. С. 3–9.
11. Потапов А.А., Лазин Ю.А., Кубенцов Д.И. и др. Обработка фрактально-скейлинговыми и интегральными методами изображений, полученных с беспилотных летательных аппаратов в режиме пролета над неоднородной местностью с оперативным обнаружением объектов // Там же. С. 22–24.
12. Потапов А.А. [Обработка фрактально-скейлинговыми и интегральными методами нечетких изображений, полученных с беспилотных летательных аппаратов в режиме пролета над неоднородной местностью](#) // Радиотехника. – 2016. – № 7. – С. 119–124.
13. Potapov A.A., German V.A., Pahomov A.A. Processing of images obtained from unmanned aerial vehicles in the regime of flight over inhomogeneous terrain with fractal-scaling and integral method // Proc. 2016 Int. Conf. on Radar “Radar 2016” / Ed. Wu Shunjun (China, Guangzhou, Oct. 10–12, 2016). – Beijing: Chinese Institute of Electronics (CIE), 2016. – P. 585–587.

14. Потапов А.А., Шифрин Я.С., Кузеев Р.Р. Генетические и самоаффинные методы проектирования фрактальных антенн // Антенны. – 2014. – № 3 (202). – С. 25–48.
15. Потапов А.А. Фракталы в радиофизике и радиолокации: Топология выборки. Изд. 2-е, перераб. и доп. – М.: Университетская книга, 2005. – 848 с.
16. Евдокимов Ю.К., Потапов А.А., Шахтурин Д.В. Фрактальное моделирование задержек сообщений в больших сетях // Нелинейный мир. – 2008. – Т. 6. – № 8. – С. 444–451.
17. Potapov Alexander A. Chaos Theory, Fractals and Scaling in the Radar: A Look from 2015. – Глава 12 в книге: The Foundations of Chaos Revisited: From Poincaré to Recent Advancements / Ed. Skiadas C. – Switzerland, Basel: Springer Int. Publ., 2016. – P. 195–218.
18. Потапов А. А. Стратегические направления в синтезе новых топологических радиолокационных обнаружителей малоконтрастных объектов на фоне интенсивных помех от земли, моря и осадков // Нелинейный мир. – 2016. – Т. 14. – № 3. – С. 6–22.
19. Potapov A.A. Analysis and Synthesis of Topological Radar Detectors of Low-Contrast Targets Against the Background of High Intensity Noise as a New Branch of Radiolocation and the Theory of Statistical Solutions // Eurasian Physical Technical Journal. – 2016. – Vol. 13. – No. 2(26). – P. 12–23.
20. Potapov A.A. Strategic Directions in Synthesis of New Topological Radar Detectors of Low-Contrast Targets against the Background of High-Intensity Noise from the Ground, Sea and Precipitations // Proc. 2016 Int. Conf. on Radar “Radar 2016” / Ed. Wu Shunjun (China, Guangzhou, Oct. 10–12, 2016). – Beijing: Chinese Institute of Electronics (CIE), 2016. – P. 692–696.
21. Potapov A.A. Fractality and scaling problems in radio location and radio physics with new methods of detection of low-contrast targets against a background of high intensity noise // Proc. of the XV Int. Academic Congress “Fundamental and Applied Studies in the Modern World” (United Kingdom, Oxford, 06–08 September 2016). – Oxford: Oxford University Press, 2016. – P. 314–322.
22. Potapov Alexander A. New Conception of Fractal Radio Device with Fractal Antennas and Fractal Detectors in the MIMO Systems // Book of Abstracts 9th Int. Conf. (CHAOS’ 2016) on Chaotic Modeling, Simulation and Applications (23–26 May 2016, Senate House, University of London, London, UK). – London: University of London, 2016. – P. 85.
23. Потапов А. А. Создание, развитие и применение фрактально – скейлинговых методов для задач радиолокации и формирования основ фрактальной элементной базы // Труды девятой Всероссийской конф. “Необратимые процессы в природе и технике” (Москва, 25–27 января 2017 г.). – М.: МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2017. – Часть I. – С. 65–68.
24. Foukzon J., Potapov A.A. Homing Missile Guidance Law with Imperfect Measurements and Imperfect Information about the System // arXiv:1210.2933. – (General Mathematics), 8 October 2012. – Cornell University. – USA. – 2012. – 58 pp. (<https://www.researchgate.net/publication/232143888>).
25. Foukzon J., Men’kova E., Potapov A.A. The Solution Classical Feedback Optimal Control Problem for m-Persons Differential Game with Imperfect Information // Open Journal of Optimization. – 2013. – V. 2. – № 1. – P. 16–25 (<http://dx.doi.org/10.4236/ojop.2013.21003>).

УДК 537.87; ГРНТИ 29.35.19

ПОЛЕ РАДИОВОЛНЫ В БЛИЖНЕЙ ЗОНЕ

И.Д. Козин, И.Н. Федулина

Алматинский университет энергетики и связи,

Республика Казахстан, Алматы, innafedulina@yandex.kz

Аннотация. Показаны пределы, в которых корректны измерения полей радиоволн в ближней зоне, определяемые процессами индукции и интерференции.

Ключевые слова: радиоволна, ближняя зона, интерференция, индукция

RADIO-WAVE FIELD IN THE NEAR ZONE

I.D. Kozin, I.N. Fedulina

Almaty University of Power Engineering and Telecommunications, Almaty, Kazakhstan

innafedulina@yandex.kz

Abstract. The limits are shown in which measurements of radiowaves fields in the near zone determined by processes of induction and interference are correct.

Keywords: radiowave, near zone, interference, induction

Исследованиям пространственного распределения энергии излучения на небольших расстояниях посвящено множество работ, например [1–4]. С момента проведения М. Фараде-ем опыта по обнаружению в приёмной антенне тока при её пересечении переменным магнитным полем установилось твёрдое мнение, что в этой ситуации возникает некая электро-движущая сила - ЭДС, которая и является источником тока. Полагается, что таким источни-ком ЭДС является электрическое поле проходящей к антенне радиоволны.

По величине тока в приёмной антенне принято оценивать напряжённость поля радиоволны. На больших удалениях приёмной антенны этот способ оценки не вызывает возражений. На близких расстояниях ситуация меняется коренным образом.

Рассмотрим процесс формирования ближнего поля в присутствии приёмной антенны. Поле радиоволны приводит к движению электронов вдоль проводника приёмной антенны, которое и называется антенным током. Движущиеся в проводнике электроны создают вокруг себя магнитное поле, направление которого уменьшает, по закону Ленца, причину его возникновения. Тогда зарегистрированный в антенне ток будет меньшим относительно ожидаемого значения в формулах расчётов. Значит энергия, приходящая с радиоволной, будет расходоваться на образование электрического тока и на создание вокруг него магнитного поля. Соотношение этих составляющих может быть разным и зависит от многих причин. Поэтому проходящий по антенне ток не может быть использован для оценки энергии приходящей к ней радиоволны, и коэффициент преобразования энергии радиоволны в антенный ток не может быть равным 100%.

Генерированное приёмной антенной магнитное поле будет распространяться, в том числе, и по направлению к передающей антенне. Нет причин сомневаться в том, что эта переотражённая (переизлучённая) приёмной антенной волна наведёт электрический ток и в передающей антенне. Первичный ток, создаваемый генератором, будет подвержен векторному сложению с током переотражённой волны. Результатом такого сложения токов в передающей антенне может быть как уменьшение, так и возрастание результирующего тока, и, следовательно, теперь уже общей излучаемой мощности. Знак изменения общего тока будет зависеть от разности фаз генерируемого и обратно наведённого тока, то есть от расстояния между передающей и приёмной антеннами. Вклад переотражённого тока будет зависеть от коэффициентов преобразования напряжённости поля в электрический ток антеннами, а также от протяжённости и поглощающих свойств среды распространения. Общие соображения по распределению осциллирующего поля в зоне Френеля приведены в работах [5, 6], в которых подтверждается, что на монотонное убывание поля по закону $1/d^2$ накладывается осциллирующее затухающее с увеличением расстояния колебание. На рисунке 1 приведены изменения сопротивления и усиления приёмной антенны в зависимости от удаления от передающей антенны.

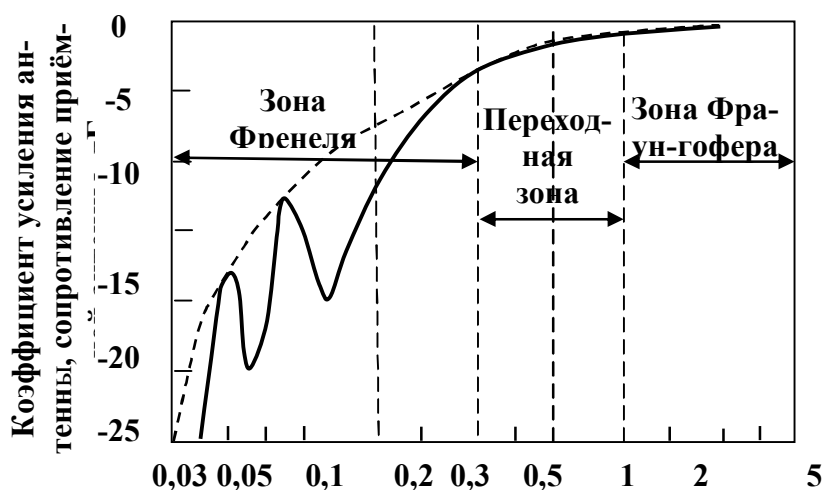


Рис. 1. Зависимость относительного усиления (сопротивления) антенны от расстояния между источником излучения и антенной

В экспериментальных измерениях авторы установили, что затухание поля вблизи источника излучения пропорционально удалению в степени 0,5 [7]. Вид суммарно излучаемого поля при однократном воздействии приёмной антенны будет выглядеть так, как на рисунке 2. По оси абсцисс отложена разность фаз излучаемой и вернувшейся от приёмной антенны волн в радианах. Амплитуды поля приведены в условных единицах.

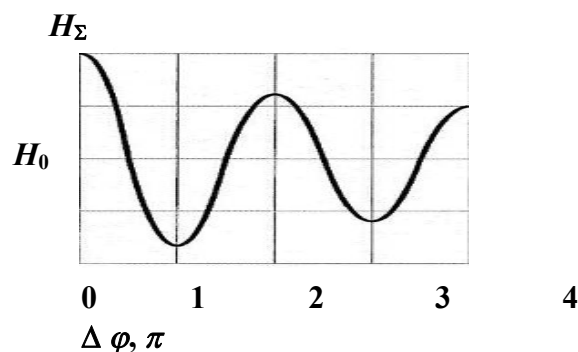


Рис. 2. Модельные представления о пространственных вариациях напряжённости поля вблизи излучателя в присутствии переизлучателя

Ряд авторов, например [8], наблюдавших аналогичные представленным на рисунке пространственным вариациям поля радиоволны, объясняют эффект изменения сопротивления приёмной антенны с удалением. Такое утверждение вызывает сомнения. Тем не менее, можно утверждать, что корректное измерение поля в ближней зоне возможно только за пределами зоны Френеля.

Библиографический список

1. Крушевский Ю. В., Саламон Е. М. Структура электромагнитных потоков элементарного электрического излучателя в ближней и промежуточной зонах, Научные труды ВНТУ «Радиоэлектроника и радиоэлектронное аппаратостроение», № 3, 2008.
2. Laybros S., Comber P.F., Mametsa H.J. The “very-near-field” Region of Equiphas Radiating Apertures, IEEE Antennas and Propagation Magazine, Vol. 47, № 4, 2005.
3. Гадомский О.Н., Сухов С.В. Микроскопическая теория переходного слоя на идеальной поверхности полубесконечных диэлектрических сред и эффект ближнего поля, Оптика и спектроскопия, т. 89, № 2, С. 287-293, 2000.
4. Ерохин Г.А., Кочержевский В.Г., Петровский А.А. Анализ ближнего поля проволочных антенн, Антенны, Вып. 1 (42), 1999, С. 31–36.
5. Фельд Я.Н., Бененсон Л.С. Антенны сантиметровых и дециметровых волн. ч. 1. М.: ВВИА им. Н.Е. Жуковского, 1955, 208 с.
6. Марков Г.Т., Сазонов Д.М. Антенны, М.: Энергия, 1975, 528 с.
7. Козин И.Д., Васильев И.В., Шевченко С.Ф., Ахатаева С., Кумамбетов В.Р., Федулina И.Н., Ляшенко А., Шпель В.А. Исследование пространственного распределения напряженности радиоволн на расстояниях меньше длины волны, Информационные телекоммуникационные сети, №4 (18), 2005, С. 43-46.
8. Войтович Н.И., Соколов А.Н. Вибраторные антенны: Учебное пособие, Челябинск: ЮУрГУ, 2001, 76 с.

УДК 621.396.94; ГРНТИ 47.47.31

РЕАЛИЗАЦИЯ ШИРОКОДИАПАЗОННОГО ИЗМЕРИТЕЛЯ ПОЛЯ РАДИОИЗЛУЧЕНИЙ

И.Д. Козин, И.Н. Федулina, Т.В. Голубева

Алматинский университет энергетики и связи,

Республика Казахстан, Алматы, innafedulina@yandex.kz

Аннотация. Дано описание многоканального измерителя напряженности поля, работающего в радиочастотном диапазоне до 4,4 ГГц, адаптированного для Алматинского университета энергетики и связи в целях обеспечения учебного процесса. К задачам исследований относится изучение реакции сред и распространения радиоволн в спокойных и возмущённых условиях.

Ключевые слова: радиоволна, спектр мощности, многочастотная регистрация

IMPLEMENTATION OF THE WIDE-BAND METER OF THE RADIO EMISSION FIELD

I.D. Kozin, I.N. Fedulina, T.V. Golubeva

*Almaty University of Power Engineering and Telecommunications, Almaty, Kazakhstan
innafedulina@yandex.kz*

Abstract. The description of a multichannel measuring instrument of field intensity working in a radio-frequency range to 4,4 GHz, adapted for Almaty University of Power Engineering and Telecommunications for the purpose of maintenance of educational process, is given. Research problems consist in studying of reaction of environment and radio-waves propagation in the quiet and disturbed conditions.

Keywords: radio wave, power spectrum, multifrequency registration

Достоверные результаты экспериментальных исследований достигаются при мониторинге большого числа радиоисточников, волны которых различаются по частоте и распространяются на трассах различных направлений и протяжённости [1, 2].

Для лабораторных испытаний и научных исследований компаний «РТС инжиниринг» Республики Казахстан разработан и введён в эксплуатацию многоканальный анализатор радиоспектра «Барс», предназначенный для измерения характеристик радиосигналов в широком диапазоне частот.

Основные характеристики:

- диапазон частот составляет 1 Гц – 4.4 (12.4) ГГц;
- разрешение по частоте от 0.1 Гц до 250 кГц;
- точность измерения 0.25 дБ;
- скорость сканирования 140 МГц/с;
- количество измерительных каналов – 5.

«Барс» с задаваемой периодичностью (с точностью до 1 секунды) и в задаваемом частотном диапазоне регистрирует спектрограммы, которые отображаются на осциллографе и записываются в базу данных. Мониторинг спектров осуществляется набором модулей типа SA44B (1Гц-4,4 ГГц) и SA124B (100 кГц-12,4 ГГц), подключаемых к компьютеру через USB интерфейс. В качестве опорного генератора используется кварцевый генератор с относительной точностью 10^{-8} .

Прибор регистрирует занятость контролируемого диапазона частот, временные и параметрические характеристики исследуемых излучателей, уровни шумов и помех, выполнение условий электромагнитной совместимости.

Многоканальный анализатор спектра по заданию исследователей в автоматическом режиме позволяет проводить измерения фазового шума во всем анализируемом диапазоне (по желанию в усреднённом варианте), а также квадратурных составляющих выбранных для анализа частот.

Пример регистрации занятости радиодиапазона 1 – 1,7 МГц, проведенной 27 июля 2015 года в 12.00 местного времени в г. Алматы, приведён на рисунке 1. Отчётливо просматривается ряд всплесков, относящихся к радиосигналам средневолнового диапазона.

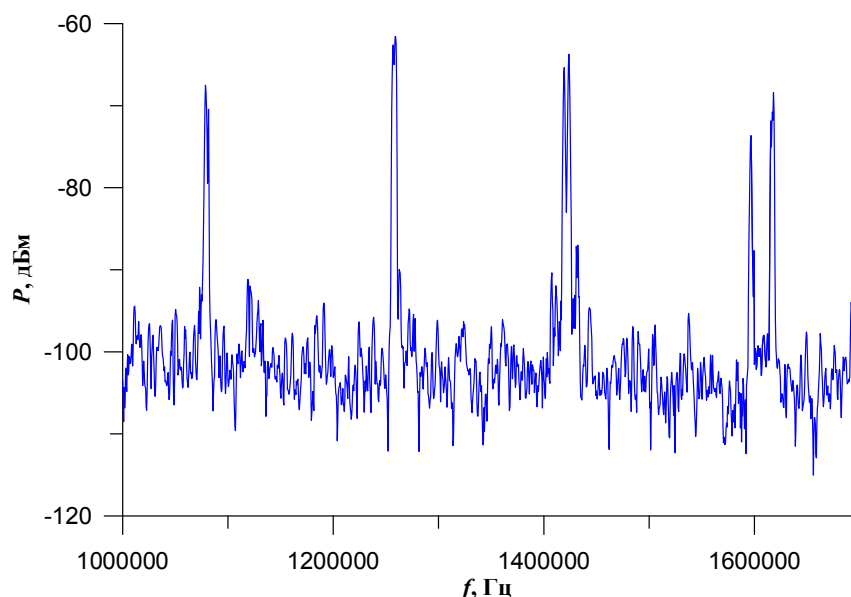


Рис. 1. Спектр занятости СВ- радиодиапазона

В стандартном режиме анализатор спектра работает круглосуточно и регистрирует спектрограммы ежеминутно в следующих частотных диапазонах:

- 12 – 26 кГц;
- 100 кГц – 1 МГц;
- 1 – 10 МГц;
- 10 – 100 МГц.

Регистрация ведётся с ноября 2013 г. Формируемая база данных может быть использована для анализа вариаций принимаемой мощности любой станции в любых заданных временных интервалах [3, 4]. Для автоматизации процесса обработки данных в АУЭС была создана специальная программа. На рисунке 2 приведен скриншот рабочего окна для визуализации данных на частоте 1,65 МГц за период с 1 по 31 июля 2015 г.

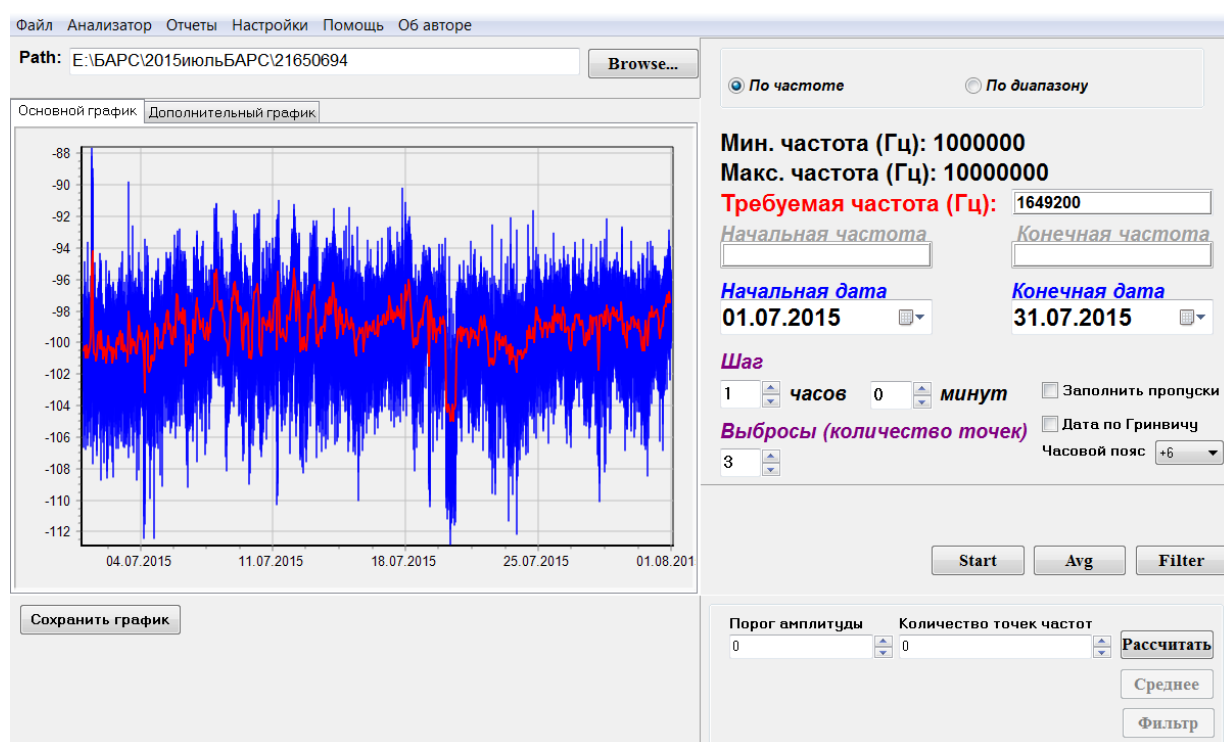


Рис. 2. Окно программы для анализа данных, полученных с многоканального анализатора радиоспектра «Барс»

Данная программа позволяет строить график как для точно заданной частоты, так и для средней величины в заданном диапазоне частот, делать выбор данных по датам, проводить осреднение методом скользящего среднего с заданным размером окна, выбирать часовой пояс, отфильтровывать выбросы и заполнять пропуски.

В работе [5] показана возможность использования данных «Барс» для анализа условий распространения радиоволн в возмущённых условиях. Так для времени воздействия солнечных вспышек обнаружено воздействие на параметры радиоволн в диапазонах от СДВ до УКВ. Особый интерес вызывает обнаруженное воздействие на параметры УКВ сигналов. На частотах 10,7 и 75 МГц в момент вспышки обнаруживается резкое изменение поля. Это абсолютно новый, неизвестный ранее результат. Резкое изменение сигналов в моменты рентгеновских вспышек регистрировалось в СДВ диапазоне [6]. Отсюда вытекает, что наземный способ фиксации мощных рентгеновских вспышек можно производить не только в СДВ, но и в УКВ диапазонах.

Библиографический список

1. Козин И.Д. Измерение напряженности дальнего поля СДВ на многих частотах, Ионосфера и солнечно-земные связи. Алматы: Наука КазССР, 1972, С. 14-16.
2. Бычков С.Г., Зеленков В.Е., Козин И.Д. и др. Система контроля занятости радиоэфира. Алматы: Редакционно-издательский отдел КазГосИНТИ, 1997, С. 23-25.
3. Козин И.Д., Васильев И.В., Федулина И.Н., Троицкая Н.И. Инновационный патент РК на изобретение «Способ измерения удалённости источника радиоизлучения» от 15.09.2014 г. (19)KZ(13)A4(11)28948: (51) G01S 5/04 (2006/01).
4. Козин И.Д., Федулина И.Н., Васильев И.В., Проценко В.А., Кирпун В.В. Прибор контроля занятости радиоэфира, Известия НАН РК, серия физико-математическая, № 4 (302), 2015, С. 46-49.
5. Козин И.Д., Федулина И.Н. Солнечные вспышки и распространение радиоволн, Известия НАН РК, серия физико-математическая, № 4 (302), 2015, С. 40-45.
6. De Cank M.H. Radio wave propagation, Volume 6, Antennex online magazine, 2009, 410 p.

УДК 621.396.626

МОДЕЛИ БЕСПРОВОДНЫХ КАНАЛОВ СВЯЗИ

А.С. Немова

Рязанский государственный радиотехнический университет,
г. Рязань, Российская Федерация

E-mail: horek.colupaeva@yandex.ru

Аннотация. В работе рассматриваются модели беспроводных каналов связи. Приводятся их основные характеристики и особенности, а также пути распространения сигналов.

Ключевые слова: статистическая модель, модели Okumura, канал Релея, канал Райса, замирания, GBSBCM, GBSBEM, детерминированные модели, стохастические модели, эмпирические модели.

WIRELESS COMMUNICATION CHANNELS MODELS

A.S. Nemova

RyazanState Radio Engineering University

The summary. The paper deals with the model of wireless communication channels. Their basic characteristics are given as well as the signal propagation path.

Keywords: statistic model, model Okumura, the channel Rayleigh, the channel Raisa, fading, GBSBCM, GBSBEM, deterministic models, stochastic models, empirical models.

Беспроводные цифровые коммуникации находятся в фазе бурного развития. Толчком к развитию послужило интенсивное распространение глобальной сети Интернет и внедрение новых, прогрессивных методов кодирования, модуляции и передачи информации. Благодаря развитию систем беспроводной связи возникает интерес к моделированию каналов связи беспроводных сетей.

Одним из способов получения информации о распространении радиосигнала является проведение экспериментальных исследований с помощью специального оборудования. Это

требует много ресурсов, так как измерения с целью сбора данных выполняются для различных условий ландшафта, и погодных условий.

Другим способом является построение модели распространения сигнала в пространстве, что занимает гораздо меньше времени и усилий. Главным минусом данного подхода является необходимость определения значимых параметров модели, что является самой трудоемкой частью данного способа. Распространение сигнала будет отличаться при различных расположениях передатчика и приемника. В связи с этим используют несколько математических моделей, учитывающих большинство возможных ситуаций.

1. Статистическая модель

Эта модель основывается на измерениях. Используются экспериментальные данные.

Беспроводные каналы характеризуются с помощью экспериментов, где реальные передатчики и приемники используются, чтобы измерить полученные сигнальные характеристики [2]. Уличные и внутрикомнатные измерения выполняются для различных условий ландшафта, различных погодных условий и т.д., с целью сбора данных для моделирования [2].

Потери в тракте передачи можно определить как различие в уровнях мощности полученного сигнала и переданного сигнала [2]. Нетрудно заметить, что при увеличении частоты и расстояния потери увеличиваются. Некоторые ландшафты вызывают дополнительные потери в тракте из-за больших объектов (выступы, высокие здания). Такие потери называют потерями от затенения. При замираниях многолучевого распространения и затенения используют модели, предложенные Хатом.

Модели Okumura:

Типичная городская:

$$PL(\text{дБ}) = 69.55 + 26.16 \log_{10} f_c = (44.9 - 6.55 \log_{10} h_b) \log_{10} d - 13.82 \log_{10} h_b - a(h_m),$$

где f_c - несущая частота в МГц, d - расстояние в км, h_b - высота базовой станции в метрах, и $a(h_m)$ поправочный коэффициент для высоты антенны приемника h_m , зависящий от местности [2].

Для больших городов:

$$a(h_m) = 8.29(\log_{10}(1.54h_m))^2 - 1.1 \text{ for } f_c \leq 200 \text{ МГц},$$

$$a(h_m) = 3.2(\log_{10}(11.75h_m))^2 - 4.97 \text{ for } f_c \geq 400 \text{ МГц}$$

Для малых городов:

$$a(h_m) = (1.1 \log_{10}(f_c) - 0.7)h_m - (1.56 \log_{10}(f_c) - 0.8)$$

Для пригородных районов:

$$PL(\text{дБ}) = 69.55 + 26.16 \log_{10} f_c =$$

$$(44.9 - 6.55 \log_{10} h_b) \log_{10} d - 13.82 \log_{10} h_b - a(h_m) 2(\log_{10}(f_c/28))^2$$

Для сельской местности:

$$PL(\text{дБ}) = 69.55 + 26.16 \log_{10} f_c = (44.9 - 6.55 \log_{10} h_b) \log_{10} d - 13.82 \log_{10} h_b$$

$$- a(h_m) - 4.78(\log_{10} f_c)^2 + 18.33 \log_{10}(f_c)$$

Потери (PL в дБ) выражаются как:

$$PL_a = A + 10 \log_{10}(d/d_0) + s \text{ для } d > d_0,$$

где $A = 20 \log_{10}(4\pi d_0/\lambda)$, (λ - длина волны в метрах), γ - это экспонента потерь, вычисляемая как $\gamma = (a - b h_b + c / h_b)$ для h_b между 10 м и 80 м (h_b - это высота базовой станции в метрах), $d_0 = 100$ м и a , b , c - это константы, зависящие от категории местности, представленной в таблице 1; s - граница затенения, принимает значения от 8.2 до 10.6 дБ, в зависимости от территории [2].

Три типа территорий:

- Категория А: Холмистая/Умеренная до деревьев высокой плотности [2].
- Категория В: Холмистая/Деревья низкой плотности или Равнинная [2]. Умеренная до деревьев высокой плотности [2].
- Категория С: Равнинная/Деревья низкой плотности [2].

При многолучевом распространении принимаемый сигнал является суперпозицией нескольких сигналов.

На пути у распространяющегося сигнала встречается множество различных объектов. Следовательно, существует множество путей, по которым сигнал может попасть на приёмник. Его можно представить в виде

$$V_c = V_1 e^{-j\theta_1} + V_2 e^{-j\theta_2} + \sum_{k=3}^N V_k e^{-j\theta_k}$$

Первые два слагаемых называются зеркальными компонентами, а слагаемые под знаком суммы – рассеянными компонентами [3]. Благодаря тому, что зеркальные компоненты попадают на приемник почти напрямую, они наиболее сильные по амплитуде. Рассеянные компоненты отражаются от различных объектов.

Использование центральных предельных теорем, приводит к моделированию канала как Гауссовского случайного процесса.

Канал Релея: амплитуда канала, который смоделирован как комплексный Гауссовский случайный процесс с нулевым средним имеет распределение Релея. Такое распределение имеет место, когда на приемник приходят только отраженные сигналы.

Канал Райса: амплитуда канала, который смоделирован как комплексный Гауссовский случайный процесс с ненулевым средним, имеет распределение Райса. Такое распределение имеет место, когда есть неотраженный сигнал между передатчиком и приемником, т.е. когда на приемник попадает одна сильная по амплитуде компонента и множество рассеянных компонент. Величина замираний определяется К-фактором, определяемый как отношение мощности неотраженного сигнала к рассеянной полученной мощности. Если это отношение – ноль, то у нас Релеевское замирание. При $k \rightarrow \infty$ канал подобен каналу без замираний.

2. Модели, в которых используется принцип геометрии.

В этом методе пути прохождения сигнала являются лучами, перемещающимися между передатчиком и приемником. Уровень замираний вычисляется на основе числа лучей и расстояния, пройденного лучами [2].

В модели *GBSBCM (Geometrically Based Single Bounce Circular Model)* рассеиватели расположены вокруг передатчика по кругу.

В модели *Geometrically Based Single Bounce Elliptical Model (GBSBEM)* рассеиватели распределены вокруг передатчика по эллипсу. Месторасположение передатчика и приемника определяют фокусы эллипса.

GWSSUS – модель, в которой вокруг передатчика существует несколько групп рассеивателей в пространстве. При использовании нескольких групп рассеивателей, модель позволяет смоделировать частотно-избирательные замирания канала. Полученный вектор сигнала:

$$\mathbf{x}_b = \sum_{k=1}^{N_c} v_{k,b} \mathbf{s}(t - \tau_k)$$

где $v_{k,b}$ – суперпозиция векторов во время b -го отражения сигнал.

Гауссовская угловая модель прибытия (GAA) применяется для исследования мелко-масштабного Релеевского замирания. Предполагается, что канал характеризуется доминирующими отражателями L_r . Вектор, полученного сигнала:

$$\mathbf{x}(t) = \sum_{i=0}^{L_r-1} a_i(\theta) a_i(t) \mathbf{s}(t - \tau_i) + \mathbf{n}(t),$$

где $a_i(t)$ – комплексная амплитуда доминантного рефлектора.

3. Детерминированные модели.

Предполагают в идеальном случае решение уравнений Максвелла для данных условий окружающей среды. Применяется трассировка лучей. Эти методы являются вычислительно трудоемкими и требуют подробного описания окружающей среды. Обеспечивают высокую точность на малых пространственных масштабах.

4. Стохастические модели.

Применяются для нахождения затухания сигнала, задержек и т.д. Являются вычислительно эффективными, но предполагают наличие элемента неопределенности, поэтому являются не настолько точными, как детерминированные модели [3]. Позволяют предсказать некоторые средние характеристики сигналов.

5. Эмпирические модели.

Основаны на согласовании построенных детерминированным или стохастическим методом моделей с результатами экспериментов [3].

Таким образом, выбор модели для проектирования канала связи является важной задачей. Необходимо, чтобы модель была максимально приближена к реальным условиям и учитывала наиболее важные характеристики распространяющегося сигнала. Следует учитывать факторы, влияющие на изменение его параметров. Большинство реальных моделей нельзя отнести к конкретной группе, они обычно строятся на основе детерминированных моделей с внесением упрощений для обеспечения вычислительной эффективности; случайной (стохастической) составляющей для компенсации внесенных упрощений; а также поправочных коэффициентов, полученных в результате экспериментов [3].

Библиографический список

1. Каналы передачи данных [Электронный ресурс] / - Режим доступа : <http://www.studfiles.ru/preview/3834599/>, свободный. – Загл. с экрана.
2. Моделирование, оптимизация и информационные технологии
Жулябин, Д.Ю. МОДЕЛИ КАНАЛОВ ДЛЯ БЕСПРОВОДНЫХ СИСТЕМ СВЯЗИ / Д.Ю. Жулябин / научн. журнал. – 2014. - №1(4). – С. 22. - - Режим доступа : <http://moit.vivt.ru/>, свободный.
3. Дядюнов, А.Н. Моделирование канала связи беспроводных локальных сетей / А.Н. Дядюнов, Д.В. Смолев // Научный вестник МГТУ ГА. – 2012. - №189. - С.14-22.

УДК 621.396.96; ГРНТИ 47.49.29

ВЛИЯНИЕ ПАРАЗИТНОЙ АМПЛИТУДНОЙ МОДУЛЯЦИИ НА ПАРАМЕТРЫ ВЗАИМНОКОРРЕЛЯЦИОННОЙ ФУНКЦИИ ЛЧМ СИГНАЛА

А.С. Тарасов

*Рязанский государственный радиотехнический университет,
Россия, Рязань*

Аннотация. В данной работе представлены результаты исследования влияния паразитной амплитудной модуляции на основные характеристики взаимнокорреляционной функции линейно-частотно-модулированного сигнала.

Ключевые слова: основные характеристики взаимнокорреляционной функции, паразитная амплитудная модуляция, обработка ЛЧМ сигнала.

INFLUENCE OF PARASITIC AMPLITUDE MODULATION ON THE PARAMETERS OF THE CROSS-CORRELATION FUNCTION OF THE LINEAR FREQUENCY MODULATED SIGNAL

A.S. Tarasov

*Ryazan State Radio Engineering University,
Russia, Ryazan*

Abstract. This article contains results of research of the influence of the parasitic amplitude modulation on the basic characteristics of the cross-correlation function of chirp signal.

Keywords: basic characteristics of cross-correlation function, the parasitic amplitude modulation, processing of the chirp signal.

1. Введение

Обеспечение высокой точности измерения основных параметров отраженных радиосигналов является одной из важнейших задач для современных радиолокационных систем (РЛС). Характеристики принимаемых сигналов позволяют определять расстояние до радиолокационной цели, её пространственные координаты и скорость, однако, для их высокоточного определения и обеспечения высокого разрешения целей, зондирующий сигнал должен иметь большую длительность во времени и иметь как можно более широкий спектр [1].

Помимо этого, все современные РЛС должны обладать достаточно высокой помехозащищенностью, высокой имитостойкостью и криптостойкостью; для решения указанных задач необходимо использование сложных сигналов, одним из которых является сигнал с внутриимпульсной линейной частотной модуляцией (ЛЧМ).

При формировании сигнала с широкополосной модуляцией и прохождении через приемно-передающий тракт (ППТ) радиолокационной системы, он подвергается амплитудно-фазовым искажениям, ухудшающим качество сигнала, то есть потенциальную точность измерения параметров целей при оптимальной обработке. При наличии неравномерности амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) отдельного узла радиолокационного тракта в полосе сигнала изменяются уровни составляющих спектра сложного сигнала, что приводит к его искажению [2]. Помимо этого, наиболее существенное влияние на прямоугольность формы выходного ЛЧМ-импульса оказывает сам задающий генератор.

Вследствие всего этого, ухудшение характеристик РЛС обычно выражается при обработке принимаемого сигнала в увеличении относительного уровня боковых лепестков и в крайних случаях приводит к уменьшению отношения сигнал/шум и увеличению ширины сжатого импульса.

Целью данной работы является исследование влияния паразитной амплитудной модуляции (ПАМ) с различными параметрами модуляции на характеристики взаимнокорреляционной функции (ВКФ).

Неравномерность АЧХ приемного и передающего каналов в полосе частот 100 МГц обычно значительно больше, чем 0,1 дБ. С учетом высоких значений коэффициента усиления каналов и количества СВЧ элементов значения неравномерности АЧХ будет примерно 0,5 - 1,5 дБ.

Таким образом, при прохождении сложных сигналов через радиолокационный тракт они претерпевают искажения, зависящие от параметров элементов тракта. Искажения сигналов приводят к ухудшению свертки в устройстве обработки и, как следствие, основных характеристик РЛС.

2. Обработка сигнала

Существует достаточно много алгоритмов обработки сигнала, но мы остановим свой выбор на корреляционном анализе, по причине того, что интегральный параметр, а именно взаимнокорреляционная функция свертки сигнала с эталонным сигналом, дает наиболее полную оценку качества широкополосных ЛЧМ сигналов.

Сигнал, прошедший через приемно-передающий тракт или элемент ППТ будет искажен, что, в свою очередь, повлияет на его обработку, в частности будет искажена его ВКФ.

В качестве опорного сигнала взаимнокорреляционной функции берется идеальный сигнал. Такая опорная функция используется во многих современных радиолокационных комплексах. В качестве меры вносимых ППТ искажений будут браться характеристики ВКФ, которые приведены ниже.

3. Основные характеристики ВКФ

1. Ширина главного лепестка (ГЛ) по нулевому уровню взаимнокорреляционной функции, характеризует разрешающую способность по дальности;
2. Максимальный уровень главного лепестка ВКФ, характеризует отношение сигнал/шум;
3. Относительный уровень ближних боковых лепестков (БЛ) ВКФ (ОУББЛ) - это отношение максимального уровня БЛ к ГЛ в интервале $10 * r_{3dB}$ (рис. 1).

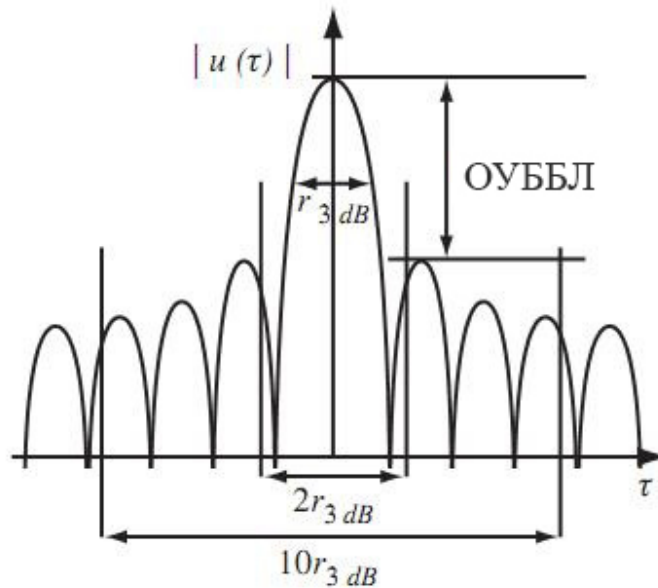


Рис. 1. Относительный уровень ближних боковых лепестков ВКФ

4. Относительный уровень дальних боковых лепестков ВКФ (ОУДБЛ) - это отношение уровня максимального дальнего БЛ в интервале от $10 * r_{3dB}$ до $20 * r_{3dB}$ (рис. 2).

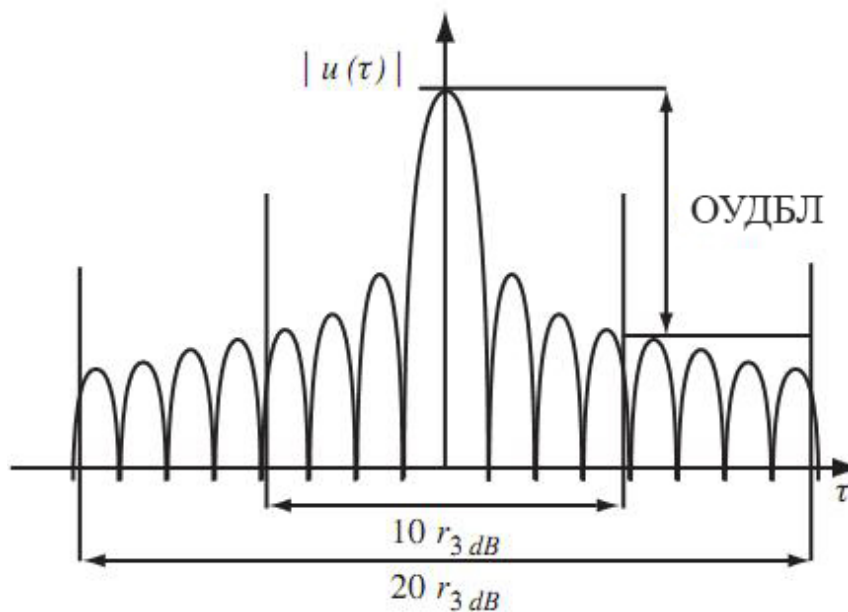


Рис. 2. Относительный уровень дальних боковых лепестков ВКФ

После того, как мы определились с критериями оценки вносимых ППТ искажений, необходимо оценить влияние паразитной амплитудной модуляции, возникающей при прохождении сигнала через элементы ППТ, и, главным образом, при его формировании в генераторе. Мы будем рассматривать гармоническую ПАМ для двух случаев - с высокочастотными (ВЧ) и низкочастотными (НЧ) оцилляциями. Паразитная гармоническая модуляция на практике является наиболее распространенной.

Под ВЧ оцилляциями здесь и в дальнейшем будем понимать быстрое изменение АЧХ в зависимости от частоты. Количественно это проявляется в появлении от одного до трех периодов ПАМ на длине импульса.

Под НЧ оцилляциями подразумевается плавное изменение АЧХ в зависимости от частоты. Количественно это проявляется в появлении до одного периода ПАМ на длине импульса.

4. Исследование влияния на ВКФ неравномерности АЧХ с ВЧ оцилляциями

Выше уже упоминалось, что уровень неравномерности с ВЧ оцилляциями в среднем находится в пределах 0,5 - 1,5 дБ. На основании этого и был выбран следующий ряд значений уровня неравномерности (глубины ПАМ): 0; 0,05; 0,1; 0,15; 0,2; 0,25. Результаты моделирования приведены в таблице 1.

Таблица 1 - Исследование влияния ВЧ оцилляций

Уровень неравномерности АЧХ с ВЧ оцилляциями (глубина ПАМ)	0	0,05	0,1	0,15	0,2	0,25
Ширина ГЛ по нулевому уровню, нс	5,01	5,13	5,15	5,18	5,19	5,22
Относительный уровень ближних БЛ, дБ	-13,28	-12,62	-12,02	-11,46	-10,94	-10,45
Относительный уровень дальних БЛ, дБ	-23,025	-22,80	-22,59	-22,39	-20,71	-21,18

На основании результатов, полученных в данном исследовании, было выявлено, что при увеличении глубины ПАМ, проявляются следующие закономерности:

- ГЛ имеет тенденцию к расширению;
- увеличивается уровень ближних боковых лепестков;
- уровень дальних боковых лепестков в целом имеет тенденцию к увеличению.

5. Исследование влияния на ВКФ неравномерности АЧХ с НЧ оцилляциями

Уровень неравномерности с НЧ оцилляциями на практике может лежать в более широком диапазоне (примерно от 0,5 до 4 дБ), но для проведения исследования выберем такой же ряд значений уровня неравномерности, как и в предыдущем пункте (см. таблицу 2).

Таблица 2 - Исследование влияния НЧ оцилляций

Уровень неравномерности АЧХ с ВЧ оцилляциями (глубина ПАМ)	0	0,05	0,1	0,15	0,2	0,25
Ширина ГЛ по нулевому уровню, нс	5,01	5,03	5,03	5,04	5,06	5,06
Относительный уровень ближних БЛ, дБ	-13,28	-12,85	-12,44	-12,03	-11,64	-11,22
Относительный уровень дальних БЛ, дБ	-23,025	-22,71	-22,4	-22,09	-21,79	-21,49

На основании результатов, полученных в данном исследовании, были выявлены следующие закономерности:

- ГЛ имеет тенденцию к расширению;
- увеличивается уровень ближних боковых лепестков;
- увеличивается уровень дальних боковых лепестков.

Из сравнения двух таблиц видно: неравномерность с НЧ оцилляциями, равная 1,5 дБ, ухудшает параметры ВКФ следующим образом:

- ГЛ расширился на 0,05 нс;
- уровень ближних БЛ вырос на 0,57 дБ;
- уровень дальних БЛ вырос на 0,24 дБ.

В то же время неравномерность с ВЧ оцилляциями, равная тем же 1,5 дБ приводит к следующим искажениям ВКФ:

- ГЛ расширился на 0,18 нс;
- уровень ближних БЛ вырос на 0,84 дБ;
- уровень дальних БЛ вырос на 0,46 дБ.

Однако, стоит внести важное уточнение: при рассмотрении НЧ осцилляций подбором фазы модулирующего сигнала исключалось получение эффекта оконной обработки. Это сделано умышленно, так как при практическом использовании оконная обработка вводится намеренно, чаще всего на цифровом уровне, и всегда учитывает особенности АЧХ ППТ. Поскольку этот эффект является сравнительно редким и положительно сказывается на характеристиках ВКФ (уменьшении уровня БЛ при незначительном увеличении ширины ГЛ), то его исследование не представляет интереса [3].

6. Выводы

1. При прохождении сложных сигналов через радиолокационный тракт они претерпевают искажения, вследствие неизбежного возникновения ПАМ. Искажения сигналов приводят к ухудшению основных характеристик РЛС.

2. Как и следовало ожидать, наличие каких-либо неравномерностей АЧХ в ППТ ухудшает параметры ВКФ, которые напрямую влияют на качество сигнала и, как следствие, на работу всего радиолокационного комплекса. Было выяснено, что неравномерность с ВЧ осцилляциями в большей степени ухудшает параметры ВКФ, нежели неравномерность с НЧ осцилляциями.

3. Также при определенных условиях, а именно когда неравномерность АЧХ создает эффект весовой обработки (окна Хэмминга), параметры ВКФ могут даже улучшиться, в связи с появлением эффекта оконной обработки. Но данный факт слабо применим на практике, так как неоднородность АЧХ имеет случайный разброс своих параметров.

Библиографический список

1. Козлов А.И. Радиолокация. Физические основы и проблемы [Текст] / А.И. Козлов // Соросовский образовательный журнал №5. 1996. - С. 70-78.
2. Смольник М. Справочник по радиолокации. Радиолокационные устройства и системы – М.: Советское Радио, 1979. – 528 с.
3. Глинченко А.С. Цифровая обработка сигналов – Красноярск.: Изд-во КГТУ, 2001. – 383 с.

УДК 621.396.41; ГРНТИ 49.31.29

МОДЕЛИРОВАНИЕ СИСТЕМЫ ЗАЩИТЫ РАЗБОРЧИВОСТИ РЕЧИ В УСЛОВИЯ ДЕЙСТВИЯ ПОМЕХ И ИСКАЖЕНИЙ

П.В. Стреляев

*Рязанский государственный радиотехнический университет,
Россия, Рязань, petr.strelyaev@mail.ru*

Аннотация. Рассматриваются теоретические и практические вопросы разработки программного обеспечения необходимого качества речи при воздействии на канал помех и искажений.

Ключевые слова: полосный вокодер, передача речевой информации при воздействии помех и искажений.

MODELING SYSTEMS PROTECTION SPEECH INTELLIGIBILITY IN CONDITIONS OF NOISE AND DISTORTION

P.V. Strelyaev

*Ryazan State Radio Engineering University,
Ryazan, Russia, petr.strelyaev@mail.ru*

Abstract. The theoretical and practical aspects of software development required speech quality when exposed to channel noise and distortion.

Keywords: band vocoder, the transmission of speech information when exposed to noise and distortion.

В современных условиях постоянно увеличивающегося количества мобильных устройств, проблема обеспечения качества предоставляемых услуг уделяется большое внима-

ние. Также, внимание уделяется способам улучшения качества речи, а также проблемам защиты речевой информации от различных искажений при передаче по радиоканалу[1].

Рассмотрим ситуацию, когда в цифровом канале радиосвязи происходит некоторое увеличение количества ошибок, при этом часть речевой информации сильно искажается и слушающий человек, не может понять собеседника. Это ситуация может возникнуть, в результате наложения друг на друга двух каналов или при возникновении узкополосной помехи, при этом часть полезной информации теряется и её нельзя восстановить. Можно найти множество решений подобной проблемы, но при радиопередаче нельзя гарантировать защищённость канала от помех и различных искажений, поэтому только правильно спроектированная система, сможет гарантировать необходимое качество передаваемой голосовой информации. Так как общение между двумя абонентами происходит в дуплексном режиме, то в канал передачи каждого абонента можно встроить служебную информацию, необходимую для определения пропускной способности канала.

Для качественной передачи голоса, в условиях постоянно изменяющейся пропускной способности канала радиосвязи, необходимо разработать систему, которая сможет мгновенно адаптироваться к новым условиям, при минимальном снижении качества речи. Для разработки системы используем полосный вокодер, который будет обрабатывать речь, в зависимости от пропускной способности канала, и тем самым подстраиваться под изменяющиеся условия.

Для рассматриваемой системы наилучшим образом подойдёт полосный вокодер, принцип действия которого основан на использовании спектральных уровней в узких полосах частотного диапазона с учетом средних уровней речи в каналах связи [2].

Полосный вокодер — это система анализа — синтеза речи, основанная на знании механизмов ее образования и восприятия. В частности, в полосном вокодере используется нечувствительность органов слуха к фазе сигнала и воспроизводится только кратковременный энергетический спектр речевого сигнала [4].

Типичная схема полосного вокодера представлена на рисунке 1. Принцип действия анализатора заключается в том, что речевое сообщение разделяется фильтрами $\Phi_1 \dots \Phi_n$. Амплитудными детекторами $D_1 \dots D_n$ включенными на выходе фильтров, определяется средний уровень речи в соответствующей полосе за промежутки времени порядка 40...70 мс. Зависимости средних уровней от времени, т.е. спектральные огибающие уровней, представляющие напряжения спектральных каналов на выходе анализатора речи, передаются в линию связи. В синтезаторе приемного устройства процесс восстановления речи происходит в обратном порядке. С помощью генератора речевого спектра создается дискретный спектр, аналогичный спектру голосовых связок. Этот спектр с помощью ряда фильтров, аналогичных фильтрам в анализаторе, делится на узкие полосы частот. Напряжения с выходов фильтров подаются на амплитудные модуляторы $M_1, M_2, \dots, M_n$ куда, кроме того, подаются принятые выходные напряжения спектральных каналов. В результате на выходе модуляторов получается изменяющиеся во времени уровни, аналогичные уровням на выходе соответствующих фильтров в анализаторе речи. Поэтому суммарный процесс, полученный смешиванием всех напряжений на выходе модуляторов, представляет сигнал, примерно совпадающий с исходным, т.е. синтезированную речь [2]. Также для узнаваемости речи собеседника будет выделяться основной тон и тон-шум.

Одним из назначений вокодеров является передача речи удовлетворительного качества при малой скорости передачи информации. Во многих работах рассматривалось, какой должна быть скорость передачи, необходимая для полного представления параметров, используемых в полосном вокодере. Хотя в вокодерах различных типов требуется разная скорость, было показано, что для большинства из них она лежит в пределах от 2400 до 9600 бит/с. Вообще качество речи монотонно зависит от скорости передачи[4].

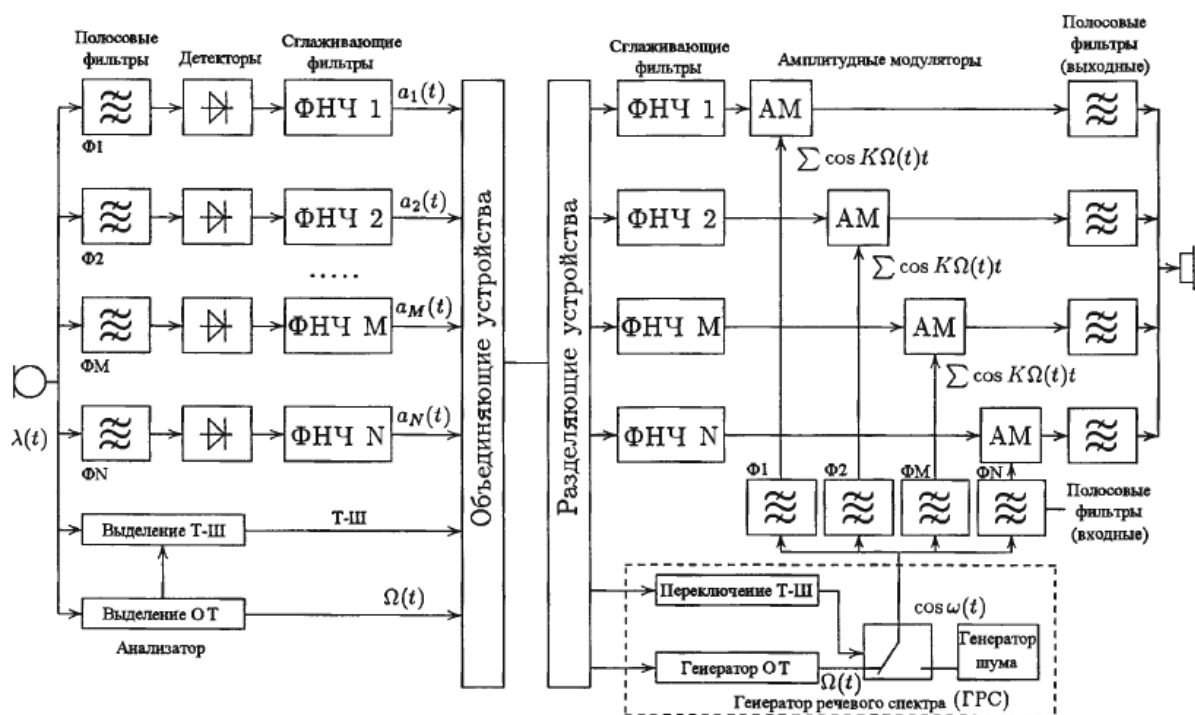


Рис. 1. Полосный вокодер

Для реализации данной системы был разработан алгоритм, который будет изменять количество каналов, тем самым подстраиваясь под пропускную способность канала связи. Алгоритм реализован в программной среде MathLab. Также работоспособность системы может быть протестирована с учетом возникновения единичных ошибок.

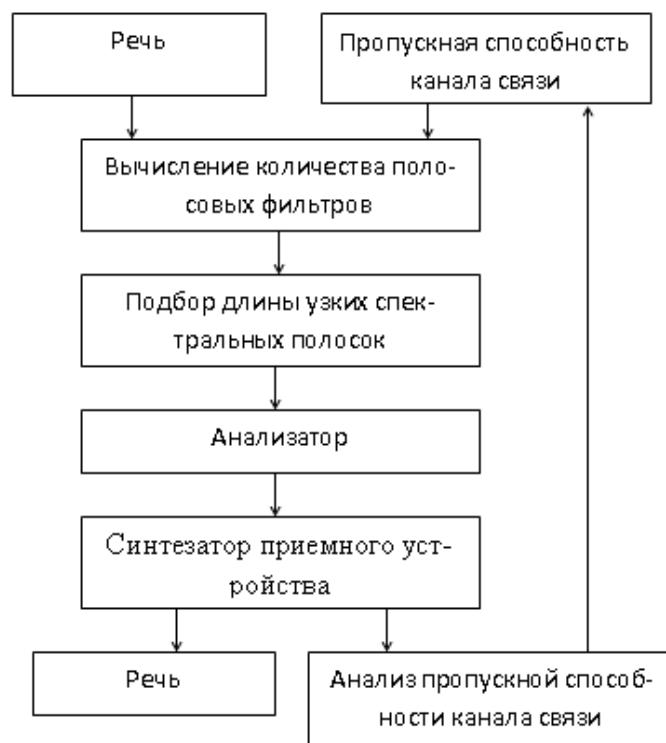


Рис. 2. Функциональная схема программы

На рисунке 2 представлен алгоритм программы, как отмечалось выше, обмен информацией происходит в дуплексном режиме, передающая сторона производит обработку и кодирование речевой информации, при этом учитывается пропускная способность канала свя-

зи. В речевую информацию будет добавлена избыточность, при этом нам будет проще обнаружить появление ошибок, и если количество ошибок на приемной стороне будет увеличиваться то, система подстроится под новые условия: будет уменьшено количество передаваемой информации, и тем самым уменьшена, необходимая пропускная способность. При неизбежном уменьшении передаваемой информации, система проанализирует новые условия и найдет оптимальные параметры при обработке речи, тем самым обеспечит наилучшее качество речи.

Для реализации разделения сигнала на узкие спектральные полосы, необходимо использовать цифровой полосный фильтр в системе MathLab. Полосовой фильтр - это частотно-чувствительная схема, которая пропускает узкий диапазон частот в окрестности центральной резонансной частоты, все другие частоты ниже или выше узкой полосы пропускания значительно подавляются. После фильтрации будет определяться средняя энергия сигнала и на прием передаваться только её значение. При достаточной полосе пропускания декодер сможет обеспечивать хорошее качество речи за счёт большого количества полос частотного диапазона. Но при снижении пропускной способности количество полос частотного диапазона будет уменьшаться, и, следовательно, уменьшаться количество передаваемой информации, и соответственно уменьшаться доступная полоса.

Так же для улучшения распознавания речи, необходимо произвести изменение длины спектральных полосок, так как для некоторых участков спектра, возможно, вместо двух, можно будет использовать только одну спектральную полоску, это позволит значительно сократить, количество передаваемой информации, при этом качество будет также оставаться приемлемым. Рассмотрим рисунок 3. Практически установлено, что полоса 25 Гц или даже 15 Гц для каждого спектрального канала обеспечивает достаточно высокую артикуляцию. Для передачи выходных напряжений шестнадцати (16) каналов требуется полоса 240...400 Гц. Для передачи основного тона требуется полоса около 25...50 Гц. Если еще учесть запас для устранения взаимных помех между каналами, то общая полоса частот должна быть увеличена примерно до 350...600 Гц[2]. Таким образом, для качественной передачи голоса с шириной спектра 3,4 КГц нам понадобился от 136 до 227 спектральных полосок.

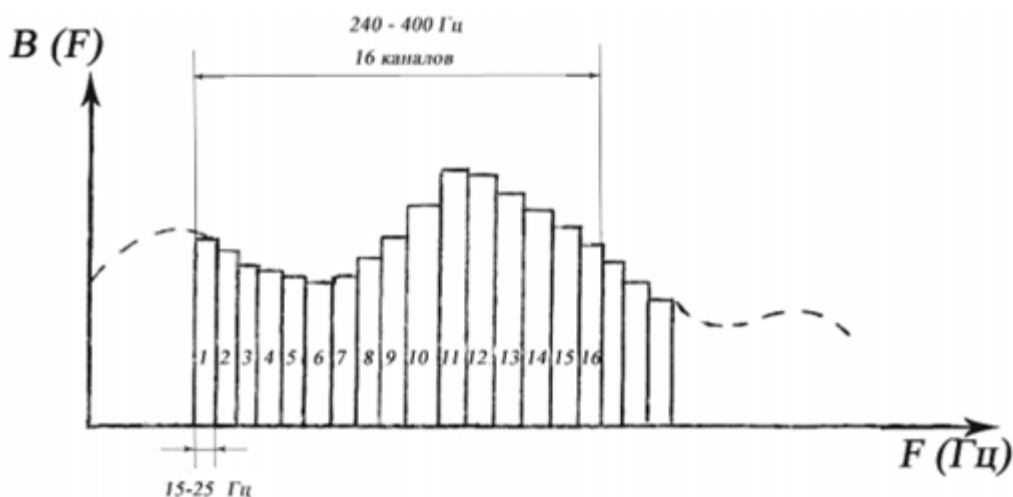


Рис. 3. Спектральные уровни в узких полосах частотного диапазона

Таким образом, система адаптируется под изменяющиеся условия канала связи и обеспечивает наилучшее качество речи. Разработанная программа обеспечивает решение следующих задач: достижение наилучшего качества речи в условиях ограниченной пропускной способности канала радиосвязи, контроль над изменением пропускной способности канала радиосвязи, обработку и восстановление речи.

Библиографический список

1. [Урядников Ю.Ф.](#), [Аджемов С.С.](#). Сверхширокополосная связь. Теория и применение. СОЛОН-ПРЕСС 2009 г. 368 страниц
2. Шелухин О.И., Лукьянцев Н.Ф. Цифровая обработка и передача речи. Издательство Радио и связь, 2000, -456 с.
3. Системы связи: учебное пособие для студентов (курсантов) вузов / С. И. Макаренко, В. И. Сапожников, Г. И. Захаренко, В. Е. Федосеев; под общ. ред. С. И. Макаренко. - Воронеж, издание ВАИУ, 2011. – 285 с.: ил.
4. Рабинер Л., Гоулд Б. Теория и применение цифровой обработки сигналов. М: Мир, 1978.

УДК 621.396

РАЗРАБОТКА И ИССЛЕДОВАНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК ДИСКРЕТНОГО ФАЗОВРАЩАТЕЛЯ ДЛЯ УПРАВЛЕНИЯ ДИАГРАММОЙ НАПРАВЛЕННОСТИ ФАР

Т. Стройкова

*Рязанский государственный радиотехнический университет,
Россия, Рязань, stroikova.tatiana@yandex.ru*

Аннотация. Произведен расчет дискретного шестиразрядного фазовращателя (ФВ) для устройства фазирования, входящего в состав устройства распределения и фазирования (УРФ) активной фазированной антенной решетки L-диапазона и исследованы его характеристики.

Ключевые слова: дискретный фазовращатель, антенная решетка, ФАР, АФАР, устройство фазирования.

DEVELOPMENT AND PROBE OF CHARACTERISTICS OF THE DISCRETE PHASE SHIFTER FOR STEERING OF THE DIRECTIONAL PATTERN OF IM- PLEMENTED PHASED ARRAY

Т. Стройкова

*Ryazan State Radio Engineering University,
Ryazan, Russia, stroikova.tatiana@yandex.ru*

Abstract. Calculation of the discrete six-digit phase shifter for the device of the phasing which is a part of the device of distribution and phasings by the active phased array of L-range is made and its characteristics are investigated.

Keywords: discrete phase shifter, antenna lattice, implemented phased array, active phased array, phasing device.

1. Введение

В настоящее время актуальна разработка антенн с электронным сканированием, которые обеспечивают быстрое перемещение луча в пространстве, одновременное наблюдение и сопровождение многих целей "на проходе", а также изменение формы диаграммы направленности (ДН) в соответствии с режимом обзора, при обеспечении высокой помехозащищенности [1]. Среди возможных конструктивных решений таких антенн следует выделить активные фазированные решетки (АФАР). Функциональная схема АФАР L-диапазона представлена на рисунке 1.

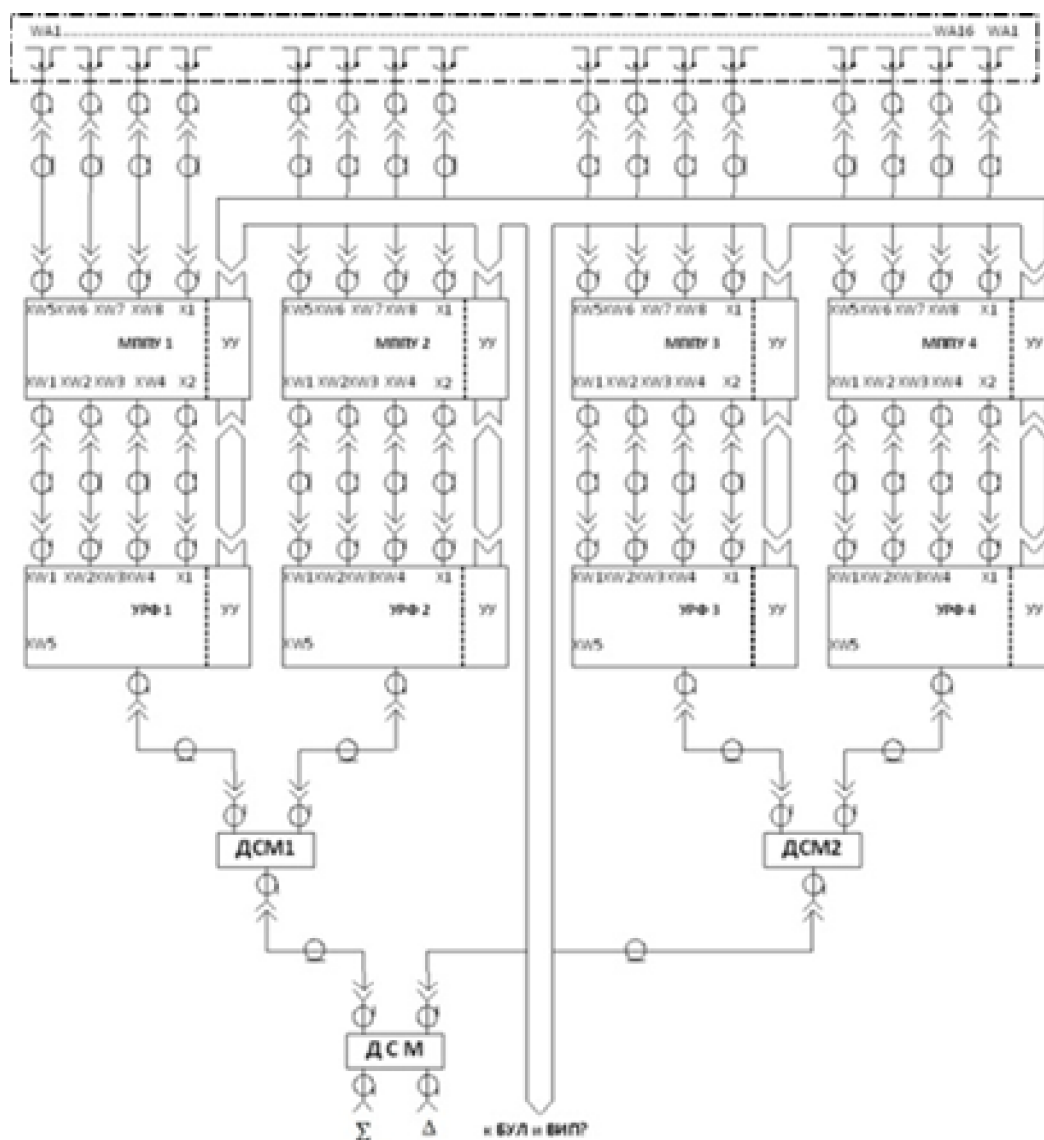


Рис. 1. Функциональная схема АФАР L-диапазона

Принятый сигнал усиливается в приемном канале модуля приемо-передающего устройства (МППУ). Фазовращатели в УРФ обеспечивают необходимый фазовый сдвиг в каждом канале. Далее сигналы из всех каналов суммируются, сначала в составе УРФ, а затем в делителе-сумматоре мощности (ДСМ), ДСМ1 и ДСМ2. Управление АФАР осуществляется блоком управления антенной (БУА). Питательные напряжения подаются на блоки от вторичного источника питания.

После анализа работы четырехразрядных УРФ-ов в составе АФАР L-диапазона выявилась необходимость компенсировать отрицательное влияние малого количества излучателей в раскрые АФАР и паразитное влияние элементов конструкции крыла и фюзеляжа объекта носителя увеличением точности фазирования, что означает увеличение разрядности фазовращателей. В этой связи данной работе произведен расчет 6-разрядного ФВ, который может обеспечить более точную настройку ДН АФАР и улучшить ее основные характеристики.

2. Условия эксперимента

В качестве прототипа выбран широкополосный четырехканальный блок распределения и фазирования с дополнительным разрядом (разработка 2013 года), к которому добавлено 2 разряда, цена которых: $11,25^\circ$ и $5,625^\circ$. Условия эксперимента выбраны типовыми: диапазон рабочих частот /ширина полосы частот – $(1000-1550) \text{ МГц}^{(1,2)}$ / 43% ; количество обслуживаемых каналов – 4 шт.; коэффициент стоячей волны напряжения, не более – 1,8; ко-

эффект полезного действия по СВЧ не менее – 50%; амплитудное распределение на СВЧ портах – равноуровневое; начальное фазовое распределение на СВЧ портах отдельных каналов – синфазное; точность начального фазового распределения – $\pm 10^\circ$; тип фазовращателя, применяемого в отдельных каналах – рпн-диодный, дискретный; диапазон изменения фазового сдвига фазовращателя – $(0-360)^\circ$; количество разрядов фазовращателя/величина дискрета фазирования – $6 / 5,625^\circ$; среднеквадратичная ошибка установки фазы не более – 4° .

Структурная схема устройства фазирования представлена на рисунке 2.

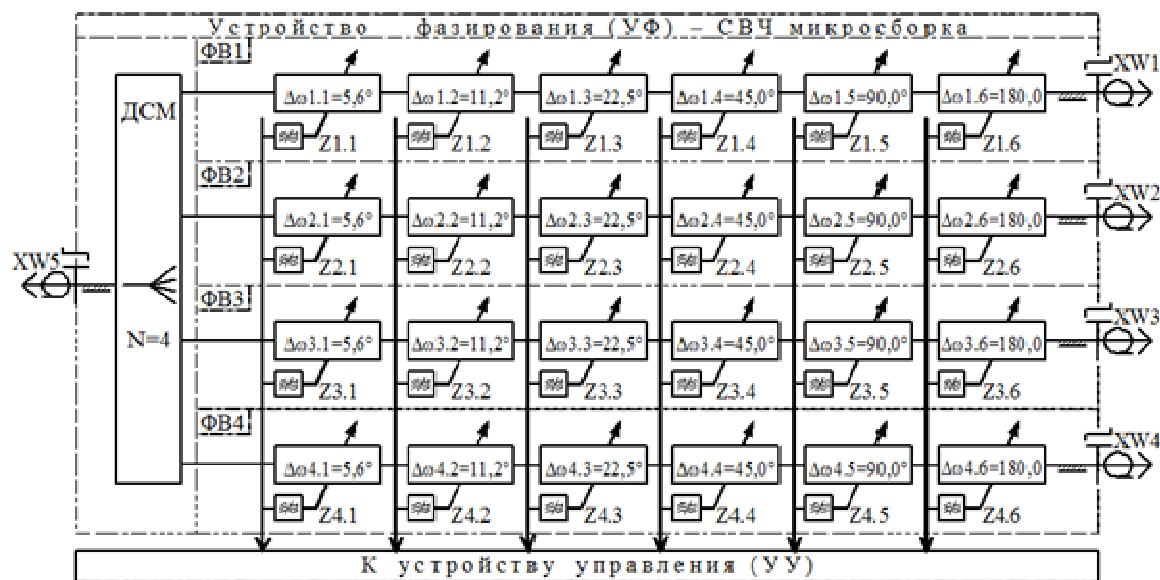


Рис. 2. Структурная схема устройства фазирования

Она состоит из делителя-сумматора мощности, в котором сигнал, поступающий в порт XW5, распределяется на 4 канала, 4-х фазовращателей и элементов соединения с излучателями и ключами управления.

Использованный тип линии передач – микрополосковая линия со стандартным волновым сопротивлением (Z) 50 Ом.

При проектировании фазовращателя за основу был взят существующий прототип микрополоскового четырёхразрядного рпн-диодного фазовращателя, использованный для устройства-прототипа, работающего в очень широкой полосе частот ($>40\%$). В этом ФВ требуемые характеристики не достигались без дополнительных мер, из-за недостаточной широкополосности ячейки ФВ, обеспечивающей фазовый сдвиг на 90° . Поэтому, для создания нового фазовращателя необходима разработка новой широкополосной фазосдвигающей ячейки (ФЯ) ФВ на 90° и введение в состав ФВ новых широкополосных ФЯ ФВ на $5,625^\circ$ и $11,125^\circ$.

3. Расчёт параметров и результаты моделирования

Исходя из анализа различных схем ФЯ [2] предложено новый широкополосный разряд 90° реализовать на основе моста Ланге с коммутацией КЗ-ХХ и индуктивными шлейфами. Мост Ланге представлен на рисунке 3.

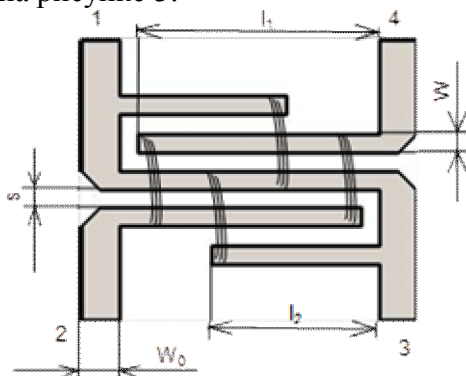


Рис. 3. Мост Ланге

Для определения ширины проводников и зазоров необходимо вычислить волновые сопротивления четной Z_{0E} и нечетной Z_{0O} мод ответвителя по формулам (1) и (2).

$$Z_{0O} = Z_0 \sqrt{\frac{1-C}{1+C}} \cdot \frac{(k-1)(1+q)}{(C+q) + (k-1)(1-C)} \quad (1)$$

$$Z_{0E} = Z_0 \cdot \frac{(C+q)}{(k-1)(1-C)} \quad (2)$$

где

$$q = \sqrt{C^2 + (1-C^2)(k-1)^2}, \quad C = 10^{\frac{K_{св}}{20}}$$

$k = 4$ – число линий в многопроводной структуре.

Исходные данные для расчета:

- волновое сопротивление питающих линий $Z_0 = 50$ Ом;
- коэффициент связи $K_{св} = -3$ дБ.

Вычисляем коэффициент связи по напряжению $C = 10^{\frac{-3}{20}} = 0,708$ и вспомогательный коэффициент $q = \sqrt{0,708^2 + (1 - 0,708^2)(4 - 1)^2} = 2,234$.

По формулам (1) и (2) вычисляем волновое сопротивление четной (Z_{0E}) и нечетной мод (Z_{0O}):

$$Z_{0E} = Z_0 \cdot \frac{(C+q)}{(k-1)(1-C)} = 50 \cdot \frac{(0,708 + 2,234)}{(4-1)(1-0,708)} = 167,9 \text{ Ом}$$

$$Z_{0O} = 50 \sqrt{\frac{1-0,708}{1+0,708}} \cdot \frac{3(1+2,234)}{(0,708+2,234) + 3(1-0,708)} = 52,5 \text{ Ом}$$

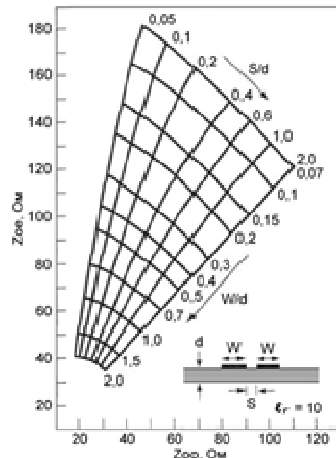


Рис. 4. Номограмма для определения ширины проводников и зазоров в области электромагнитной связи моста Ланге

По найденным волновым сопротивлениям с помощью номограммы (рис. 4) определяются приближенно отношения S/d_n и W/d_n , где d_n – толщина подложки. Зная, что $d_n = 1$ мм, определяем значения S и W : $S \approx 60$ мкм, $W \approx 90$ мкм.

Определив ширину проводников и зазоров, обеспечивающих заданный коэффициент связи 3 дБ, необходимо найти физическую длину ответвителя l_1 и длину укороченных проводников l_2 (см. рисунок 4.15). Они равны четверти длины волны в линии на самой нижней и самой верхней частотах рабочего диапазона соответственно.

Вычисляем эффективную диэлектрическую проницаемость и длины l_1 и l_2 по формулам (3) и (4):

$$\lambda = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\varepsilon_{\text{эфф}}}} \quad (3)$$

$$\varepsilon_{\text{эфф}} = \frac{\varepsilon + 1}{2} + \frac{\varepsilon - 1}{2\sqrt{1 + \frac{10h}{W}}} \quad (4)$$

$$\varepsilon_{\text{эфф}} = \frac{9,6 + 1}{2} + \frac{9,6 - 1}{2\sqrt{1 + \frac{10}{0,09}}} = 5,706$$

$$l_1 = \frac{300}{4\sqrt{5,706}} = 31,40 \text{ мм}, l_2 = \frac{193,5}{4\sqrt{5,706}} = 20,25 \text{ мм}$$

Полученные данные используем для определения предварительной топологии ФЯ:
 $Z_{0E} = 167,9 \text{ Ом}$; $Z_{0O} = 52,5 \text{ Ом}$; $W = 90 \text{ мкм}$; $S = 60 \text{ мкм}$; $l_1 = 31,40 \text{ мм}$; $l_2 = 20,25 \text{ мм}$.

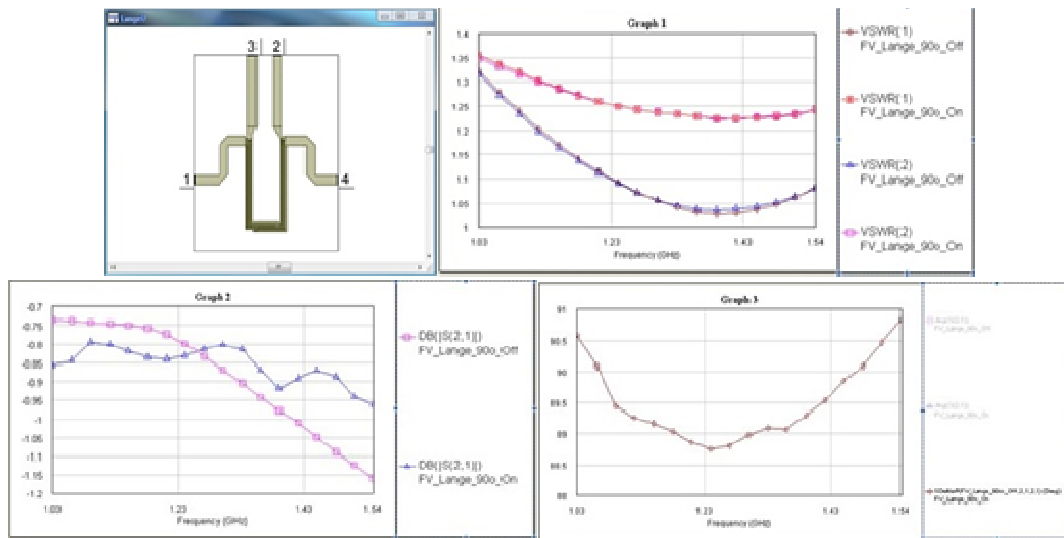


Рис. 5. Предварительная топология ФЯ, результаты моделирования ФЧХ, АЧХ, КСВН

Процесс оптимизации, выполненный моделированием, показал, что варьируя соотношение между длиной и шириной фазозадающих шлейфов можно менять не только величину фазового сдвига, но и наклон ФЧХ ячейки.

При разработке топологии ФЯ $11,25^\circ$ и $5,625^\circ$ трудность заключается в том, что эти разряды не удается выполнить по петлевой схеме с электромагнитной связью в петле, так как при малых значениях фазовых сдвигов, эта связь возрастает настолько, что это выходит за пределы физической реализуемости. Поэтому для реализации ФЯ разрядов $11,25^\circ$ и $5,625^\circ$ используется ФВ на периодически нагруженной линии. В результате математического моделирования удалось из нескольких возможных вариантов решений выбрать и оптимизировать весьма компактные варианты топологии разрядов $11,25^\circ$ и $5,625^\circ$ с плотно свернутым четвертьволновым отрезком. Результаты математического моделирования приведены на рисунке 6. Топология готового шестиразрядного фазовращателя представлена на рисунке 7.

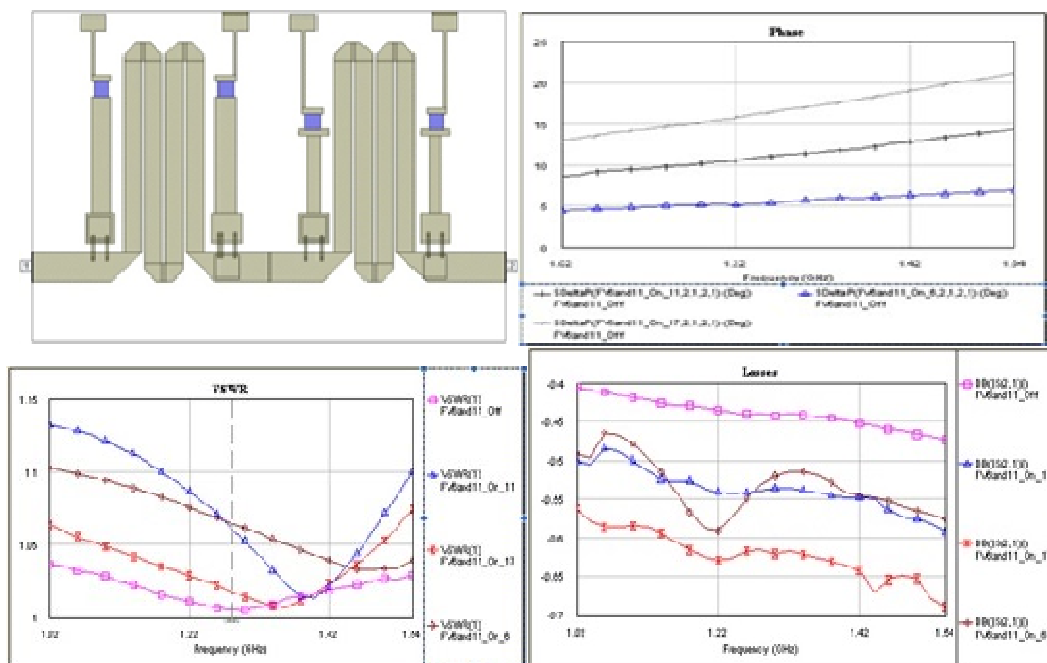


Рис. 6. Результаты моделирования ФЧХ, АЧХ, КСВН

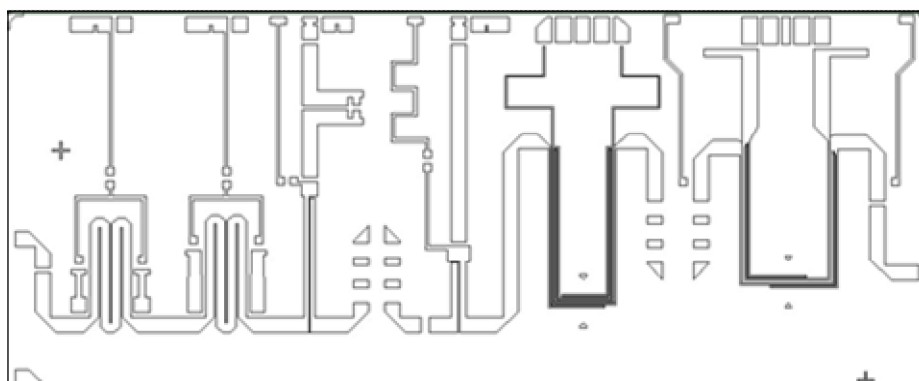


Рис. 7. Топология готового шестиразрядного фазовращателя

Проверка полученного фазовращателя показала следующие характеристики:

- полоса рабочих частот, %, не менее – 43;
- КСВН, не более – 1,65;
- среднеквадратическая ошибка установки фазы, град, не более – 6,5;
- вносимые потери, дБ, не более – 2,1;

Выводы

Увеличение дискретности фазирования ведёт к улучшению характеристик направленности антенной решётки, что в свою очередь позволит более точно определять угловые координаты целей и местоположение объектов.

Произведённый в данной работе расчёт и предложенная топология дискретного шестиразрядного фазовращателя поможет решить актуальные радиотехнические задачи.

Библиографический список

1. Вендик О.Г., Парнес М.Д. Под ред. Бахраха. Антенны с электрическим сканированием. – М. : Сайнс-Пресс, 2001. – 252 с.
2. Авербух М.Э., Блохин В.Н., Мирошниченко А.С. Дискретные микрополосковые фазовращатели на рпн диодах. Обзор по электронной технике. Серия 2. Полупроводниковые приборы. Выпуск 1. 1976 г.

РЕАЛИЗАЦИЯ АЛГОРИТМА ФИЛЬТРАЦИИ В БОРТОВОЙ АППАРАТУРЕ АВТОМАТИЧЕСКОГО СЛЕЖЕНИЯ ЗА ЛЕТАТЕЛЬНЫМИ АППАРАТАМИ

А.П. Шабалкин, Д.А. Писарев

Рязанский государственный радиотехнический университет,

Россия, Рязань, dima16043@mail.ru

Аннотация: В данной работе описан алгоритм фильтрации на основе квазилинейного фильтра Калмана и его применение в задаче автоматического слежения за летательными аппаратами.

Ключевые слова: слежение, фильтр Калмана, летательный аппарат

THE IMPLEMENTATION OF THE ALGORITHM FILTRATION ON BOARD EQUIPMENT AUTOMATICALLY TRACKING AIRCRAFT

A.P. Shabalkin, D.A. Pisarev

Ryazan State Radio Engineering University,

Russia, Ryazan, dima16043@mail.ru

Abstract. This paper describes a filtering algorithm based on quasi-linear Kalman filter and its application to the problem of automatic tracking of aircraft.

Keywords: tracking, Kalman filter, aircraft

В развитых зарубежных странах интенсивно проводятся научно-исследовательские и опытно-конструкторские работы по созданию перспективных средств воздушного нападения. В этих условиях особую важность приобретает задача обеспечения гарантированной защиты объектов военной и гражданской инфраструктуры от ракетных и авиационных ударов. Для решения этой задачи используется система противовоздушной обороны, основными элементами которой являются средства поражения целей и средства информационного обеспечения их применения [1,2].

Основным типом систем самонаведения на цель современных и перспективных перехватчиков являются активные радиолокационные головки самонаведения (АРГСН) [1,3], обеспечивающие получение необходимой координатной информации о целях.

На основании изложенных требований и анализа современного состояния разработок бортовых радиолокационных систем управления оружием [3,4] может быть определён технический облик АРГСН как автоматизированной информационно-измерительной подсистемы с реализацией в её составе автомата слежения за целью (АСЦ) для осуществления высокоточного наведения перехватчика на цель.

АСЦ необходим для описания положения луча диаграммы направленности антенны АРГСН в каждом цикле локации, получения текущих и прогнозных значений радиальной скорости, а также для получения текущих значений угловой скорости линий визирования «перехватчик-цель», используемой в законе наведения перехватчика на цель.

Решение указанных задач достигается за счет:

- минимизации амплитуды «биения» оценок параметров;
- минимизации ошибок оценок указанных параметров для гарантированного накрытия областей неопределенности соответствующими строками;
- получения прогнозных оценок параметров для управления положением диаграммы направленности антенны в очередном цикле локации.

В качестве алгоритмической основы АСЦ для решения указанных задач предлагается использовать квазилинейный вариант калмановского фильтра следующего вида [2]:

$$\hat{\mathbf{y}}_{i+1} = \mathbf{y}_i^* + f(\mathbf{y}_i^*) \cdot \Delta t; \quad (1)$$

$$\hat{\mathbf{P}}_{i+1} = \left[\mathbf{I} + \left(\frac{d\mathbf{f}}{d\mathbf{y}} \right)_{\mathbf{y}_i^*} \cdot \Delta t \right] \cdot \mathbf{P}_i^* \left[\mathbf{I} + \left(\frac{d\mathbf{f}}{d\mathbf{y}} \right)_{\mathbf{y}_i^*} \cdot \Delta t \right]^T; \quad (2)$$

$$\mathbf{W}_{i+1} = \hat{\mathbf{P}}_{i+1} \cdot \mathbf{H}^T \left(\mathbf{H} \cdot \hat{\mathbf{P}}_{i+1} \cdot \mathbf{H}^T + \mathbf{Q}_{i+1} \right)^{-1}; \quad (3)$$

$$\mathbf{y}_{i+1}^* = \hat{\mathbf{y}}_{i+1} + \mathbf{W}_{i+1} \left(\mathbf{z}_{i+1} - \mathbf{H} \cdot \hat{\mathbf{y}}_{i+1} \right); \quad (4)$$

$$\mathbf{P}_{i+1}^* = (\mathbf{I} - \mathbf{W}_{i+1} \mathbf{H}) \cdot \hat{\mathbf{P}}_{i+1}, \quad (5)$$

где:

i – индекс, соответствующий определенному моменту времени;

$\mathbf{Q}_i$ – матрица дисперсий ошибок измерения в физических каналах в момент времени t_{i+1} ;

$\mathbf{f}$ – модель цели, наблюдаемой АРГСН (модель рассмотрена далее);

$\hat{\mathbf{y}}_{i+1}$ – прогнозная оценка вектора состояния на момент времени t_{i+1} ;

$\hat{\mathbf{P}}_{i+1}$ – прогнозная оценка корреляционной матрицы ошибок прогноза на момент времени t_{i+1} ;

$\mathbf{W}_{i+1}$ – матричный коэффициент усиления фильтра в момент времени t_{i+1} ;

$\mathbf{y}_{i+1}^*$ – отфильтрованная оценка вектора состояния в момент времени t_{i+1} ;

$\mathbf{P}_{i+1}^*$ – отфильтрованная корреляционная матрица ошибок оценки вектора состояния;

$\mathbf{z}_{i+1}$ – значения вектора измерений в момент времени t_{i+1} ;

$\mathbf{I}$ – единичная матрица;

$\left(\frac{d\mathbf{f}}{d\mathbf{y}} \right)_{\mathbf{y}_i^*}$ – матрица частных производных, рассчитанных для оценки $\mathbf{y}_i^*$ в момент времени t_i ;

Δt – временной промежуток между измерениями.

К соотношениям 1-5 необходимо добавить линейное алгебраическое уравнение измерительного процесса следующего вида:

$$\mathbf{z}_{i+1} = \mathbf{H} \cdot \mathbf{y}_{ист(i+1)} + \xi_{(i+1)}, \quad (6)$$

где:

$\mathbf{H}$ – матрица перехода от вектора состояния к вектору измерения;

$\mathbf{y}_{ист(i+1)}$ – истинное значение вектора состояния (соответствующей координатной информации) сопровождаемой цели относительного выбранного базиса;

$\xi_{(i+1)}$ – реализация ошибок измерения в момент времени t_{i+1} .

Как видно из соотношения (6) связь между вектором состояния ($\mathbf{y}$) и вектором измерения ($\mathbf{z}$) линейная. Линейный характер связи достигается выбором соответствующего базиса в АСЦ.

Информация о размерах физических и виртуальных стробов содержится в диагональных элементах матрицы $\mathbf{P}^*$ (фильтрационная) и $\hat{\mathbf{P}}$ (прогнозная).

Для АСЦ необходимо выбрать вектор состояния перехватываемой цели $\mathbf{y}$, вектор правых частей $\mathbf{f}$, описывающий динамику движения перехватываемой цели, вектор измерения координат перехватываемой цели $\mathbf{z}$, а также матрицу $\mathbf{H}$ для обеспечения линейной связи векторов $\mathbf{y}$ и $\mathbf{z}$.

В наибольшей степени для решения задач подходит многомерный базис в виде совокупности систем координат (совокупности сферических координат с началом в точке положения центра полотна антенны АРГСН, а также абсолютной скорости, траекторного и кур-

сового углов цели, а также соответствующих перегрузок в квазиинерциальной системе координат (КИСК)) [5].

С учётом того, что в КИСК будут присутствовать поперечные и продольные перегрузки цели, в векторе правых частей динамики системы необходимо появление составляющих, учитывающих действие поперечных перегрузок в ортогональных плоскостях. Динамическая модель (совокупность векторов $\mathbf{y}$ и $\mathbf{f}$), описывающая поведение перехватываемой цели в квазиинерциальном базисе, имеет следующий вид:

$$\begin{cases} \dot{y}_1 = y_{10} , \\ \dot{y}_2 = -y_4 \cdot \cos y_5 \cdot \sin(y_6 + y_2) \cdot \frac{1}{y_1 \cdot \cos y_3} , \\ \dot{y}_3 = y_4 \cdot (\sin y_5 \cdot \cos y_3 - \sin y_3 \cdot \cos y_5 \cdot \cos(y_6 + y_2)) \cdot \frac{1}{y_1} , \\ \dot{y}_4 = (y_7 - \sin y_5) \cdot k , \\ \dot{y}_5 = (y_8 - \cos y_5) \cdot \frac{k}{y_4} , \\ \dot{y}_6 = -y_9 \cdot \frac{k}{(y_4 \cdot \cos y_5)} , \\ \dot{y}_7 = 0 , \\ \dot{y}_8 = 0 , \\ \dot{y}_9 = 0 , \\ \dot{y}_{10} = (-y_7 - \sin y_5) \cdot k . \end{cases} \quad (7)$$

где

- y_1 – дальность от перехватчика до цели в квазиинерциальном базисе;
- y_2 – азимут цели относительно перехватчика в квазиинерциальном базисе;
- y_3 – угол места цели относительно перехватчика в квазиинерциальном базисе;
- y_4 – абсолютная скорость цели перехватчика в квазиинерциальном базисе;
- y_5 – траекторный угол цели перехватчика в квазиинерциальном базисе;
- y_6 – курсовой угол цели перехватчика в квазиинерциальном базисе;
- y_7 – продольная перегрузка N_x перехватчика в квазиинерциальном базисе;
- y_8 – поперечная перегрузка N_y перехватчика в квазиинерциальном базисе;
- y_9 – поперечная перегрузка N_z перехватчика в квазиинерциальном базисе;
- y_{10} – радиальная скорость перехватчика в квазиинерциальном базисе.

Соотношения (7), задающие динамику изменения вектора состояния, содержат 10 уравнений. Из них первые 6 уравнений аналитического, последующие 3 уравнения диффузионного типа, а последнее уравнение полудиффузионного типа. Уравнения диффузионного и полудиффузионного типов задают эволюцию перегрузок цели с учетом движения перехватчика, а также эволюцию радиальной скорости в квазиинерциальном базисе.

Элементы матрицы $\left(\frac{d\mathbf{f}}{d\mathbf{y}} \right)$, соответствующие выбранной модели динамики цели в ква-

зиинерциальном базисе имеют достаточное количество ненулевых значений, обеспечивающих практически 100% степень заполнения корреляционных матриц $\mathbf{P}^*$ и $\hat{\mathbf{P}}$. Последнее позволяет получить эффективный матричный коэффициент усиления для быстрой реакции АСЦ на изменение параметров движения цели.

С учётом измерительной информации, поступающей от АРГСН (азимута, угла места и радиальной скорости), выбранного базиса, а также параметров вектора состояния $\mathbf{y}$, можно

обеспечить линейную связь вектора состояния и вектора измерения в алгебраическом уравнении (6). При этом матрица $\mathbf{H}$ (размерности 3×10) имеет следующий очевидный вид:

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}. \quad (8)$$

Параметры, входящие в состав вектора измерения приведены ниже:

$z(1)$ – азимут цели в квазиинерциальной системе координат;

$z(2)$ – угол места цели в квазиинерциальной системе координат;

$z(3)$ – радиальная скорость цели в квазиинерциальной системе координат.

Матрица дисперсий ошибок измерения имеет вид:

$$\mathbf{Q}_{i+1} = \begin{bmatrix} \sigma_{\alpha(i+1)}^2 & 0 & 0 \\ 0 & \sigma_{\varepsilon(i+1)}^2 & 0 \\ 0 & 0 & \sigma_{vr(i+1)}^2 \end{bmatrix}, \quad (9)$$

где

$\sigma_{\alpha(i+1)}^2$ – дисперсия ошибок измерения азимута в момент времени t_{i+1} ;

$\sigma_{\varepsilon(i+1)}^2$ – дисперсия ошибок измерения угла места в момент времени t_{i+1} ;

$\sigma_{vr(i+1)}^2$ – дисперсия ошибок измерения радиальной скорости в момент времени t_{i+1} .

Пример моделирования работы АСЦ показан на следующих рисунках:

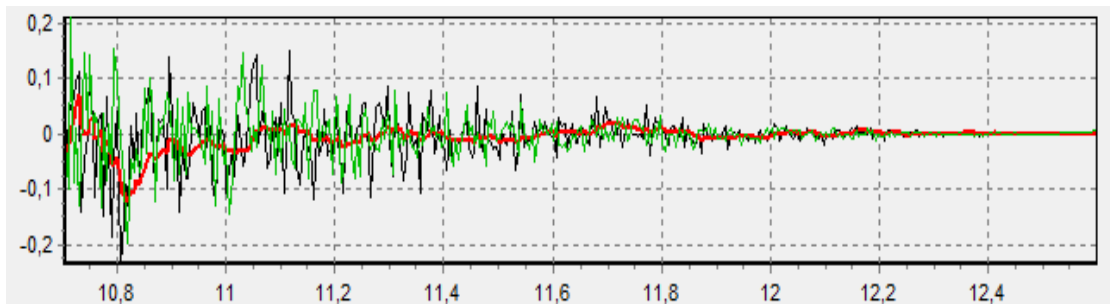


Рис. 1. Азимут (красный - $\alpha_{\text{ист}} - \alpha_{\text{АСЦ}}$; черный - $\alpha_{\text{ист}} - \alpha_{\text{изм}}$; зеленый - $\Delta\alpha$)

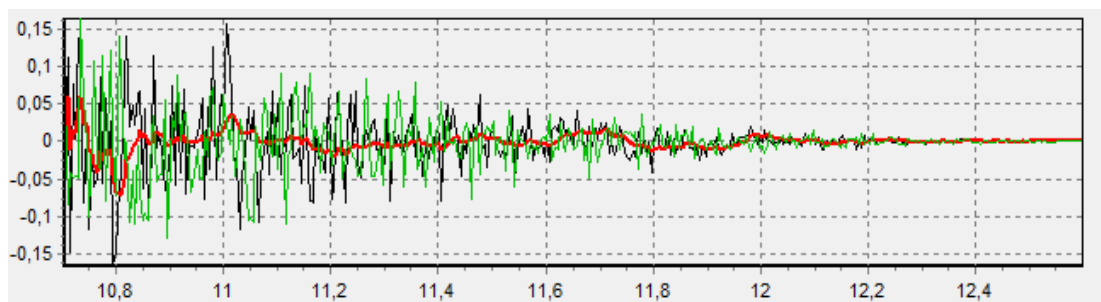


Рис. 2. Угол места (красный - $\varepsilon_{\text{ист}} - \varepsilon_{\text{АСЦ}}$; черный - $\varepsilon_{\text{ист}} - \varepsilon_{\text{изм}}$; зеленый - $\Delta\varepsilon$)

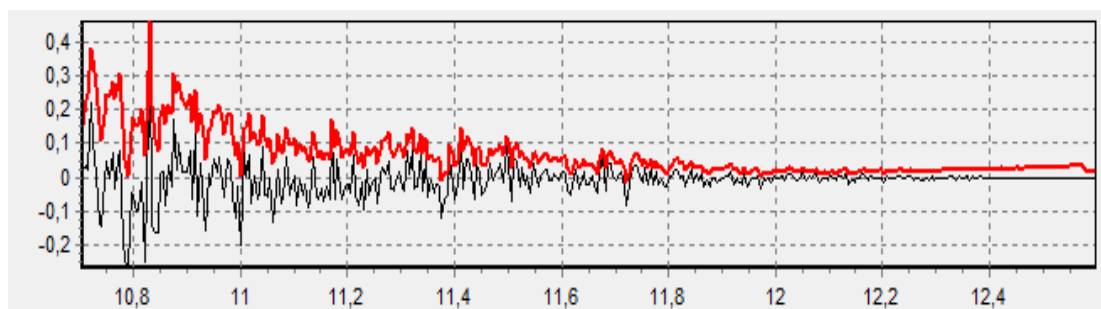


Рис. 3. Радиальная скорость (красный - $w_{\text{ист}} - w_{\text{асц}}$; черный - $w_{\text{ист}} - w_{\text{изм}}$)

Из анализа полученных зависимостей можно сказать, что процессы определения координатной информации цели являются сходящимися. С каждым циклом локации ошибки пеленга уменьшаются, в следствии чего возрастает точность наведения перехватчика на цель.

Библиографический список

1. Справочник офицера воздушно-космической обороны / Под общей редакцией С.К. Бурмистрова. – Тверь: ВА ВКО, 2006.
2. Проектирование зенитных управляемых ракет / И.И. Архангельский, П.П. Афанасьев, Е.Г. Болотов и др. / Под ред. И.С. Голубева и В.Г. Светлова – М.: Изд-во МАИ, 2001.
3. Акопян И.Г., Вексин С.И., Медведев Г.П., Сухов А.М. Особенности построения и развития техники радиолокационных головок самонаведения в системах ракетного вооружения ВВС и ЗРК. – Радиотехника, № 2, 2005.
4. Авиационные системы радиоуправления. Т.2. Радиоэлектронные системы самонаведения / Под ред. А.И. Канашенкова и В.И. Меркулова. – М.: «Радиотехника», 2003.
5. Баллистика и навигация ракет: учебник для вузов / А.А. Дмитриевский, Н.М. Иванов, Л.Н. Лысенко, С.С. Богодистов; Под ред. А.А. Дмитриевского – М.: Машиностроение, 1985.

УДК 621.396.96; ГРНТИ 47.49.29

ПОТЕНЦИАЛЬНАЯ ТОЧНОСТЬ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ТРАЕКТОРНЫХ ПАРАМЕТРОВ ДВИЖУЩЕГОСЯ ИСТОЧНИКА РАДИОИЗЛУЧЕНИЯ В ПАССИВНОЙ МНОГОПОЗИЦИОННОЙ РАДИОСИСТЕМЕ

А.В. Силкин, Д.В. Милохов, В.В. Михалев

Межвидовой центр подготовки и боевого применения войск РЭБ (учебный и испытательный), Россия, Тамбов, a.v.silkin@protonmail.com

Аннотация. Рассмотрена оценка потенциальной (предельной) точности определения траекторных параметров движущегося источника радиоизлучения различными методами определения местоположения в пассивной многопозиционной радиосистеме.

Ключевые слова: источник радиоизлучения, потенциальная точность, пассивная радиосистема, разностно-дальномерный, разностно-частотный, разностно-дальномерно-частотный методы определения местоположения.

POTENTIAL ACCURACY OF DETERMINATION OF EMITTER MOVING SOURCE TRAJECTORY PARAMETERS IN PASSIVE MULTISTATIC SYSTEM

A.V. Silkin, D.V. Milokhov, V.V. Mikhalev

Joint Electronic Warfare Combat Operations Research and Training Center of EW Corps, Russia, Tambov, a.v.silkin@protonmail.com

Abstract. The evaluation of potential accuracy of the determination of emitter moving source trajectory parameters in passive multistatic systems using different methods of determining the location are considered.

Keywords: emitter source, potential accuracy, passive system, TDOA, FDOA, TDOA/FDOA.

Основными методами определения траекторных параметров движущегося объекта, являющегося источником радиоизлучения (ИРИ), в пассивной многопозиционной радиосистеме являются [1]:

- триангуляционный (AOA), основанный на определении направления распространения радиоволны, падающей на антенную решетку;
- разностно-дальномерный (TDOA), основанный на оценке разницы времени прихода сигнала от источника излучения;
- разностно-частотный (FDOA), основанный на оценке разницы сдвигов частоты сигнала от источника излучения.

В настоящее время повышенный интерес представляет разностно-дальномерно-частотный метод (TDOA/FDOA) [2]. В основе данного метода лежит вычисление функции взаимной неопределенности двух сигналов, принятых в разнесенных i -ой и j -ой приемных позициях (ПП) (рис. 1) и определении на ее основе разности времени распространения $\Delta\tau_{i,j}$ и разностно-доплеровского сдвига частот $\Delta F_{i,j}$ сигналов и последующей оценке параметров движущегося ИРИ.

В работе представлен расчет потенциальной точности определения траекторных параметров на основании измерений $\Delta\tau_{i,j}$ (TDOA), $\Delta F_{i,j}$ (FDOA), $\Delta\tau_{i,j}$ и $\Delta F_{i,j}$ (TDOA/FDOA) в системе из N позиций.

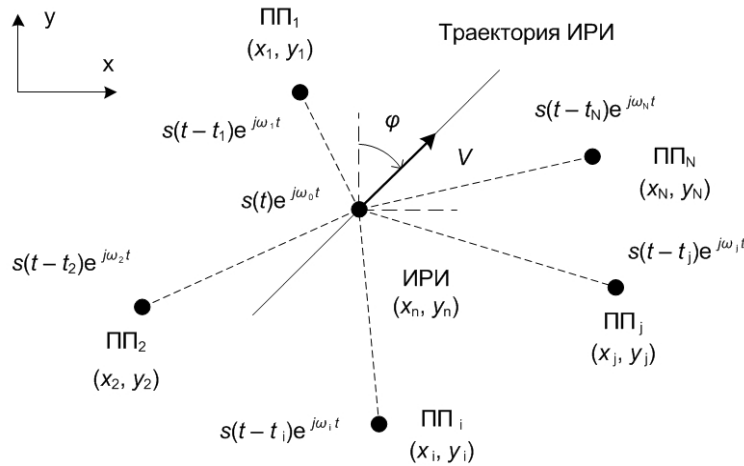


Рис. 1. Схема пассивной многопозиционной радиосистемы

Рассмотрим оценку потенциальной точности определения траекторных параметров движущегося ИРИ разностно-дальномерно-частотным методом.

Будем считать, что имеется n последовательных измерений $\Delta\tau_{i,j_n}$ и $\Delta F_{i,j_n}$, взятых через интервал времени Δt , образующих вектор измерений

$$\vec{S}_n = [\Delta\hat{\tau}_{i,j_1}, \Delta\hat{F}_{i,j_1}, \Delta\hat{\tau}_{i,j_2}, \Delta\hat{F}_{i,j_2}, \dots, \Delta\hat{\tau}_{i,j_n}, \Delta\hat{F}_{i,j_n}]. \quad (1)$$

Также будем считать, что ошибки измерений $\Delta\tau_{i,j_n}$ и $\Delta F_{i,j_n}$ не зависят друг от друга и распределены по нормальному закону с нулевым математическим ожиданием и с известными дисперсиями $\sigma_{\Delta\tau}^2$, $\sigma_{\Delta F}^2$ одинаковыми для всех ПП и моментов времени.

Рассмотрим движение ИРИ в плоскости YX. В качестве модели движения ИРИ примем прямолинейное движение с постоянной скоростью V . Траекторные параметры движущегося ИРИ в момент времени t_n удобно представить в виде вектора

$$\vec{T}_n = [x_n, y_n, V_x, V_y, f_0], \quad (2)$$

где x_n , y_n – координаты ИРИ в момент t_n ; V_x , V_y – скорости изменения координат.

Связь между траекторными параметрами (2) и значениями $\Delta\tau_{i,j_n}$, $\Delta F_{i,j_n}$ задается следующей системой уравнений:

$$\Delta F_{i,j_n}(\vec{T}_n) = \frac{f_0}{c} \left\{ \frac{(x_n - x_j)V_x + (y_n - y_j)V_y}{\sqrt{(x_n - x_j)^2 + (y_n - y_j)^2}} - \frac{(x_n - x_i)V_x + (y_n - y_i)V_y}{\sqrt{(x_n - x_i)^2 + (y_n - y_i)^2}} \right\},$$

$$\Delta \tau_{i,j_n}(\vec{T}_n) = \frac{1}{c} \left\{ \sqrt{(x_n - x_i)^2 + (y_n - y_i)^2} - \sqrt{(x_n - x_j)^2 + (y_n - y_j)^2} \right\},$$

где f_0 – частота, излучаемая ИРИ, c – скорость света.

Потенциальная точность определения вектора траекторных параметров $\vec{T}_n$ (2) по вектору измерений $\vec{S}_n$ (1) при использовании метода максимального правдоподобия определяется информационной матрицей Фишера, элементы которой можно записать в виде

$$J_{l,m}(\vec{T}_n) = \frac{1}{\sigma_{\Delta\tau}^2} \sum_{p=1}^{N-1} \sum_{q=0}^n \frac{\partial \Delta \tau_{i,j_{p,q}}(\vec{T}_n)}{\partial T_l} \frac{\partial \Delta \tau_{i,j_{p,q}}(\vec{T}_n)}{\partial T_m} +$$

$$+ \frac{1}{\sigma_{\Delta F}^2} \sum_{p=1}^{N-1} \sum_{q=0}^n \frac{\partial \Delta F_{i,j_{p,q}}(\vec{T}_n)}{\partial T_l} \frac{\partial \Delta F_{i,j_{p,q}}(\vec{T}_n)}{\partial T_m},$$

где $\Delta F_{i,j_{p,q}}(\vec{T}_n)$, $\Delta \tau_{i,j_{p,q}}(\vec{T}_n)$ – функции, описываемые выражениями (3), T_l и T_m – элементы вектора $\vec{T}_n$ ($l, m = 1 \dots 5$) [3].

Дисперсии σ_x^2 , σ_y^2 , $\sigma_{V_x}^2$, $\sigma_{V_y}^2$, $\sigma_{f_0}^2$ ошибок определения траекторных параметров могут быть определены как диагональные элементы матрицы, обратной матрице Фишера (4).

На рисунках 1, 2 в качестве примера показаны зависимости ошибок определения координат x и y движущегося ИРИ от времени наблюдения t_n для трех рассматриваемых методов, полученные в результате математического моделирования. Расчет потенциальной точности для методов TDOA и FDOA проводится по рассмотренной выше методике. Параметры ИРИ: начальные координаты $x_0 = 8$ км, $y_0 = 12$ км; скорость $V = 50$ м/с; направление движения $\varphi = 120^\circ$; излучаемая частота $f_0 = 1$ ГГц. Параметры системы: количество ПП $N = 4$; координаты ПП $x_k = 10 \cos(2\pi(k/N) + 1)$ км, $y_k = 10 \sin(2\pi(k/N) + 1)$ км; ошибка измерения $\sigma_{\Delta\tau} = 1$ мкс; ошибка измерения $\sigma_{\Delta F} = 1$ Гц. Интервал наблюдения $\Delta t = 1$ с, время наблюдения $t = 200$ с.

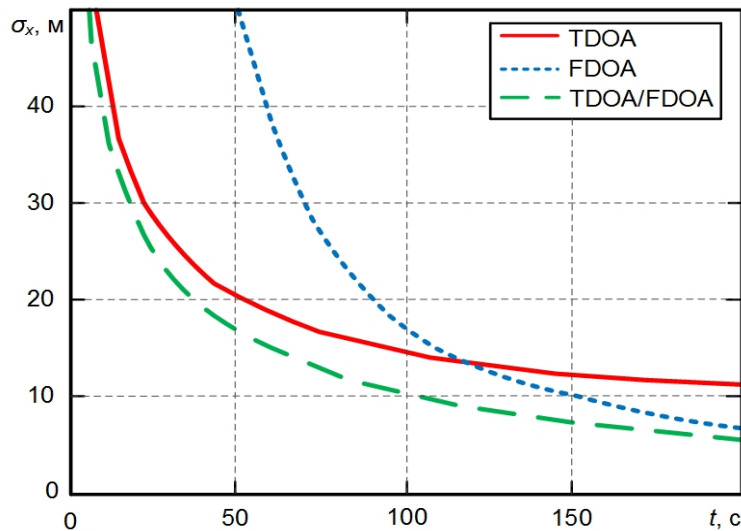


Рис. 2. Ошибка определения координаты x

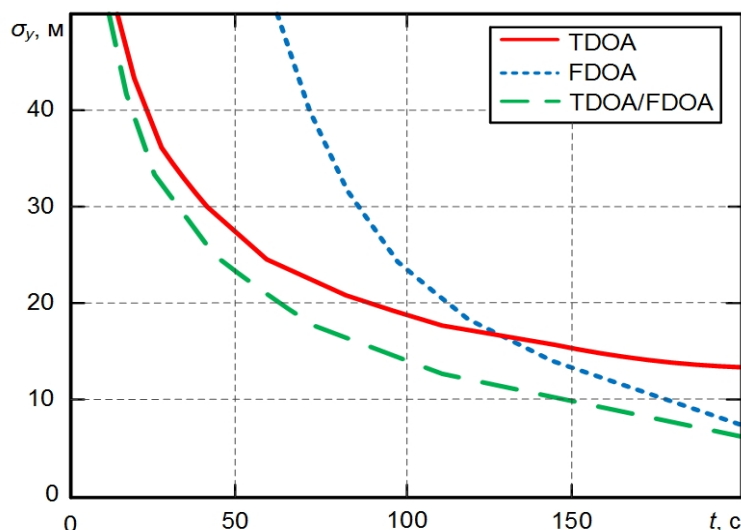


Рис. 3. Ошибка определения координаты y

Полученные результаты показывают, что применение разностно-дальномерно-частотного метода, использующего совместно измерения $\Delta\tau$ и ΔF позволяет повысить точность определения траекторных параметров ИРИ по сравнению с разностно-дальномерным и разностно-частотным методами.

Отметим также, что рассмотренная методика расчета точности позволяет выявить возможности пассивной радиосистемы на этапе проектирования и определить ее параметры, исходя из требуемой точности.

Библиографический список

1. Развитие методов контроля за использованием спектра // Отчет МСЭ-R SM 2355-0. Серия SM. Управление использованием спектра. – Электронная публикация. – Женева, 2016. – 35 с.
2. Tao R., Zhang W.-Q., Chen E.-Q. Two-stage Method for Joint Time Delay and Doppler Shift Estimation // IET Radar, Sonar & Navigation. 2008. Vol. 2. №1. P. 71-77.
3. Рындык А.Г., Сидоров С.Б., Бляхман А.Б., Ковалев Ф.Н. Точность определения координат методом максимального правдоподобия при локации «на просвет» // Радиотехника и электроника. 1999. Т.44. №12. С. 1436-1440.

УДК 621.396 ГРНТИ 49.03.03

ИССЛЕДОВАНИЕ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ ИНФОРМАЦИОННО-УПРАВЛЯЮЩЕГО КАНАЛА СИСТЕМЫ ДИСТАНЦИОННОГО УПРАВЛЕНИЯ

С.В. Хромов

Рязанский государственный радиотехнический университет,
Россия, Рязань, cerkshrom@mail.ru

Аннотация. В данной работе исследуется помехоустойчивость канала дистанционного управления с использованием SISO- и MIMO-OFDM систем. Для этого создана программная реализация радиоканала с использованием SISO и MIMO систем в среде Simulink пакета прикладных программ MatLAB.

Ключевые слова: помехоустойчивость, SISO- и MIMO-OFDM систем, Simulink пакета прикладных программ MatLAB, отношение сигнал-шум, вероятности битовых ошибок.

IMMUNITY STUDY OF INFORMATION SYSTEMS MANAGER CHANNEL DISTATSIONNOGO UPRAVALENIYA

S.V. Khromov

Ryazan State Radio Engineering University,
Russia, Ryazan, cerkshrom@mail.ru

Abstract. In this paper we investigate the noise immunity of the channel remote control with SISO- and MIMO-OFDM systems. For this purpose, a software implementation of the radio channel using the SISO and MIMO systems in the Simulink environment package MatLAB applications.
Keywords: SD Immunity, SISO- and MIMO-OFDM systems, the Simulink application package MatLAB, signal to noise ratio, bit error probability.

В настоящей работе исследуется помехоустойчивость информационно-управляющего канала системы дистанционного управления с использованием SISO- и MIMO-OFDM систем. Для этого создана программная реализация радиоканала с использованием SISO и MIMO систем в среде Simulink пакета прикладных программ MatLAB (рисунки 1, 2).

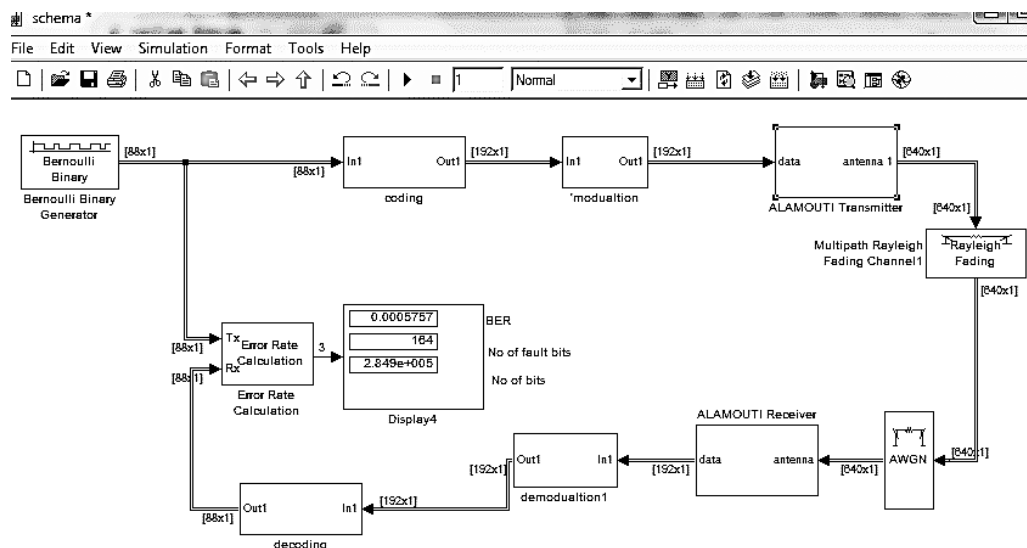


Рис. 1. Скриншот программной среды Simulink. Построение имитационной блок-схемы SISO канала

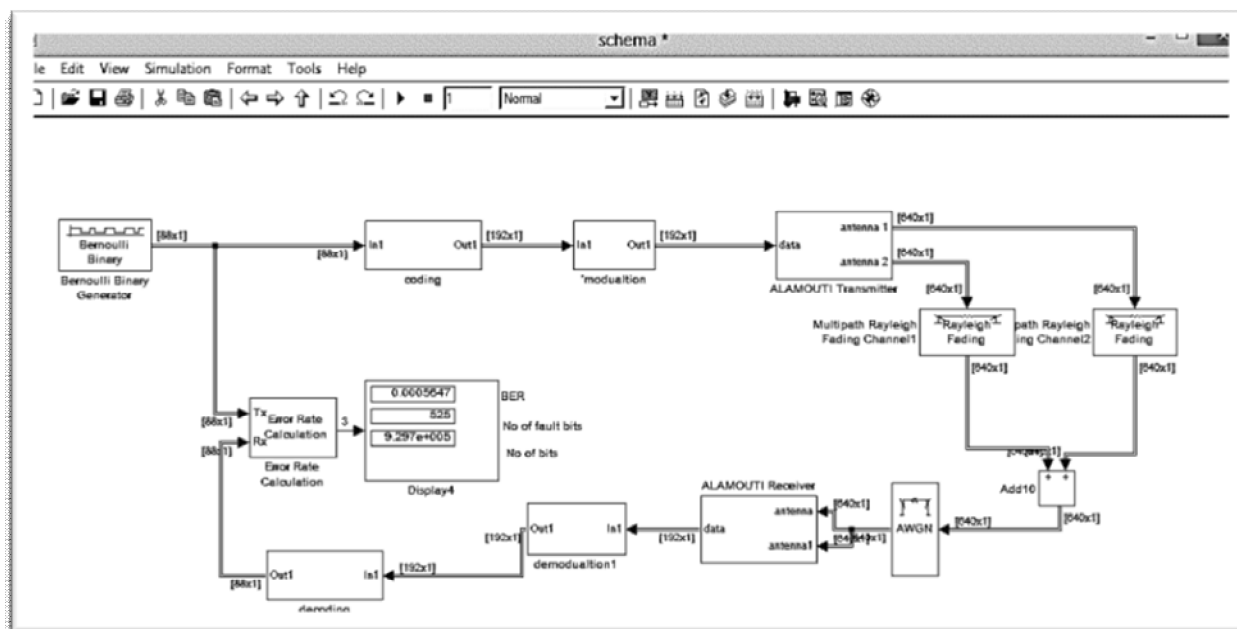


Рис. 2. Скриншот программной среды Simulink. Построение имитационной блок-схемы MIMO канала (2×2)

Алгоритм работы исследуемой имитационной модели следующий: источник сигнала (Bernoulli Binary Generator) генерирует случайную двоичную последовательность, поступающую на вход свёрточного кодера, где с помощью регистра сдвига производится кодирование всей передаваемой последовательности. Далее сигнал поступает на модулятор, где закладывается информация в изменение фазы. Затем промодулированный сигнал поступает на вход пространственно-временного кодера Аламоути блоками по 2 символа, он формирует

матрицу по определенному закону, каждая строка которой поступает отдельно на передающие антенны. Сигнал от передающих антенн поступает на приёмные антенны по Рэлеевскому каналу, претерпевая многолучевое рассеяние, доплеровский сдвиг, временную дисперсию. После чего на пространственно-временном декодере по определенному закону восстанавливается переданная последовательность. Далее следует демодулятор, декодер, а затем устройство, сравнивающее сигнал на передаче и на приеме, результат выводится на счетчик ошибок.

Длина входного вектора должна быть целым числом, кратным K . В этой конфигурации, блок принимает группу из K бит и преобразует их в символы на выходе блока. На выходе блока образуется один модулированный символ для каждой группы K бит.

Параметр упорядочивания созвездия указывает, каким способом блок присваивает двоичные символы точкам сигнальной совокупности. Такие присвоения применяются как к синфазным компонентам, так и квадратурным компонентам ввода. Если установлен параметр созвездия «Двоичный код», блок использует натуральную двоично кодированную совокупность. Если установлен параметр созвездия «код Грея» с чётным числом K , то блок использует код Грея. Если установлен параметр созвездия «код Грея» с нечётным числом K , блок кодирует созвездие так, чтобы пары самых близких точек отличались на один или два бита. На рисунке 3 представлено, какие пары точек отличаются на два бита. Здесь представлен случай, когда $M = 128$, что описывает общий случай.

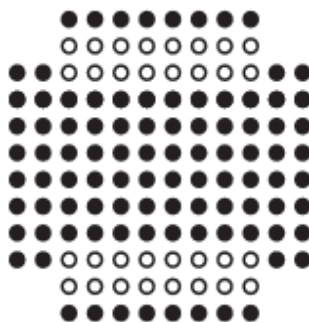


Рис. 3. Созвездие точек прямоугольного QAM-модулятора при использовании кода Грея

У сигнального созвездия есть точки M , где M представляет собой разрядность модуляции. M должна иметь вид $2K$ для некоторого положительного целого числа K .

Блок масштабирует сигнальное созвездие в зависимости от выбранного параметра метода нормализации.

Отображение совокупности – параметр вида строка или векторный столбец размера M , который должен иметь уникальные целочисленные значения в диапазоне $[0, M-1]$. Значения должны иметь тип данных `double`. Первый элемент этого вектора соответствует главной крайней левой точке созвездия с последующими элементами, идущими по столбцам, слева направо. Последний элемент соответствует самой правой нижней точке.

Метод нормализации определяет, каким способом блок масштабирует сигнальное созвездие: минимальное расстояние между символами, средняя мощность или пиковая мощность.

Все значения мощностей рассчитаны на сопротивление в 1 Ом. На вход данного блока может поступать вектор входного сигнала, скаляр или матрица. Созвездие сигнала имеет M точек, где M представляет собой разрядность модуляции. M должна иметь вид $2k$ для некоторого натурального K .

Дисперсия от источника шума. Этот параметр появляется при выборе типа решения «метод максимального правдоподобия» или «метод наибольшего правдоподобия».

Блок AWGN Channel добавляет белый шум к действительной или комплексной составляющей входного сигнала. Когда входной сигнал является реальным, этот блок добавляет реальный гауссовский шум и производит реальный выходной сигнал. Если входной сигнал является комплексным, этот блок добавляет комплексный гауссов шум и производит

комплексный выходной сигнал соответственно. Блок AWGN берёт время выборки из входного сигнала.

Обработка входных данных представляется в виде колонок в качестве каналов. Когда вы выбираете эту опцию, блок воспринимает каждый столбец входа в виде отдельного канала.

Выбор режима, в котором вы укажете дисперсии шума: сигнал-шум (E_b/N_0 , E_s/N_0 , SNR) - отклонения от маски или отклонение от порта. Все эти параметры показывают отношение сигнал/шум, однако имеют некоторое различие. E_b/N_0 (дБ) – показывает отношение бита энергии к мощности шума спектральной плотности, в децибелах; E_s/N_0 (дБ) – соотношение энергии символа к мощности шума спектральной плотности, в децибелах; SNR (дБ) – отношение мощности сигнала к мощности шума в децибелах[1].

Количество бит на символ – число битов в каждом символе ввода. Мощность входного сигнала, по отношению к 1 Ом (Вт).

Среднеквадратичная мощность входных символов (если Режим E_b / N_0 или E_s / N_0) или входных выборок (Если режим SNR) в ваттах.

Символ за период – продолжительность информационного канала (т.е. без канального кодирования), измеряется в секундах.

Поскольку многолучевой канал отражает сигналы в нескольких местах, передаваемый сигнал проходит к приемнику по нескольким путям, каждый из которых может иметь различные расстояние и временные задержки. В диалоговом окне блока, параметр дискретной векторной задержки определяет время задержки для каждого пути. Если вы не установили значение вектора параметра усиления на 0 дБ в параметре Normalize, общий коэффициент усиления примет среднее значение усиления для каждого пути.

Нормализация усиления вектора общего коэффициента усиления на 0 дБ. Можно добавить визуализацию канала в начале моделирования. Для этого установите этот флажок, чтобы открыть инструмент визуализации канала, когда начинается моделирование.

В работе исследована помехоустойчивость канала СДУ при различных типах модуляции: BPSK, QPSK, 16QAM, 64QAM; значение SNR для исследования достаточного уровня BER рассматриваемых видов модуляции выставлялось в блоке AWGN.

В результате эксперимента получены графики зависимости вероятности битовых ошибок (BER) от отношения сигнал/шум (SNR) в канале с системами SISO и MIMO (рисунки 4, 5).

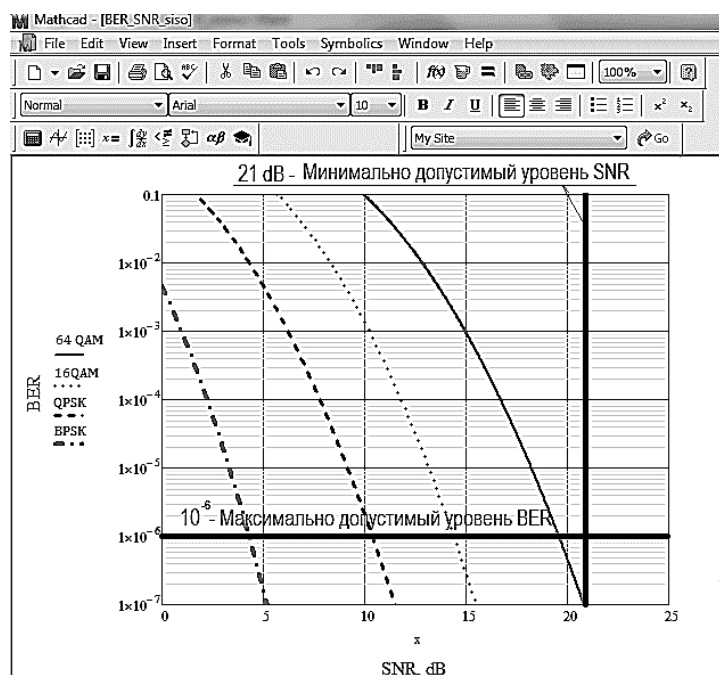


Рис. 4. Кривые зависимости BER от SNR для различных типов модуляции для канала с SISO

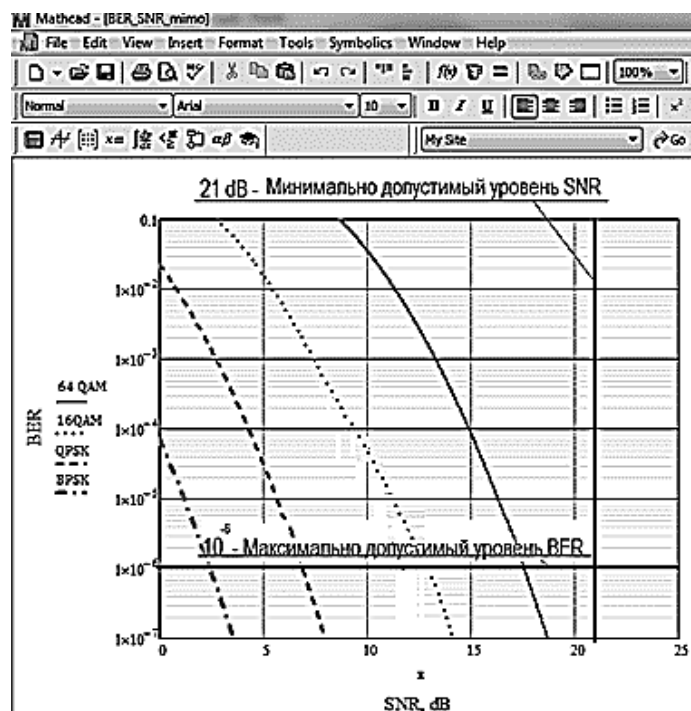


Рис. 5. Кривые зависимости BER от SNR для различных типов модуляции для канала с MIMO

Погрешность графических отсчётов составляет $\pm 0,5$ дБ. Допустимым уровнем BER при SNR 21 дБ является 10^{-6} для менее помехозащищённого типа модуляции 64QAM[1]. Соответственно, для более низких типов модуляции значение SNR должно быть ниже.

В результате моделирования получены значения SNR при уровне BER 10^{-6} (согласно спецификации стандарта IEEE 802.16) [1], приведённые в таблице 1. Значение SNR при данном уровне BER соответствуют нормам стандарта IEEE 802.16 [2].

Таблица 1 – Зависимость BER от SNR для различных типов модуляции

Тип модуляции	Максимально допустимые значение SNR согласно спецификации, дБ	Значение SNR для исследуемого канала, дБ
BPSK	3	3
QPSK	9	6,8
16QAM	15,5	13,5
64QAM	21	18,9

После проведения исследований было установлено что MIMO-системы более помехоустойчивы в отличии от SISO-систем.

Библиографический список

1. Loshakov V. A. Adaptive modulation in LTE technology by using OFDMA and SC-FDMA with MIMO / V. A. Loshakov, H.D. Al-Janabi, Y. T. Hussein, N. T. Nasif 2013.
2. Техническая спецификация стандарта IEEE 802.16: [www.ieee](http://www.ieee.org)

АНТЕННЫЕ ПОСТЫ СУДОВОЙ СПУТНИКОВОЙ СВЯЗИ

С.С. Шумихин

Тульский государственный университет,
Россия, Тула, serzh1911a1@gmail.com

Аннотация. В данной статье рассматриваются антенные посты судовой спутниковой связи. Проводится анализ конструктивных схем и описывается общий принцип функционирования антенных постов.

Ключевые слова: антенный пост, система стабилизации, двухосный стабилизатор.

1. Введение

Задачей данной работы является аналитический обзор современного состояния антенных постов судовой спутниковой связи. Для достижения поставленной задачи был проведен анализ материалов, имеющих по данной проблематике - патентов, статей, монографий, рекламной информации зарубежных и отечественных компаний.

2. Технические решения

Анализ вышеперечисленных материалов показывает, что наибольшее число технических решений направлено на реализацию непосредственной стабилизации антенны. При этом, в горизонтальной плоскости стабилизируется платформа или рама, на которой устанавливается антенна в собственном кардановом подвесе, осуществляющем её наведение. Платформа стабилизируется в горизонте с помощью маятниковых и гиromаятниковых систем стабилизации, которые обычно называются пассивными и располагают непосредственно на стабилизируемой платформе. Кроме пассивных широко применяются активные стабилизаторы силового и индикаторного типов, которые осуществляют стабилизацию антенны с помощью гироскопов и двигателей, установленных на осях карданова подвеса. При этом гироскопы могут устанавливаться как на платформе, так и на основании транспортного средства. Пассивные и активные системы стабилизации имеют двухосные кардановы подвесы, в которых либо ось наружной рамы либо ось внутренней направлены вдоль оси транспортного средства. Общая схема компоновки подвеса представляет собой последовательность поворотов по крену, тангажу, азимуту и углу места. С целью уменьшения габаритов устройства стабилизации и наведения антенны большинство схемных решений имеют стабилизированную платформу, вращающуюся вместе с антенной по азимуту. При этом карданов подвес платформы не занимает строго определенного положения по отношению к продольной оси транспортного средства, а наводится вместе с антенной по азимуту.

3. Методы стабилизации

Установлено, что стабилизация антенных устройств может осуществляться тремя различными методами (косвенным, непосредственным и совмещённым с наведением).

Косвенный метод стабилизации антенны состоит в том, что ось антенны удерживается в заданном направлении путём введения поправок на качку основания и вращение антенны при наведении. При этом как управляемый гиростабилизатор (УГС), так и антенна установлены на качающемся основании. При косвенном методе оси стабилизации и оси наведения у антенны совпадают. Задачу преобразования угловых координат антенны из земной системы в систему, связанную с качающимся основанием, осуществляет преобразователь координат (ПК), на входы которого вводятся углы качки основания и углы вращения антенны в земной системе координат. При этом, углы в системе координат, связанной с основанием, вводятся на наведение антенны, благодаря чему её ось будет сохранять направление на ОП независимо от качки основания.

Непосредственный метод стабилизации антенны состоит в установке антенны на некоторой площадке и удержании её в неизменном относительно плоскости горизонта и заданного азимута положении путём введения углов качки основания. При этом УГС устанавливается либо на качающемся основании либо на стабилизированной площадке. При непосредственной стабилизации антенны оси стабилизации площадки и оси наведения антенны различны.

Совмещённый с наведением метод стабилизации антенны состоит в установке антенны и УГС в одном кардановом подвесе, установленном на качающемся основании. При этом методе отсутствует информация о положении антенны относительно земной системы координат и её обычно получают из информации в подвижной системе координат (связанной с основанием) за вычетом углов качки основания, получаемых от внешних источников информации. При этом методе оси стабилизации и оси наведения совпадают.

4. Двухосная стабилизация и управление антенной.

На рисунке 1 показана структурно-функциональная схема двухосного стабилизатора на ДУС в системе стабилизации и управления антенным постом судовой спутниковой связи.

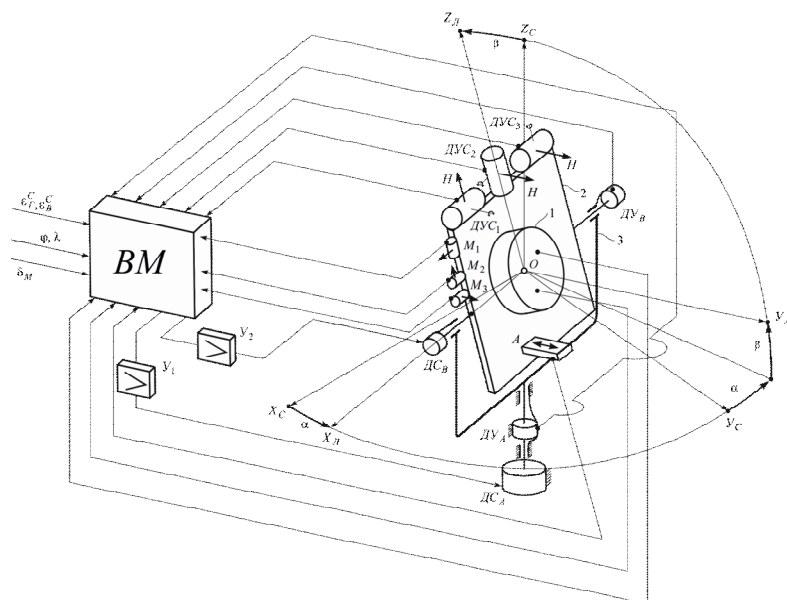


Рис. 1. Структурно-функциональная схема двухосного гиросtabilизатора на ДУС в системе стабилизации и управления антенной: 1 – антенна; 2, 3 – рамы подвеса

Перед началом работы антенного поста в блок вычисления (БВ) вводятся исходные данные, которые в географической системе координат определяют ориентацию спутника азимутальным углом и углом места. Кроме того, вводятся географические координаты (широта и долгота) местонахождения судна и угол магнитного склонения в этом месте.

В режиме подготовки к работе антенного поста выполняется “горизонтирование” рамы с антенной по сигналу с акселерометра, который поступает в блок вычисления (БВ), где формируется управляющий сигнал на соответствующий двигатель стабилизации (ДС) таким образом, чтобы сигнал акселерометра обнулится. Необходимость горизонтирования обусловлена, прежде всего, тем, что обеспечиваются более комфортные условия работы для магнитометров и тем самым снижается ошибка определения магнитного меридиана.

По окончании горизонтирования по сигналам от магнитометров с учетом магнитного склонения в блоке вычисления определяется угол разворота по заданному азимуту и выработанный управляющий сигнал поступает на соответствующий ДС. После перехода в заданный азимут система переводится в режим стабилизации азимута.

На следующем этапе подготовки производится выставка антенны по углу места по информации от соответствующего акселерометра. Сформированный в БВ управляющий сигнал поступает на соответствующий ДС.

Если в результате выставки захват спутника не был осуществлен, система переходит в режим поиска, который осуществляется подачей на двигатели стабилизации управляющих сигналов в соответствии с принятым методом поиска.

После захвата спутника антенной, система осуществляет слежение за спутником по информации о рассогласовании между направлением равносигнальной зоны антенны и линией визирования спутника. Рассогласование вводится в блок вычисления, преобразуется в соответствии с принятыми законами управления и поступает на двигатели стабилизации.

Скорость управления антенной измеряется датчиком угловой скорости (ДУС) и по этим измерениям корректируется ориентация антенны.

Заключение

Проведен аналитический обзор антенных постов судовой спутниковой связи, приведены методы стабилизации и показаны технические решения, применяемые в антенных постах. Показан общий принцип функционирования антенных постов на примере двухосного стабилизатора на ДУС.

Библиографический список

1. Распопов В.Я. Теория гироскопических систем. Гиростабилизаторы. – Тула.: Издательство ТулГУ, 2016.–388 с.

УДК 621.396.2; ГРНТИ 49.43.29

АНАЛИЗ УГЛОВОГО СПЕКТРА МОЩНОСТИ ИНТЕРМОДУЛИРУЮЩИХ И ИНТЕРМОДУЛЯЦИОННЫХ ПОМЕХ В АНТЕННОЙ РЕШЕТКЕ НА ОСНОВЕ ЦИФРОВОГО ТРАНСИВЕРА USRP X300

С.В. Колесников, Ю.Н. Паршин, М.В. Грачев

*Рязанский государственный радиотехнический университет,
Россия, г. Рязань, rtu@rsreu.ru*

Аннотация. Рассматривается активная антенная решетка, преемо-передающие модули которой выполнены на основе цифрового трансивера прямого преобразования USRP X300. Проводится анализ нелинейных свойств приемного тракта с учетом применяемой элементной базы для случаев когерентного и некогерентного сложения интермодуляционных помех на выходе каждого преемо-передающего модуля. Рассчитываются матрицы пространственной корреляции суммы интермодулирующих и интермодуляционных помех. Получаются зависимости углового спектра мощности помех, учитывающие нелинейные искажения в преемо-передающих модулях активной антенной решетки. Определяются уровни мощности и угловые положения виртуальных пространственных помех, вызванных нелинейными искажениями.

Ключевые слова: пространственно-сосредоточенные помехи, активная антенная решетка, преемо-передающий модуль, нелинейные искажения, точка пересечения, цифровой трансивер, угловой спектр мощности

ANALYSIS OF ANGULAR POWER SPECTRUM OF ACTIVE AND INTERMODULATION INTERFERENCES IN ACTIVE ANTENNAS ARRAY BASED ON DIGITAL TRANSCEIVER USRP X300

S.V. Kolesnikov, Yu.N. Parshin, M.V. Grachev

*Ryazan State radio Engineering University,
Russia, Ryazan, rtu@rsreu.ru*

Abstract. Active antenna array with RF circuits are based on digital transceivers USRP X300 with direct conversion. An analysis of nonlinear properties of receiver RF channel with specified microelectronics devices for coherent and noncoherent composition of intermodulation interferences at output of each RF circuits is performed. Spatial correlation matrixes of sum of active and intermodulation interferences are evaluated. The angular power spectrum dependence on nonlinear distortion in RF circuits of active antennas array is studied. Power values of virtual spatial interferences and their angular positions as well are calculated.

Keywords: spatial discrete interferences, active antennas array, transmitter-receiver module, nonlinear distortion, intercept point, digital transceiver, angular power spectrum

1. Введение

Развитие элементной базы радиотехнических устройств и появление микроэлектромеханических MEMS систем привели к широкому распространению радиотехнических систем с обработкой сигнала в пространственных каналах активной антенной решетки (ААР) [1]. Наличие преемо-передающего модуля (ППМ) в каждом канале ААР, обладающего заметной нелинейностью приемного тракта, приводит к интермодуляционным искажениям мощных сигналов в активных элементах приемной секции ППМ и возникновению интермодуляцион-

ных помех (ИМП) [2,3], которые существенным образом влияют на характеристики РТС с ААР.

Целью данной работы является исследование влияния нелинейности радиотракта, построенного на основе типового цифрового трансивера с прямым преобразованием, на пространственные характеристики помех и на эффективность оптимальной линейной обработки.

Для анализа нелинейных искажений сигнала используется модель нелинейности приемного тракта на основе безынерционной кубической нелинейности. Внешние помехи, называемые интермодулирующими, и полезный сигнал задаются пространственно сосредоточенными, статистически независимыми узкополосными гауссовскими стационарными случайными процессами. Пространственные свойства сигналов и помех определяются их амплитудно-фазовым распределением на раскрыве антенной решетки. Сигнал на входе каждого из N ППМ ААР представляется в виде суммы полезного сигнала, M интермодулирующих помех и стационарного гауссовского шума. При слабой нелинейности сигнал на выходе ППМ в целом повторяет по форме входной сигнал, а отличия состоят в дополнительных ИМП.

2. Принципы анализа углового спектра

Угловой спектр мощности (УСМ) комплекса помех, включающего интермодулирующие и интермодуляционные помехи, по методу Бартлетта определяется следующим выражением [1]:

$$P(\gamma) = \mathbf{F}(\gamma)^H \mathbf{R} \mathbf{F}(\gamma), \quad (1)$$

где $\mathbf{R}$ – комплексная матрица пространственной корреляции суммы интермодулирующих и интермодуляционных помех, $\mathbf{F}(\gamma)$ – опорный вектор, характеризующий идеальную плоскую волну, распространяющуюся в направлении визирования γ . Матрица $\mathbf{R}$ необходима для расчета отношения мощности сигнала к мощности помех и шума на выходе пространственного фильтра Винера, реализующего весовую обработку сигналов с выходов ППМ ААР [4]:

$$q = \mathbf{F}^H(\gamma) \mathbf{R}^{-1} \mathbf{F}(\gamma) D_S, \quad (2)$$

где D_S – мощность полезного сигнала.

В работе [3] изложен аналитический метод расчета комплексной матрицы пространственной корреляции при известном линейном преобразовании, отображающем вектор источников интермодулирующих помех в вектор интермодулирующих помех на входах ППМ ААР. В данной статье предлагается использовать непосредственное моделирование нелинейных преобразований помех в радиотракте и вычисление элементов корреляционной матрицы. Помеховые колебания поступающие в ААР от M источников представляются в виде гармонических колебаний, комплексные огибающие которых равны: $\mathbf{X} = \{x_m(t) = A_m e^{j(\psi_m + \Delta\Omega_m t)}, m = 1, \dots, M\}$. Сигнал $\mathbf{V} = \{V_n(t) = B_n(t) e^{j\varphi_n(t)}, n = 1, \dots, N\}$ на входе радиотракта каждого из N элементов ААР образуется в результате линейного преобразования $\mathbf{V} = \mathbf{A} \mathbf{X}$, где матрица пространственного преобразования помех $\mathbf{A}$ содержит информацию о направлениях прихода помех и пространственной структуре ААР – координатах элементов ААР. Сигнал $\mathbf{D} = \{D_n(t) e^{j\varphi_n(t)}, n = 1, \dots, N\}$ на выходе радиотракта каждого из элементов ААР

образуется путем преобразования входного сигнала $D_n(t) = a_1 V_n(t) + \frac{3}{4} a_3 V_n^3(t)$, где a_1, a_3 –

коэффициенты степенной аппроксимации переходной характеристики радиотракта. Элементы пространственной корреляционной матрицы интермодулирующих и интермодуляционных помех на выходе радиотракта ААР равны: $\mathbf{R} = \{R_{nk} = \overline{D_n(t) D_k^*(t)} e^{j[\varphi_n(t) - \varphi_k(t)]}, n, k = 1, \dots, N\}$. Так как пространственная корреляция достаточно точно определяется при использовании гармонических помех с различными несущими частотами, то для отражения случайного характера помех достаточно усреднить только по их начальным фазам $\psi_m, m = 1, \dots, M$, которые статистически независимы и имеют равномерное распределение вероятностей:

$$\mathbf{R} = \left\{ \frac{1}{(2\pi)^M} \int_0^{2\pi} \int_0^{2\pi} \dots \int_0^{2\pi} D_n(t) D_k(t) e^{j[\varphi_n(t) - \varphi_k(t)]} d\psi_1 d\psi_2 \dots d\psi_M, n, k = 1, \dots, N \right\}. \quad (3)$$

3. Нелинейные искажения в радиочастотном тракте трансивера USRP X300

В настоящее время радиотракт должен удовлетворять требования технической эффективности, а также универсальности, функциональности и технологичности. Современное состояние техники и технологии радиотехнических устройств показывает, что выполнение этих требований можно достичь на основе цифровых технологий [6]. В работе исследуется типовой радиотракт, реализованный в цифровой трансивере USRP X300 с установленными в него двумя радиочастотными платами CBX-120 (1,2 ГГц - 6 ГГц) [7]. Данный тип трансивера широко применяется для прототипирования различных радиотехнических систем и устройств. Структурная схема радиотракта цифрового трансивера приведена на рисунке 1.

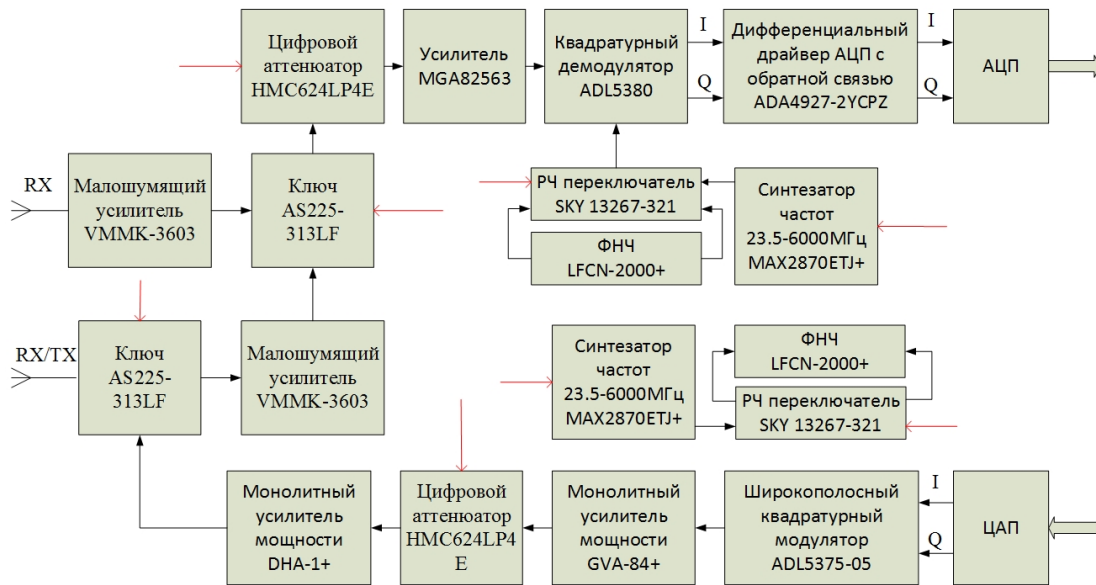


Рис. 1. Структурная схема радиотракта цифрового трансивера

Излучение радиосигнала в пространство производится при помощи антенны RX/TX. Прием радиосигнала может осуществляться на одну из двух антенн: RX или RX/TX. При этом для приема на антенну RX/TX производится переключение антенны от тракте передачи к тракту приема с помощью антенных ключей.

Представим нелинейный радиотракт трансивера usrp x300 в виде типового радиотехнического звена, состоящего из безынерционного нелинейного элемента с переходной характеристикой $i = f(u)$ и полосового фильтра, выделяющего область частот в окрестности несущей частоты. Так как радиотракт трансивера usrp x300 содержит несколько каскадов, в том числе нелинейных, то представим их в виде последовательно соединенных типовых радиотехнических звеньев. Для характеристики нелинейности широко используется точка пересечения третьего порядка – intercept point (ip3), которая является координатой точки пересечения линейного продолжения двух характеристик, построенных в двойном логарифмическом масштабе: зависимости мощности 1-й гармоники сигнала на выходе от мощности сигнала на входе, а также зависимости мощности интермодуляционной гармоники на выходе от мощности помеховых сигналов P_{BX} на входе. Интермодуляционные параметры каскадов радиотракта цифрового трансивера приведены в таблице 1.

Таблица 1

Наименование каскада	Тип элемента	Коэффициент передачи, дБ	Точка $iP3$, дБм
Малошумящий усилитель	VMMK-3603	17	25
Ключ	AS225-313LF	-0,6	53
Цифровой аттенюатор	HMC624LP4E	-2,2...-31,5	55
Усилитель	MGA82563	13	31
Квадратурный демодулятор	ADL5380	7	28

При последовательном соединении нескольких каскадов нелинейные свойства всего радиотракта можно описать общей точкой $IP3$. В дальнейшем расчет точки пересечения проводится при условии, что возникающие интермодуляции в каждом из каскадов достаточно малы и не вызывают новых интермодуляций в последующих каскадах. Если сложение интермодуляций каждого каскада на выходе радиотракта производится по мощности, когда фазы интермодуляционных помех разные и неизвестны, то входная точка $IP3$ всего радиотракта равна [6]:

$$iP3 = \left(\frac{1}{iP3_1^2} + \frac{H_{P1}^2}{iP3_2^2 L_{P1}^3} + \dots + \frac{H_{P1}^2 \dots H_{P(n-1)}^2}{iP3_n^2 L_{P1}^3 \dots L_{P(n-1)}^3} \right)^{-1/2}. \quad (2)$$

где H_P - коэффициент усиления по мощности радиотракта, H_{Pi} , $iP3_i$ - коэффициент усиления по мощности и входная точка $IP3$ i -го каскада, L_{Pi} - коэффициент затухания мешающего сигнала по мощности в фильтре i -го каскада. Если интермодуляции различных каскадов складываются синфазно на выходе радиотракта, то это наихудший случай, а точка $IP3$ минимальна [6]:

$$iP3 = \left(\frac{1}{iP3_1} + \frac{H_{P1}}{iP3_2 L_1^{3/2}} + \frac{H_{P1} H_{P2}}{iP3_3 (L_1 L_2)^{3/2}} + \dots + \frac{H_{P1} \dots H_{P(n-1)}}{iP3_n (L_1 \dots L_{n-1})^{3/2}} \right)^{-1}. \quad (3)$$

Проведен анализ углового спектра мощности суммы интермодулирующих и интермодуляционных помех, рассчитанного по формуле (1) для эквидистантной линейной с межэлементным расстоянием $d/\lambda = 0,5$ для точек $IP3$, рассчитанных по формулам (2), (3). Исследовано влияние последовательности включения каскадов приемном тракте на уровень нелинейных искажений и на форму углового спектра мощности.

Выводы

Приведенные в работе методы расчета углового спектра мощности и отношения сигнал-помеха для активной антенной решетки с учетом нелинейности прямо-передающего модуля на примере цифрового трансивера USRP X300 показали, что нелинейные искажения приводят к эффекту появления виртуальных пространственно-сосредоточенных помех. Для подавления этих помех необходимы дополнительные ресурсы в виде дополнительных элементов антенной решетки, а также вычислительные ресурсы процессора для обработки сигналов антенной решетки с большим числом элементов.

Исследования выполнены при поддержке гранта Российского научного фонда, проект № 14-19-01263 в Рязанском государственном радиотехническом университете.

Библиографический список

1. Гостюхин В.Л., Трусов В.Н., Гостюхин А.В. Активные фазированные антенные решетки [Текст] М.: / Под ред. Д.И. Воскресенского и А.И. Канащенкова. – М.: Радиотехника, 2011. – 304 с.
2. Лойка С.Л. Интермодуляционные каналы приема в активных ФАР // Радиоэлектроника. – 1996. – Т. 39. – №2. – С. 68–73.
3. Колесников С.В. Пространственная корреляция интермодуляционных помех в активной антенной решетке // Вопросы радиоэлектроники, сер. Радиолокационная техника. – 2011. – Вып.1. – С. 50-61.
4. Монзинго Р.А., Миллер Т.У. Адаптивные антенные решетки: Введение в теорию / Пер. с англ. – М.: Радио и связь, 1986. – 448 с.
5. С.В. Колесников, Т.В. Зайцева, А.Ю. Рогожкина, С.А. Ушаков, А.В. Комиссаров. Влияние пространственной структуры активной антенной решетки на угловые спектры мощности интермодуляционных помех // Электронный научный журнал «Инженерный вестник Дона». – 2012. – №4. – Часть 2.
6. Проектирование радиоустройств на основе нанотехнологий/ под ред.: Мохамед Исмаил, Делия Родригес де Лера Гонзалес. – М.: ГЕОС, 2012. – 335 с.
7. <https://www.ettus.com/product/details/X300-KIT>

УДК 621.396; ГРНТИ 47.49.27

БОРТОВАЯ АППАРАТУРА ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ ПЕРСПЕКТИВНОЙ РАДИОЛОКАЦИОННОЙ СТАНЦИИ С СИНТЕЗИРОВАНИЕМ АПЕРТУРЫ КОСМИЧЕСКОГО БАЗИРОВАНИЯ

В.В. Васильченко, Н.Д. Комиссарова, В.В. Костров, А.В. Ракитин

*Муромский институт (филиал) Владимирского государственного университета
им. А.Г. и Н.Г. Столетовых
Россия, Муром, vyk@mit.ru*

Аннотация. На примере режима съемки ScanSAR определены требования к бортовой аппаратуре синтеза радиолокационных изображений (РЛИ), разработана обобщенная структура модуля обработки сигнала, приведены результаты исследования производительности и скорости передачи данных.

Ключевые слова: радиолокатор с синтезированной апертурой (РСА), цифровая обработка сигналов, траекторный сигнал, радиолокационное изображение

ON-BOARD EQUIPMENT OF THE SIGNAL PROCESSING TO PERSPECTIVE SPACE-BASED SYNTHETIC APERTURE RADAR

V.V. Vasilchenko, N.D. Komissarova, V.V. Kostrov, A.V. Rakitin

*Murom Institute of Vladimir State University,
Russia, Murom, vyk@mit.ru*

Abstract. On example of ScanSAR mode the requirements to on-board equipment of the syntheses of the radar images is determined. Generalised structure of signal processing module is designed. Results of the study to capacity and send rate data are described.

Keywords: synthetic aperture radar (SAR), digital signal processing, trajectory signal, radar image

Для обработки траекторного сигнала в перспективных радиолокаторах с синтезированной апертурой обзора Земли из космоса предусматривается специализированная вычислительная система. К основным техническим требованиям, которые обычно предъявляются к системам бортовой обработки сигналов и радиолокационных изображений (РЛИ), в первую очередь относятся требования по вычислительной мощности, типу и пропускной способности интерфейсов, стойкости к воздействию радиации, конструктивные требования. Значительную роль в процессе определения облика устройства цифровой обработки играют реализационные особенности алгоритмов и специфика используемой элементной базы. Проведём рассмотрение основных перечисленных выше требований.

Информационные потоки и требуемая производительность. В качестве базового примера для проведения оценочных расчётов рассмотрим перспективную радиолокационную систему космического базирования X -диапазона [1]. Примем высоту орбиты низкоорбитального космического аппарата (КА) 650 км, а в качестве основного режима, обеспечивающего оперативное формирование РЛИ, – широкозахватный режим ScanSAR [2]. Расчётные геометрические параметры съёмки, временные соотношения работы приёмо-передающей системы, параметры устройства обработки и параметры сформированного РЛИ соответ-

вуют системам среднего разрешения. При расчёте режима учитывалось различное перекрытие фрагментов съёмки по дальности в полосах захвата до 30%, необходимое для стыковки парциальных изображений. Для сшивки фрагментов полосы захвата может быть также использовано дополнительное перекрытие фрагментов по азимуту в объёме до 35%.

Расчёт режима, как правило, требует разрешение ряда технических противоречий:

1. Длительность окна приёмника может превысить период следования зондирующих импульсов, что приводит к уменьшению размеров парциальной полосы по дальности.

2. Весовая обработка по азимутальной координате приводит к расширению отклика на точечную цель, поэтому предъявляются более жёсткие требования по первичной разрешающей способности по азимутальной координате.

3. Некогерентное накопление по азимуту при формировании РЛИ потребует увеличения размерности обработки и, как следствие, роста требований к производительности процессора сигналов.

Анализ проведённых расчётов геометрических и временных параметров съёмки показал жёсткую взаимосвязь требований к производительности процессора сигналов и первичной разрешающей способности, числа некогерентных накоплений, пространственной разрешающей способности синтезируемого РЛИ и т.п.

Первым и наиболее трудоемким этапом обработки является сжатие принимаемых траекторных сигналов, поэтому при обработке по дальности используется быстрая свёртка на основе быстрого преобразования Фурье (БПФ). С учётом того, что спектр опорного сигнала может быть подготовлен заранее, алгоритм БПФ размерностью 16К применяется дважды, получаем необходимое число операций порядка 62 млн. На втором этапе проводится азимутальная обработка, для чего осуществляется вычисление коротких свёрток с опорной функцией, однако этих вычислений осуществляется большое количество раз (до 16К раз). При азимутальной обработке на основе гармонического анализа с применением БПФ затрачивается еще 37 млн. операций. Наименьшие вычислительные затраты приходятся на третий этап обработки – некогерентное накопление. Такие затраты могут быть оценены как одна операция на одно накопление и даже в несколько раз меньше. Это обусловлено главным образом тем фактом, что некогерентное накопление, осуществляемое в режиме съёмки ScanSAR, вычислительно эквивалентно выполнению процедуры нерекурсивной фильтрации, которая очень эффективно выполняется процессорами ЦОС.

Анализ приведённых данных позволяет выявить некоторые особенности реализации алгоритмов обработки в режиме съёмки ScanSAR, а также предъявить ориентировочные требования по вычислительной мощности и пропускной способности её входного и выходного интерфейсов.

- 1) Обработка сигналов в режиме съёмки ScanSAR производится по кадрам, поэтому необходима буферная память с двухстраничной организацией.

- 2) Система ЦОС должна выполнять все операции по обработке парциального кадра за время синтеза. Это требование даёт оценку необходимой производительности 3,2 GFLOPS.

- 3) Входной интерфейс должен обеспечивать передачу данных со скоростью не ниже 75 млн.отсчетов/с.

Проблема радиационной стойкости. Бортовая аппаратура КА с длительным сроком активного существования подвергается воздействию ионизирующего излучения космического пространства. Международный опыт построения вычислительных машин КА показывает, что для построения бортовых вычислителей необходимо применять исключительно специализированную радиационно-стойкую элементную базу, причем процессор должен иметь радиационную стойкость по накопленной дозе более 100 крад.

Важнейшим с точки зрения скорости обработки сигналов является тактовая частота радиационно-стойкого процессора. Достигнутые к настоящему времени значения в 250...300 МГц можно расценивать как близкие к предельным значениям, которые обеспечивают используемые технологические процессы. На сегодняшний день существует несколько отечественных процессоров в радиационно-стойком исполнении: MC-24R2, MC-30SF6, КОМ-ДИВ-128. Дальнейшие исследования проводятся для процессора MC-24R2.

Проблемной в отечественном радиационно-стойком приборостроении остаётся позиция памяти. Так перспективная микросхема спецстойкого масочного ПЗУ (шифр «Засечка-6»), предназначенная для изготовления на отечественном производстве, будет иметь ёмкость всего лишь 8...16 Мбит, а радиационно-стойкая СБИС СОЗУ с повышенным быстродействием (шифр «Засечка-8») – информационную ёмкость 4 Мбит. Этого объёма памяти определённно недостаточно для организации банков оперативной памяти вычислителей и построения бортовых запоминающих устройств хранения радиоголограмм и радиофизических изображений. Поэтому в ближайшей перспективе для решения этой задачи остаётся возможным применение лишь импортных комплектующих (с ёмкостью до 4 Гбит) с последующим их замещением.

Структура и облик перспективной бортовой аппаратуры КА с гибкой архитектурой. В процессе функционирования бортовая аппаратура обработки сигналов и изображений должна обеспечивать приём потоков данных от аппаратуры зондирования и обработку принятых сигналов в соответствии с алгоритмами работы и параметрами режимов съёмки. Обмен данными между вычислительными модулями в ходе обработки данных и сигналов; требует наличия каналов передачи информации с высокой пропускной способностью и скоростью передачи данных от сотен Мбит/с до единиц Гбит/с. Одним из основных претендентов на роль перспективного универсального интерфейса передачи данных помимо RapidIO, SpaceFibre выступает международный стандарт коммуникаций бортового авиационного и космического оборудования, призванный заменить существующие интерфейсы – стандарт «SpaceWire-RT» (скорость передачи данных до 20 Гбит/с).

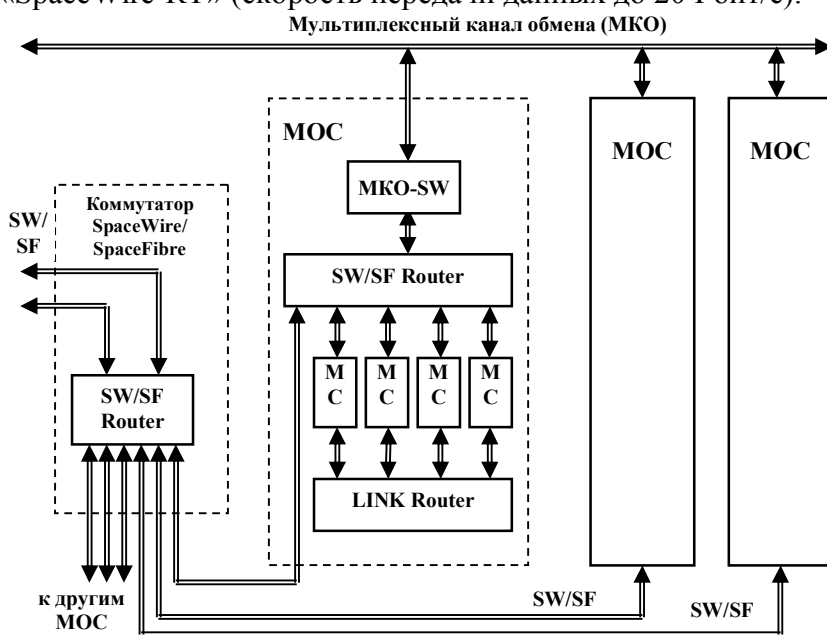


Рис. 1. Структурная схема перспективной бортовой аппаратуры обработки сигналов

Учитывая такие требования к технологии построения бортовой вычислительной среды КА, как модульность, масштабируемость, была разработана концептуальная структура модуля обработки сигналов (МОС) и бортовой перспективной аппаратуры, представленная на рисунке 1. Мультиплексный канал обмена в данной структуре служит для обеспечения преемственности хорошо отработанных и испытанных решений в космическом приборостроении.

Ключевую роль в организации вычислительной среды играет общесистемный SpaceWire/SpaceFibre коммутатор, к которому подключаются однотипные унифицированные МОС. МОС представляет собой универсальный фрагмент распределённой сети, состоящий из локального коммутатора SpaceWire/SpaceFibre, локального коммутатора LINK и подключённых к нему независимых и равноправных микроконтроллеров (М C), снабжённых каждый своим ОЗУ и ПЗУ. Фактически каждый МОС в отдельности и бортовая аппаратура обработки сигналов в целом представляют собой MPP-систему со свойственной ей практически неограниченной возможностью масштабирования (до тысяч процессоров и более). Такая архитектура позволяет относительно легко создать требуемую конфигурацию вычислительных средств обладающей заданной производительностью за счёт подключения к коммутатору необходимого количества модулей. При этом количество самих модулей МОС, а также число микроконтроллеров в каждом МОС сверху ограничивается лишь конструктивными и энергетическими соображениями. Наличие коммутатора параллельного интерфейса LINK

позволяет организовать высокоскоростной обмен данными между отдельными микроконтроллерами в составе МОС, не загружая коммутатор SpaceWire/SpaceFibre.

Оценка реальной производительности. Среди всех известных методик оценки реальной производительности процессоров можно выделить два основных направления. Первое направление заключается в использовании синтетических тестов, которые включают в себя множества последовательностей команд наиболее характерных для реализаций алгоритмов или полных реализаций алгоритмов в конкретной области применения [3]. Второе направление заключается в подсчёте количества тактов на выполнение некоторых ключевых алгоритмов или их базовых элементов (отвода, бабочки, N -точечного БПФ и т.п.). Однако обе методики не позволяют получить значений реальной производительности процессора ЦОС в режиме реального времени. Для преодоления этого недостатка была разработана оригинальная методика оценки реальной производительности процессора, построенная на анализе плотности исходного кода в реализациях алгоритмов цифровой обработки. При получении оценки реальной производительности необходимо отдельно подсчитать количество строк программы, в которых выполняются одна (N_1), две (N_2), три (N_3) и четыре (N_4) команды за один командный цикл с учётом циклических конструкций. Эмпирическая формула для расчёта коэффициента использования ресурсов процессора, показывающего оценку реальной производительности процессора относительно пиковой, в SISD-режиме имеет вид:

$$k = \frac{0,125N_1 + 0,25N_2 + 0,375N_3 + 0,5N_4}{N_1 + N_2 + N_3 + N_4}.$$

Это соотношение справедливо, если DSP-ядро обеспечивает одноктактное выполнение инструкций. Максимальное значение коэффициента использования будет составлять 0,5 и 1,0 для SISD и SIMD-режима соответственно. Следует заметить, что методика не учитывает срывы и блокировки конвейера, а также потери тактов на командах передачи управления. Однако эти потери также в случае необходимости могут быть включены в расчёт за счёт эквивалентного увеличения значения общего количества тактов.

Анализ имеющихся в распоряжении реализаций основных алгоритмов цифровой обработки сигналов для процессора MC-24R2 показал, что их коды могут существенно различаться в зависимости от формата представления исходных данных, используемых макросов и библиотек, и даже стиля программирования. Одна и та же задача может быть реализована множествами способов, которые отличаются друг от друга, в том числе и по степени использования ресурсов процессора. В результате оценки реальной производительности процессора показано, что степень использования ресурсов процессора ЦОС на практике составляет в среднем 0,30 относительно пиковой производительности для SISD-режима. Использование SIMD-режима теоретически может увеличить эту оценку в два раза, однако на практике удалось получить значение коэффициента 0,5.

Полученные значения степени использования позволяют предварительно оценить количество процессоров, необходимых для реализации обработки траекторного сигнала режима ScanSAR. При рассчитанном ранее требовании в производительности не менее 3,2 GFLOPS и имеющихся пиковых значений для формата с плавающей запятой одинарной точности в соответствии с IEEE 754 в 600 MFLOPS получаем кластер из 11...17 процессоров. Полученные оценки имеют особое значение, поскольку обычные ограничения массогабаритного бюджета бортовой аппаратуры КА не позволяют наращивать производительность аппаратными средствами и заставляют искать решение этой задачи в области оптимизации программного обеспечения.

Оценка реальной скорости передачи данных по интерфейсу. При решении задач цифровой обработки сигналов возникает необходимость в передаче через интерфейсы процессора больших объёмов данных. К таким данным относятся: исходные данные для обработки, поступающие от приёмного устройства; необходимые коэффициенты, вспомогательные и промежуточные переменные, хранящиеся в ПЗУ и ОЗУ; обработанные данные, направляемые на устройство передачи или постобработки. Естественно, что при практической реали-

зации алгоритмов обработки вследствие возникновения конфликтов возникает падение эффективной скорости передачи данных.

Для оценки скорости передачи и скорости обмена данными между внешней и внутренней памятью были разработаны специализированные программы измерения реальных скоростей при использовании контроллера ПДП, а также оригинальные тесты. Полученные результаты при выбранных настройках памяти с учётом времени выполнения отдельных команд подтверждаются данными параллельно проведённого аппаратного исследования. Выбранный подход в полной мере применим как для исследования реальной скорости передачи по интерфейсу MPORT, так и для других интерфейсов процессора.

Рассмотрен случай, когда осуществляется одновременная передача потока данных из SDRAM в XRAM и потока в обратном направлении. Поскольку размеры входного и выходного буферов в SDRAM рассчитываются исходя из объёма данных одного кадра, и обычно являются достаточно большими, для приближения к реальным условиям во время эксперимента целесообразно разнести буферы в разные страницы памяти. Результаты проведённых измерений пословной передачи показали, что с точки зрения технологии работы SDRAM пословная передача в таком случае будет являться самой непроизводительной, но с увеличением размера передаваемых блоков данных потери существенно уменьшаются. Поэтому обмен должен преимущественно вестись пачками максимальной длины, что позволяет в 6,5 раз ускорить процесс обмена по сравнению с пословной передачей.

Для измерения реальной скорости передачи данных через LINK-интерфейсы процессора использовалась аналогичная методика, основанная на замере количества тактов, требуемых на передачу блока данных определённого объёма.

Эффективная скорость передачи составила 35,7 Мбайт/с вместо заявленной производителем канальной скорости 40 Мбайт/с. Более того, одновременное использование нескольких каналов для передачи информации приводит к снижению эффективной скорости каждого канала. Так при использовании четырёх каналов суммарная эффективная скорость передачи составляет 29,7 Мбайт/с. Ситуация ещё более усугубляется, если в процессе передачи данных по LINK-каналам будут задействованы пересылки по каналам MEM_CHx: эффективная скорость передачи данных снижается до значений 21,2 Мбайт/с.

Результаты исследований и выявленные недостатки были сообщены производителю ОАО НПП «ЭЛВИС», который внёс изменения в текущую версию кристалла 1892BM8Я в виде добавления буферизации в направлении передачи на 4 64-разрядных слова (8 32-разрядных слов) и буферизации в направлении приёма на 5 64-разрядных слов (10 32-разрядных слов). В результате проведённых модификаций при совместном использовании двух LINK-каналов суммарная эффективная скорость передачи поднялась в 1.93 раза до значений 57,9 Мбайт/с при использовании внешней памяти и до 71,2 Мбайт/с при использовании CRAM.

Таким образом, можно сделать вывод о том, что максимальные значения эффективной скорости передачи для СНК 1892BM8Я достигаются на LINK-интерфейсе и могут быть оценены как 70 Мбайт/с. Именно полученные величины должны использоваться при расчётах в процессе проектирования системы цифровой обработки траекторного сигнала РСА и оценке предельных тактико-технических характеристик [4], достигаемых в режиме реального времени.

Библиографический список

1. Радиолокационные системы воздушной разведки, дешифрирование радиолокационных изображений / Под ред. Л.А. Школьного. – М.: Изд. ВВИА им. проф. Н.Е. Жуковского, 2008. – 531с.
2. Ракитин А.В., Костров В.В. Особенности цифровой обработки траекторного сигнала в РСА при съёмке по технологии ScanSAR // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. 2012. Вып.3. С.27-31.
3. Жучков К., Хоружий С., Чепель Е. Сравнительный анализ производительности процессоров для задач цифровой обработки сигналов. // CHIP NEWS. 2003. №8 (81). С.26-29.
5. Костров В.В., Жиганов С.Н., Ракитин А.В. Характеристики бортовых вычислителей спутниковых РСА в задачах зондирования земной поверхности // Цифровая обработка сигналов и её применение / 11-я Международная конференция, 12-13 марта, 2009 г., Москва. М.: РНТО им. А.С.Попова, 2009. Т.2. С.322-325.

4. Костров В.В., Ракитин А.В., Сидоров А.А. Оценка предельной пространственной разрешающей способности РСА космического базирования с бортовой обработкой сигналов // Радиофизические методы в дистанционном зондировании сред / V Всероссийская научная конференция. Муром, 26.06-28.06. 2012 г. – Муром: ИПЦ МИ ВлГУ, 2012. – С.454-458.

УДК 621.396; ГРНТИ 47.49.27

ОЦЕНИВАНИЕ ПАРАМЕТРОВ СИГНАЛОВ НА БАЗЕ ТЕОРИИ РАСПОЗНАВАНИЯ ОБРАЗОВ

Т.С. Илларионова, В.В. Костров, Р.В. Овчинников

Муромский институт (филиал) Владимирского государственного университета
им. А.Г. и Н.Г. Столетовых
Россия, Муром, vyk@mit.ru

Аннотация. Проводится сравнительный анализ алгоритмов оценивания частоты по не эквидистантной пачке импульсов, основанных на поиске эталонного сигнала и на основе фазовых измерений для отдельных импульсов. Показано, что алгоритм на основе минимума расстояния имеет некоторые преимущества перед алгоритмом максимума коэффициент корреляции.

Ключевые слова: эталонный сигнал, распознавание образов, измерение частоты, не эквидистантные отсчеты, дискретизация параметров сигнала

SIGNALS PARAMETER ESTIMATION ON BASE THE PATTERN RECOGNITION THEORY

T.S. Illarionova, V.V. Kostrov, R.V. Ovchinnikov

Murom Institute of Vladimir State University,
Russia, Murom, vyk@mit.ru

Abstract. It is considered the comparative analysis of algorithms of frequency estimation on not equidistance samples, founded on searching of the etalon signal and on base of the phase measurements for separate pulse. It is shown that algorithm on base of distance minimum has some advantage over algorithm of the maximum correlation factor.

Keywords: etalon signal, pattern recognition, frequency measurement, not equidistance samples, sampling of signal parameters

В связи с тем, что синтез алгоритмов оптимального оценивания при нелинейной зависимости наблюдаемого процесса от оцениваемых параметров затруднителен, можно использовать другие подходы, основанные на эвристических методах. Одним из таких направлений может быть хорошо разработанное направление на базе теории классификации (различения, распознавания) сигналов. Сигналы, подлежащие классификации, представляют собой определенный алфавит сигналов с заданными параметрами. Задача классификации сигналов состоит в отнесении наблюдаемого сигнала к соответствующему классу [1].

Поскольку различаемые классы (типы) сигналов составляют дискретный набор сигналов с известными параметрами, то первой задачей при разработке алгоритмов классификации является разбиение всего непрерывного фазового пространства параметров сигнала на дискретные уровни. Пусть полезный сигнал имеет вид

$$S(t) = A \sin(\omega_d t + \varphi_0), \quad (1)$$

где амплитуда A , доплеровское смещение частоты ω_d и начальная фаза φ_0 являются случайными параметрами.

Пусть известен диапазон изменения этих параметров: $A \in [A_{min}, A_{max}]$, $\omega_d \in [\omega_{d min}, \omega_{d max}]$, $\varphi_0 \in [\varphi_{0 min}, \varphi_{0 max}]$. Разобьем эти отрезки точками с шагом ΔA , $\Delta \omega_d$, $\Delta \varphi_0$ соответственно. В результате получим набор сигналов с дискретными параметрами

$$S_{jkl}(t) = A_j \sin(\omega_{dk} t + \varphi_{0l}),$$

где $j = 1, 2, \dots, m_A$, m_A – количество значений амплитуды; $k = 1, 2, \dots, m_f$, m_f – количество значений частоты; $l = 1, 2, \dots, m_\varphi$, m_φ – количество значений фазы.

Набор сигналов $S_{jkl}(t)$ используется в качестве эталонных сигналов. Количество эталонных сигналов M зависит от числа дискретных значений параметров исследуемого сигнала и определяется выражением

$$M = m_A m_f m_\varphi. \quad (2)$$

Задача классификации сигналов при таком наборе эталонных сигналов заключается в определении комбинации $\gamma = \{j, k, l\}$ из M возможных комбинаций, которой соответствует (по тому или иному критерию) наблюдаемый сигнал. Найденная комбинация jkl однозначно определяет совокупность параметров $A_j, \omega_{dk}, \varphi_{0l}$, которая принимается за оценку неизвестных параметров. Очевидно, что чем меньше ΔA , $\Delta \omega_d$, $\Delta \varphi_0$, тем выше будет точность оценивания параметров, однако при этом величина M будет возрастать и, соответственно, будут возрастать аппаратные (вычислительные) затраты.

Варианты алгоритмов классификации различаются количеством этапов принятия решений; степенью и характером учета статистики признаков, помех, сигналов. В данной задаче оценивания частоты и фазы сигнала целесообразно используется одноэтапное принятие решений, которое после анализа предусматривает обязательную выдачу оценки. Алгоритмы классификации основаны на поиске минимума евклидова расстояния и на основе вычисления корреляционного функционала.

Алгоритмы минимума расстояний. Эти алгоритмы предусматривают принятие решения κ о классе объекта $\gamma = \overline{1, M}$ по минимуму расстояния d_γ или его квадрата d_γ^2 от точки многомерного пространства эталонных сигналов, определяемой оценочным вектором $S_{jkl}(t)$, до точки, определяемой наблюдаемым процессом $Y(t)$. Иначе,

$$\kappa = \arg \min_{\gamma} d_\gamma \quad \text{или} \quad \kappa = \arg \min_{\gamma} d_\gamma^2. \quad (3)$$

В силу монотонности квадратичной функции оба приведенных равенства равносильны. Мера расстояния может видоизменяться. Могут использоваться евклидово расстояние, расстояние Махаланобиса, расстояние в пространстве обобщенных признаков. Будем предполагать, что для вычисления расстояния используются N точек наблюдаемого и эталонного сигналов, которые образуются дискретизацией этих сигналов во времени: $Y(t_i) = Y(i)$, $S_{jkl}(t_i) = S_{jkl}(i)$, $i = \overline{0, N-1}$.

Тогда евклидово расстояние определяется из соотношения

$$d_\gamma^2 = \sum_{i=0}^{N-1} [Y(i) - S_{jkl}(i)]^2, \quad d_\gamma = \sqrt{\sum_{i=0}^{N-1} [Y(i) - S_{jkl}(i)]^2}. \quad (4)$$

Расстояние Махаланобиса определяется в предположении, что известны корреляционные матрицы Φ_{ji} для всех позиций векторов сигналов

$$d_\gamma = \sqrt{\sum_{i=0}^{N-1} \Phi_{ji}^{-1} [Y(i) - S_{jkl}(i)]^2}. \quad (5)$$

Алгоритмы (4), (5) с точностью до логарифмического слагаемого совпадают с оптимальным байесовским алгоритмом для гауссовской статистики признаков, где признаками

служат отсчеты принимаемой выборки. Если различия в разбросах признаков различных классов после их нормирования несущественны, то $\Phi_{\gamma i} = \Phi$. Если при этом признаки независимы, $\Phi = 1$ и расстояние Махаланобиса переходит в евклидово расстояние.

При переходе к обобщенным признакам осуществляется диагонализация матрицы Φ_{γ}^{-1} , т.е. декорреляция признаков, поэтому расстояние в обобщенных признаках совпадает с евклидовым и расстоянием Махаланобиса.

Будучи эвристическим для произвольных распределений вероятностей признаков, алгоритмы (4), (5) совпадают с байесовским алгоритмом для гауссовского распределения признаков при условии их независимости (некоррелированности) и нормирования признаков из условия единичной дисперсии.

Алгоритмы на основе вычисления корреляционного функционала. Близость неизвестного сигнала к эталонному будем оценивать путем вычисления корреляционного функционала вида (выборочный коэффициент корреляции) [2, 3]

$$\hat{r}_n = \frac{\sum_{i=0}^{N-1} [x(i) - m_x] [x_{n_эм}(i) - m_{x_эм n}]}{\sqrt{\sum_{i=0}^{N-1} [x(i) - m_x]^2 \sum_{i=0}^{N-1} [x_{n_эм}(i) - m_{x_эм n}]^2}}, \quad (6)$$

где m_x , $m_{x_эм n}$ – математические ожидания исследуемого и n -го эталонного сигналов.

Критерием принятия решения является

$$\kappa = \arg \max_n \hat{r}_n. \quad (7)$$

При большом числе независимых наблюдений, подчиненных одному и тому же распределению, выборочный коэффициент корреляции близок к истинному коэффициенту корреляции [3].

Проведем сравнительный анализ точности алгоритма измерения доплеровского сдвига частоты по неэквидистантной пачке. В работе [4] предложен алгоритм оценивания доплеровского сдвига частоты по неэквидистантной пачке, основанный на измерении фазы отдельных импульсов (фазовый алгоритм) и дающий оценки, оптимальные по критерию максимального правдоподобия (МП).

В примере рассматривается пачка из $N = 8$ неэквидистантных отсчетов синусоидального сигнала с частотой f_d , подлежащей измерению. Интервалы времени, через которые осуществляется выборка отсчетов синусоиды, имеют наибольший общий делитель (НОД), равный 8 дискретам, 1 дискрет $\Delta t = 0,833$ мкс. Неэквидистантность межимпульсных интервалов позволяет расширить диапазон однозначного измерения доплеровского сдвига частоты. При выбранных параметрах данный диапазон составляет 75 кГц. В случае эквидистантной пачки диапазон однозначного измерения равен 670 Гц. Исследование точности работы алгоритмов проводится при условии однозначности измерений, то есть выбранные значения измеряемого доплеровского сдвига находятся в пределах интервала однозначности измерений.

На рисунках 1, 2 представлены графики зависимости среднеквадратической ошибки (СКО) оценки доплеровского сдвига частоты по неэквидистантной пачке алгоритмом оценивания по эталонному сигналу (кривые 1 – 3) и фазовым алгоритмом (группа кривых 4) от отношения сигнал-шум (ОСШ). Измеряемые значения f_d равны 200 Гц, 2 кГц и 20 кГц. Начальная фаза φ_0 исследуемого сигнала равна 0. Число экспериментов равно 100.

Характеристики точности фазового алгоритма, полученные для трех значений частоты, расположены близко друг к другу, и для удобства обозначены как одна группа кривых

под цифрой 4. Заметим, что на рисунке 1 для наглядности показана только одна подобная зависимость для частоты 200 Гц. Как следует из рисунка 1, фазовый алгоритм и алгоритм оценивания по эталонному сигналу по критерию минимума среднего квадрата ошибки обладают примерно равной точностью с максимальным СКО на уровне 5...6 Гц. Из рисунка 2 видно, что точность алгоритма оценивания по эталонному сигналу по критерию максимума коэффициента корреляции хуже примерно в 1,5...2 раза.

Влияние случайной начальной фазы на точность вычислений алгоритмом оценивания по эталонному сигналу по критерию минимума среднего квадрата ошибки особенно сильно заметно при высоких значениях ОСШ (выше 30 дБ), когда в зависимости от измеряемой частоты величина СКО может превышать СКО оценки фазовым алгоритмом в 2...10 раз.

Проведены сравнительный анализ обработки неэквидистантных и эквидистантных последовательностей показывает, что алгоритм оценивания частоты, основанный на классификации сигналов, в общем случае уступает по точности фазовому алгоритму.

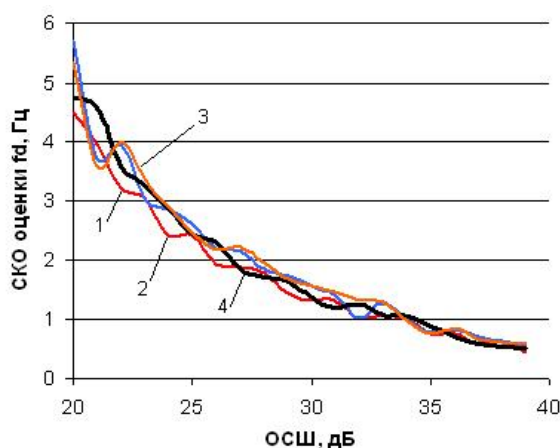


Рис. 1. Зависимость СКО оценки f_d по неэквидистантной пачке алгоритмом оценивания. Критерий выбора эталонного сигнала: минимум среднего квадрата ошибки (кривые 1 – 3)

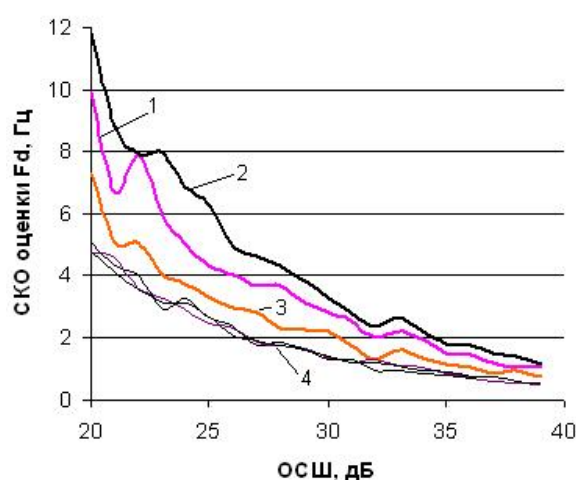


Рис. 2. Зависимость СКО оценки f_d по неэквидистантной пачке алгоритмом оценивания. Критерий выбора эталонного сигнала: максимум коэффициента корреляции (кривые 1 – 3)

Алгоритм оценивания частоты, основанный на поиске эталонного сигнала по критерию минимума среднего квадрата ошибки, обладает примерно одинаковой точностью только при фиксированной начальной фазе. В то же время при случайной начальной фазе в зависимости от ОСШ и величины измеряемой частоты проигрывает по точности в 1,5...10 раз. Алгоритм оценивания частоты, основанный на поиске эталонного сигнала по критерию максимума коэффициента корреляции, уступает по точности в среднем в 1,2...2 раза.

Основная причина более высокой точности фазового алгоритма заключается в следующем. Фаза входит в состав сигнала нелинейно, поэтому оптимальное измерение фазы является нелинейной операцией. Фазовый алгоритм, рассматриваемый в диссертации, является нелинейным, так как в нем используются оценки фазы, полученные нелинейным алгоритмом, оптимальным по критерию МП. Алгоритм оценивания частоты на основе поиска эталонного сигнала является линейным. Входной процесс в виде смеси сигнала с шумом подвергается в данном случае линейному преобразованию, то есть обработка производится не оптимально, что подтверждается экспериментом со случайной начальной фазой. Различия между линейной и нелинейной обработкой наиболее ярко проявляются при малых отношениях сигнал-шум. При больших ОСШ различия стираются и наблюдается асимптотическая сходимость линейных оценок к нелинейным (выполняется условие высокой апостериорной точности).

Другим существенным недостатком алгоритма оценивания частоты, основанного на поиске эталонного сигнала, является высокое время измерения. Так при измерении частоты по неэквидистантной пачке алгоритм требует проведения сравнения входной последователь-

ности с выборкой из 135 млн. векторов. Временные затраты на построение характеристик точности работы алгоритма в этом случае как минимум в 3000 раз превышают время построения характеристик точности фазового алгоритма.

Библиографический список

1. Миленький А.В. Классификация сигналов в условиях неопределенности. (Статистические методы самообучения в распознавании образов). – М.: Сов. радио, 1975. – 328 с.
2. Василенко Г.И. Голографическое опознавание образов. – М.: Сов. радио, 1977. – 328 с.
3. Математическая энциклопедия. Т.3. – М.: Советская энциклопедия, 1982. – 1184 стб.
4. Костров В.В., Терсин В.В., Богатов А.Д. Фазовый метод определения частоты Доплера по пачке неэквидистантных радиоимпульсов // Радиотехника. 2006. № 11. – С.98-100.

СЕКЦИЯ «ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫЕ СИСТЕМЫ И УСТРОЙСТВА»

УДК 621.396.2

МОДЕЛИРОВАНИЕ БЕСПРОВОДНЫХ СИСТЕМ ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ С НИЗКИМ ЭНЕРГОПОТРЕБЛЕНИЕМ В УСЛОВИЯХ ЗАМИРАНИЙ

А.С. Меркутов

*Владимирский государственный университет
имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых
Россия, merkutov@yandex.ru*

Аннотация. В данной работе приведены результаты исследований характеристик беспроводных систем передачи информации в радиоканалах с неселективными и частотно-селективными замираниями с учетом аппаратной реализации на микроселектронной элементной базе с низким энергопотреблением. Описаны принципы построения моделей для оценки битовой ошибки с использованием САПР ADS. Приводятся результаты моделирования для различных алгоритмов обработки информации и условий распространения радиосигнала.

Ключевые слова: FSK-модуляция, помехоустойчивое кодирование, перемежение, неселективные и селективные замирания, модели радиоканалов, относительная битовая ошибка.

SIMULATING OF WIRELESS COMMUNICATION SYSTEMS WITH LOW POWER CONSUMPTION UNDER FADING CONDITIONS

A.S. Merkutov

*Vladimir State University,
Russia, merkutov@yandex.ru*

Abstract. In this paper the results of studying characteristics of wireless communication systems for radio channels with non-selective and frequency-selective fading taking into account the hardware implementation on microelectronic components with low power consumption. Describes models for estimating bit error rate (BER) with CAD using. The simulation results for different signal processing algorithms and propagation conditions of the radiosignals are described.

Keywords: FSK-modulation, error-correction coding, interleaving, non-selective and selective fading, models of radio channels, bit error rate.

Повышение качественных характеристик современных технических средств беспроводной передачи информации (увеличение дальности связи, рост помехозащищенности каналов передачи, снижение габаритно-массовых характеристик портативных устройств, снижение энергопотребления, и пр.) требуют совершенствования методов цифровой обработки сигналов с учетом потенциальных возможностей выпускаемой промышленностью микроселектронной элементной базы. В работе рассмотрены возможности оценки основных технических характеристик радиосистем с использованием САПР Advanced Design System (ADS), которые достаточно трудно оценить с использованием традиционных аналитических методов расчета и известных табличных функций. Полученные результаты использованы при разработке и макетировании малогабаритных устройств дистанционного управления УКВ-диапазона с низким энергопотреблением и могут быть полезны при проектировании перспективных отечественных беспроводных систем широкого профиля (дистанционное управление, контроль состояний объектов, аудиоконтроль, охранная сигнализация, сенсорные сети, цифровая радиосвязь и пр.).

Набор компонентов информационного обеспечения САПР ADS позволяет решать задачи построения и исследования моделей каналов распространения для различных стандартов систем связи с учётом параметров используемых сигналов и условий эксплуатации (GSM, CDMA, NADC, UWB, WiFi, WiMax, LTE и пр.).

Рассматриваемая радиосистема ориентирована прежде всего на использование внутри городских зданий, в условиях городской застройки и в условиях открытой местности с учётом перемещения среды распространения, приёмника и/или передатчика. Типовой радиус действия радиосистемы может составлять от нескольких десятков до нескольких сотен метров (зависит от мощности передатчика, использования ретранслятора, разнесенного приёма,

условий распространения и пр.). С учётом этих особенностей были выбраны следующие модели радиоканалов для проведения исследований в САПР ADS:

1) модель радиоканала с неселективными замираниями (компонент *ProbNADCtdma*), которая предусматривает многолучевую передачу сигнала с неселективными по частоте релеевскими замираниями в одном доминирующем направлении с учётом доплеровского рассеяния. Данный характер распространения соответствует слабому рассеянию времени прихода лучей относительно длительности канального символа данных и присущ каналам передачи, например, реализуемым внутри городских зданий при дальности связи несколько десятков метров [1] (тип модели – *FlatFader*). Модель позволяет учесть доплеровское рассеяние вследствие перемещения среды распространения;

2) модель радиоканала с частотно-селективными замираниями в условиях многолучевости и доплеровского рассеяния при скорости перемещения среды распространения от нескольких единиц до десятков км/ч, которая соответствует условиям эксплуатации системы, например, в черте города в радиусе несколько сотен метров и используется для тестирования телекоммуникационных устройств и систем стандарта GSM [1] (компонент *PropGSM*).

Обобщенная модель канала с замираниями описывается следующим общим выражением:

$$r(t) = \alpha \sum_{i=1}^M \beta_i s(t - \tau_i) e^{-j\tau_i \omega_c} g_i(t),$$

где α – коэффициент передачи по прямому пути, обусловленный средой распространения сигнала;

$r(t)$ – комплексная огибающая сигнала на входе приёмника;

$s(t)$ – комплексная огибающая сигнала на выходе передатчика;

M – количество путей распространения сигнала;

β_i – коэффициент передачи сигнала по i -му пути;

τ_i – задержка передачи сигнала по i -му пути;

ω_c – частота несущей;

$g_i(t)$ – случайно изменяющийся во времени комплексный коэффициент передачи по i -му пути, представляется в виде суммы неперекрывающихся во времени гармонических сигналов с разными амплитудами и фазами, частоты которых определяются максимальным доплеровским сдвигом частоты несущей.

Предлагаемые в литературе методики анализа помехоустойчивости [1, 2] в условиях воздействия аддитивного белого гауссова шума (АБГШ), как правило, не позволяют в полной степени учесть характерные особенности построения приёмопередающих трактов, включая тракты фильтрации, алгоритмы демодуляции, диапазоны изменения отношения энергии бита к спектральной плотности шума (E_b/N_0), способы оценки параметров сигнала, конкретные структуры пакетов, передаваемых по каналу данных, алгоритмы помехоустойчивого кодирования, перемежения, речевого кодирования и др.

В основе построения малогабаритных устройств с низким энергопотреблением в настоящее время широко используются линейки интегральных микросхем приемопередатчиков, например, ADF702xxx фирмы Analog Devices, Si446xxx фирмы Silicon Labs с FSK-модуляцией и некогерентным приемом. Поэтому при построении модели системы была выбрана и реализована одна из схем некогерентного приёмника FSK-сигналов, построенная на основании принципов квадратурной линейной демодуляции, приведенная на рисунке 1, требующая минимальных аппаратных затрат при ее реализации.

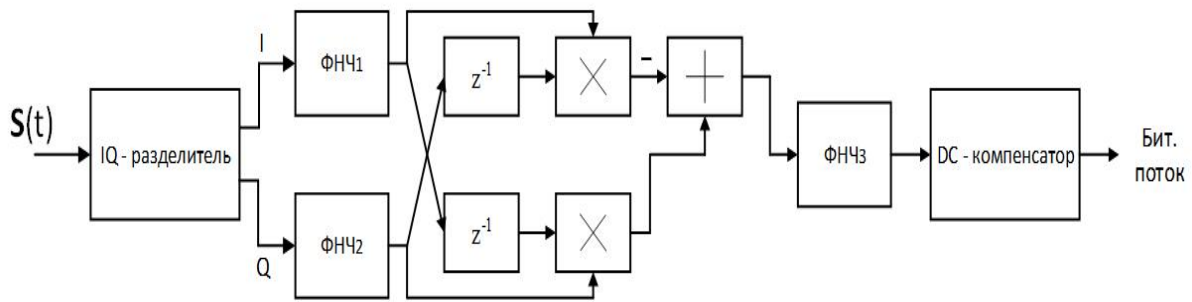


Рис. 1. Функциональная схема линейного демодулятора *FSK*-сигнала

Схема представляет собой цифровую форму реализации линейного демодулятора *FSK*-сигнала. Здесь $S(t)$ – комплексная огибающая модулированного сигнала, генерируемая на выходе радиоприёмного тракта с нулевой промежуточной частотой.

Данный демодулятор был использован при построении и исследовании модели радиоканала, функциональная схема которой приведена на рисунке 2. Для повышения устойчивости работы системы в условиях замираний при воздействии внутренних и внешних помех, в ее состав включены конфигурируемые блоки помехоустойчивого кодирования (декодирования) и перемежения (деперемежения).

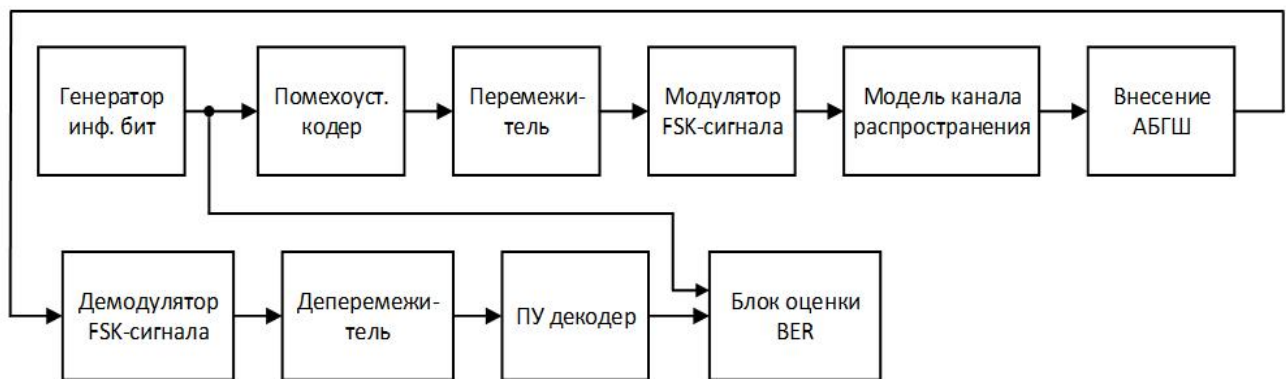


Рис. 2. Функциональная схема модели радиоканала

Ниже приведены условия моделирования радиосистемы в условиях распространения сигнала в каналах с неселективными и частотно-селективными замираниями при воздействии АБГШ для нескольких вариантов использованных методов помехоустойчивого кодирования. Параметры сигналов: скорость информационного потока данных – 64 кбит/с; индекс *FSK*-модуляции – $m=1$; рабочая частота – 900 МГц. При моделировании во всех случаях использовался блочный перемежитель канальных данных одинаковой размерности – 100 000 двоичных символов, что было связано с ограниченными возможностями последующей аппаратной реализации цифровой части в кристалле микросхемы. Некоторые исследованные варианты формирования и обработки сигналов в радиолинии приводятся ниже :

1) Сверточный кодер ($R=1/2$, $K=7$); перемежитель. Полоса пропускания фильтра в IQ- трактах приемника $BW_{нч}=64$ кГц.

2) Кодер Рида-Соломона, длина блока информационных данных – 80 бит, блока кодированных данных – 120 бит (далее – РС (120,80)), длина символа – 7 бит; символьный блочный перемежитель. $BW_{нч}=48$ кГц.

3) Каскадный код. РС(120,80); символьный блочный перемежитель; сверточный кодер ($R=1/2$, $K=7$). $BW_{нч}=96$ кГц.

4) РС(240,160), длина символа – 8 бит; символьный блочный перемежитель. $BW_{нч}=64$ кГц.

5) Каскадный код. РС(240,160), длина символа – 8 бит; символьный блочный перемежитель; сверточный кодер ($R=1/2$, $K=7$). $BW_{нч}=96$ кГц.

6) PC(240,120), длина символа - 8бит; символьный блоковый перемежитель.
 $BW_{пч} = 64$ кГц.

При моделировании для каждого из вариантов ширина полосы пропускания квадратурных канальных фильтров и частота девиации устанавливались в соответствии с реальной скоростью данных в радиоканале. Некоторые результаты моделирования приведены в таблицах 1,2.

Таблица 1 - Канал с неселективными замираниями, скорость перемещения $V=2$ км/час

E_b/N_0 , дБ	BER					
	Вариант 1	Вариант 2	Вариант 3	Вариант 4	Вариант 5	Вариант 6
15	0,161	0,046	0,135	0,053	0,143	0,086
16	0,105	0,035	0,117	0,041	0,119	0,059
17	0,051	0,026	0,097	0,024	0,101	0,045
18	0,018	0,011	0,077	0,0090	0,082	0,025
19	0,0056	0,0014	0,057	0,0064	0,034	0,0091
20	0,0011	$<10^{-5}$	0,020	0,0050	0,014	0,0069
21	0,00023	-	$<10^{-5}$	0,0036	0,012	0,0047
22	0,000038	-	-	0,0016	0,011	$<10^{-5}$
23	$<10^{-5}$	-	-	$<10^{-5}$	0,0086	-
24	-	-	-	-	$<10^{-5}$	-

Таблица 2 - Канал с частотно-селективными замираниями, $V=50$ км/час

E_b/N_0 , дБ	BER					
	Вариант 1	Вариант 2	Вариант 3	Вариант 4	Вариант 5	Вариант 6
15	0,248	0,123	0,260	0,101	0,253	0,132
16	0,135	0,103	0,216	0,080	0,210	0,109
17	0,059	0,085	0,174	0,063	0,169	0,088
18	0,017	0,068	0,137	0,049	0,132	0,069
19	0,0040	0,054	0,105	0,033	0,098	0,043
20	0,0012	0,033	0,057	0,0045	0,042	$<10^{-5}$
21	$<10^{-5}$	0,012	$<10^{-5}$	$<10^{-5}$	0,00099	-
22	-	0,0015	-	-	$<10^{-5}$	-
23	-	$<10^{-5}$	-	-	-	-

Выводы:

В каналах с неселективными замираниями при относительно низкой скорости перемещения среды распространения ($V=1-5$ км/час) наилучшие характеристики обеспечивает Вариант 2. В каналах с частотно-селективными замираниями при $V=50$ км/час и более предпочтительно использование Вариантов 1 и 6. Полученные результаты моделирования были использованы при проектировании реконфигурируемой цифровой микросхемы [3], реализующей функции помехоустойчивого кодирования/декодирования и перемежения/деперемежения с низким энергопотреблением, а также при создании макетов малогабаритных устройств систем дистанционного управления на ее основе.

Библиографический список

1. Феер К. Беспроводная цифровая связь. Методы модуляции и расширения спектра: пер. с англ./под ред. В.И.Журавлева. – М.: Радио и связь, 2000. – 520 с.
2. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. Издание 2-е, исправленное: перевод с английского. – М.: Издательский дом «Вильямс», 2003. – 1104 с.
3. Меркутов А.С., Галичев Е.В. Цифровая микросхема для реконфигурируемых беспроводных систем передачи информации//Инновационные проекты кооперации вузов и предприятий машиностроения: практика внедрения лазерных технологий : материалы всерос. совещ.-конф. 6 нояб.2015 г., г. Владимир [Электронный ресурс] / Владим. гос. ун-т им. А. Г. и Н. Г.Столетовых. – Владимир : Изд-во ВлГУ, 2015. – С. 100 – 103.

РЕЗЕРВНЫЙ ПРОГРАММНО-ВРЕМЕННОЙ БЛОК (РПВБ)

А. Балдин

Рязанский государственный радиотехнический университет,
Рязань, baldin.al.v@yandex.ru

Аннотация. В ходе работы был разработан резервный программно-временной блок. Созданный блок предназначен для формирования и выдачи сигналов в систему управления бортовым комплексом (СУБК), предназначенной для выработки команд по предотвращению баллистического спуска, в случае отказа бортовой вычислительной системы (БВС) управления движением и навигации (СУДН).

Ключевые слова: резервный программно-временной блок, баллистический спуск, космический аппарат, блок логики, троированные дискретные сигналы, временные «метки».

BACKUP SOFTWARE AND TIME THE UNIT

Ryazan State Radio Engineering University,
Рязань, baldin.al.v@yandex.ru

Abstract. In this paper, the backup software and the time the unit was designed.

Created block for forming and outputting signals to onboard complex control system (SCOC) designed to generate commands for the prevention of ballistic descent, in the event of failure of the onboard computer system (OCS), traffic management and navigation (STMN).

Keywords: backup software and time, ballistic descent, spacecraft, logic unit, digital signals.

1. Введение

Одной из важных задач космической механики является повышение надежности и безопасности спуска пилотируемого космического аппарата (КА) с орбиты.

Разработанный РПВБ предназначен для формирования и выдачи сигналов в систему управления бортовым комплексом (СУБК), в целях предотвращения баллистического спуска при отказе блока вычислительной системы (БВС) управления движением и навигации (СУДН) или при возникновении ошибок пилотирования. То есть блок переводит КА на скользящий или плавный спуски. Для космонавтов это означает снижение перегрузок с 8-12 g. до всего лишь 3-4g.

Актуальность работы подтверждается возникновением опасных ситуаций для здоровья и жизни космонавтов при посадке КА по баллистической траектории. Так, например, 21 октября 2007 года спускаемая капсула корабля "Союз ТМА-10", на которой возвращались члены 15-й экспедиции МКС, перешла из управляемого режима в баллистический спуск. Капсула приземлилась в 70 километрах от запланированного места посадки, космонавты испытали перегрузки до 10 g (т.е. вес тела космонавта увеличился в 10 раз) [1].

2. Разработка структурной схемы РПВБ

Функционально РПВБ состоит из трех идентичных друг другу каналов: А, Б и Г (рисунки 1), которые формируют все требуемые выходные сигналы длительностью 250 мс. Каналы имеют независимое питание и управление.

Каждый канал состоит из функционального блока вторичного питания (БВП), тактового генератора (ТГ), функционального блока логики (БЛ), функционального блока синхронизации (БС), функциональных блоков входных (БВХК) и выходных команд (БВЫХК).

Функцией БВП является обеспечение питанием всех узлов соответствующего канала РПВБ. Формируются напряжения ($5 \pm 0,5$) для запитывания всех плат логики, блоков входных команд. Напряжение (+15в) используется для запитывания блоков выходных команд.

ТГ формирует непрерывную последовательность тактовых импульсов, с помощью которых осуществляется формирование всех временных интервалов в РПВБ.

Функциональный блок логики реализует весь алгоритм работы РПВБ по программам №9 и №11.

БС обеспечивает синхронность работы между 3 каналами, с целью одновременной выдачи выходных сигналов. При этом любой случайный единичный отказ не должен нарушить синхронность выдачи сигналов.

БВХК и БВЫХК предназначен для приема, передачи на блок логики и выдачи сигналов из РПВБ.

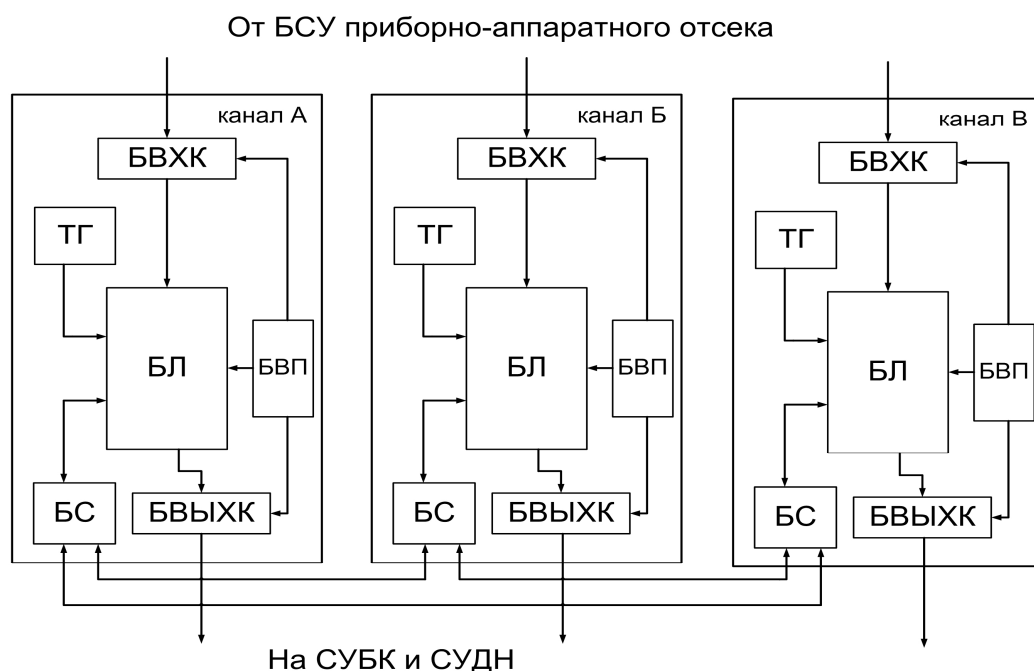


Рис. 1. Структурная схема РПВБ

3. Принципиальная электрическая схема блока входных команд РПВБ

РПВБ формирует выходные троированные дискретные сигналы, реализующие две жесткие программы ПР.9 и ПР.11 с соответствующими временными циклограммами. Реализация программ ПР.9 и ПР.11 осуществляется по дискретным входным командам управления. На рисунке 2 изображена электрическая принципиальная схема блока входных команд.

РПВБ принимает дискретные команды от «сухих» контактов реле, опрашиваемых напряжением вторичного источника питания (+5 В). Входные команды троированы и поступают через соответствующие контакты соединителей, соответствующих каждому из трех функциональных каналов РПВБ [2].

К входным командам относятся:

- «Включение программы» (четыре разряда);
- «Включение подстройки минуты» (четыре разряда);
- «Запрос сигнала 3,5 секунды»;
- «Отмена программы».

К ним предъявляются следующие требования:

- длительность команд (250 ± 50) мс;
- время установки четырехразрядного кода не должно превышать 10 мс [3,4].

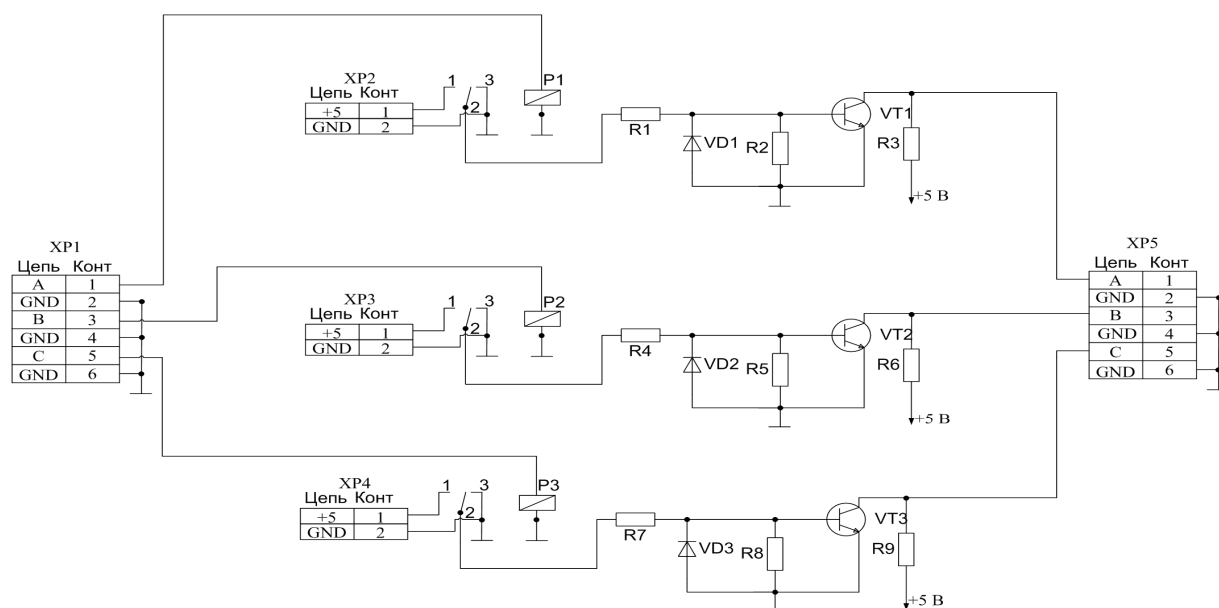


Рис. 2. Электрическая принципиальная схема блока входных команд РПВБ

4. Принципиальная электрическая схема блока выходных команд РПВБ

Каждый функциональный канал РПВБ формирует в соответствии с принятыми входными командами дискретные выходные сигналы согласно двум жестким программам ПР.9 и ПР.11 СУДН. На выходах РПВБ формируются дискретные временные метки, которые выдаются через соединители и сигналы телеметрии для РТС. Электрическая принципиальная схема блока выходных команд показана на рисунке 3 [2].

Основные выходные сигналы выдаются на соответствующие контакты соединителей. К основным выходным сигналам относятся:

- «Метки программы №9» (10 сигналов);
- «Метки программы №11» (5 сигналов);
- «Обобщенная метка»;
- «Сброс программы».

Сигналы выдаются электронными ключами относительно общей точки (-27 В). Ток через контакты не должен превышать 50 мА [4,5].

Данное исполнение электрических схем позволяет :1)подавлять отрицательные и выбросы напряжений – защита плиз от выгорания 2) согласовывать выходы ПЛИС и оптопар3)Обеспечивать независимость одних контуров цепи относительно других контуров токов - повышение надежности работы 4) передача энергии сигнала без непосредственного электрического контакта. Реле и оптроны используются для гальванической развязки цепей [3,4].

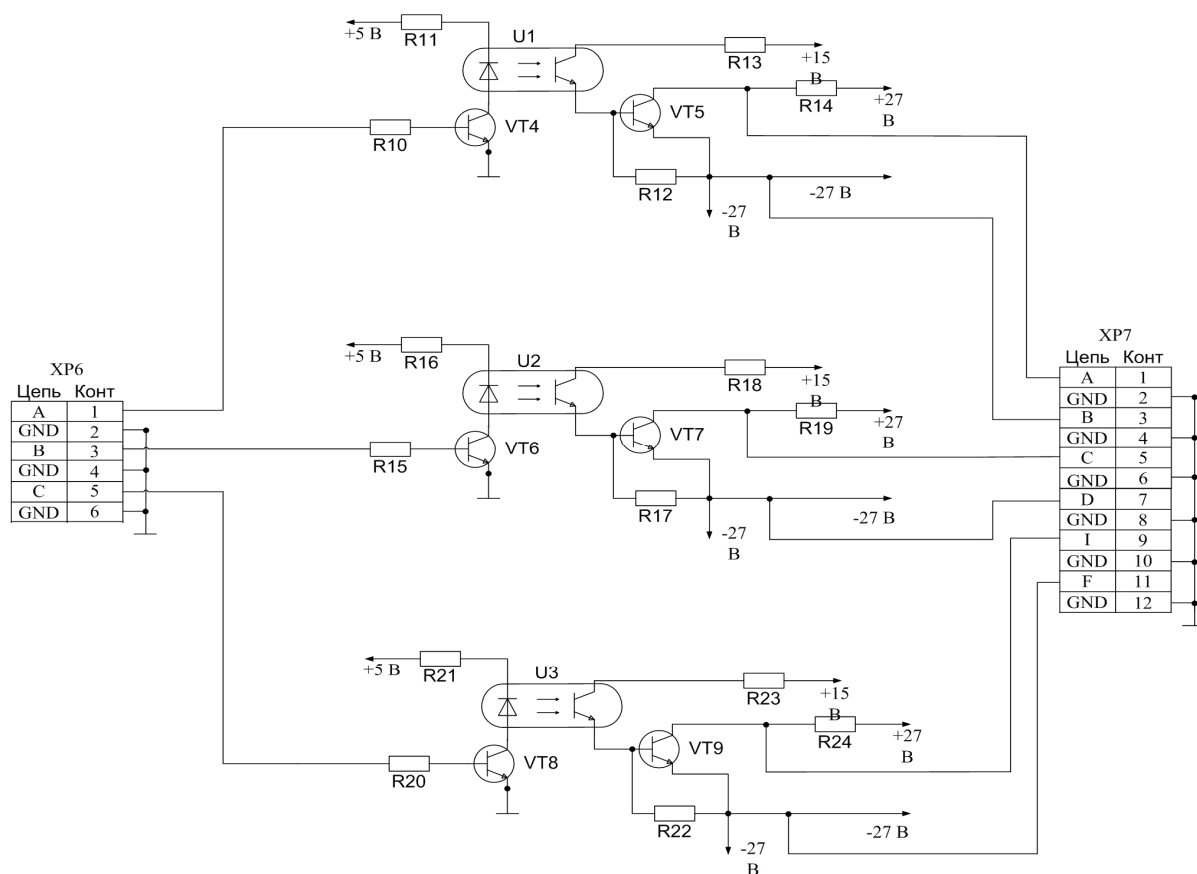


Рис. 3. Электрическая принципиальная схема блока выходных команд РПВБ

5. Проверка работоспособности и назначение выходных временных меток

Цель – проверка работоспособности и правильного функционирования РПВБ, контроль выдачи выходных сигналов в заданные интервалы времени.

Необходимо подключить блок к приставке и компьютеру, запустить программу «виртуальный пульт проверки». Блок обрабатывает программы 9 и 11 и выдает выходные метки в заданные интервалы времени. На рисунке 4 представлено формирование выходных меток из последовательности тактовых импульсов по заднему фронту опорного сигнала.

По оси X- время выдачи сигналов и время работы приборов по данным сигналам.

По оси Y-четырёхразрядный двоичный код выходной метки.

При отработке программы ПР9, выдаются следующие метки времени:

«0м-9» (0 мин) – включение резервного контура и СУДН. К управлению подключаются резервные приборы.

«1м-9» (1 мин) – включение поплавковых гироскопов, датчиков инфракрасной вертикали (ИКВ) для определения нахождения Земли и построения относительно нее своей ориентации. Начало построения одноостной ориентации.

«2м-9» (32 мин) – одноостная система координат построена. Начало разворота КА. Для этого подключается вспомогательная система, которая разгоняет корабль по оси тангажа и разворачивает его на 90°. 1-я манипуляция построения орбитальной системы координат (ОСК).

«3м-9» (35 мин 21с) – отключение программного разворота. Включение системы движков. Начало 2ой манипуляции построения ОСК.

«5м-9» (54 мин) – конец построения трехосной ориентации (Y – центр Земли, X – касательная к орбите, Z – плоскость орбиты). Система движков удерживает положение КА. ОСК построена.

«6м-9» (61 мин) – включение акселерометра (датчик линейного ускорения). Закладывается информация об отработке импульса для схода с орбиты.

«7м-9» (69 мин) – подготовка режима стабилизации, в случае отклонения гироскопы подают сигнал на систему реактивных движков.

«8м-9» (70 мин) – включение/выключение сближающего корректирующего двигателя (СКД). Сход с орбиты.

«9м-9» (76 мин) – включение системы управления спуском СА, системы радиосвязи, проверка системы жизнеобеспечения, подготовка парашютной системы СА.

«10м-9» (85 мин) – разделение отсеков космического аппарата.

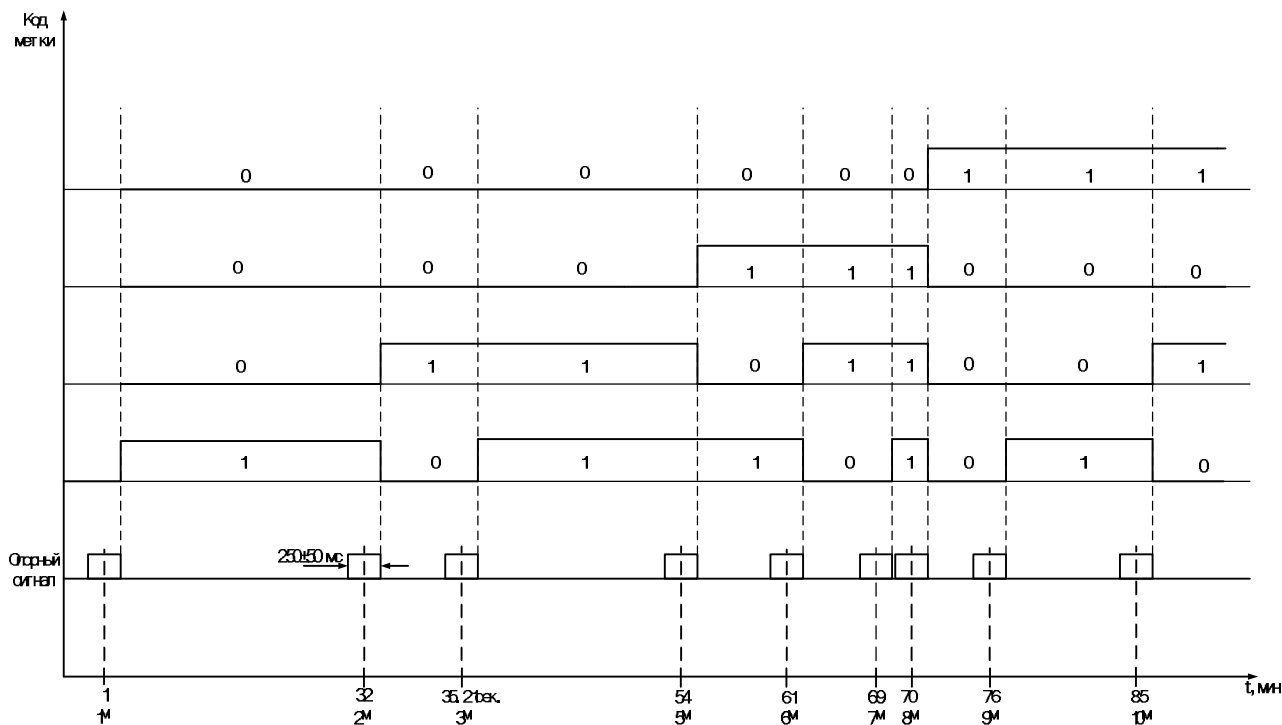


Рис. 4. Формирование сигналов РПВ при отработке программы №9

При отработке программы ПР11 выдаются следующие метки времени:

«0м-11» (0 мин) – включение двигателей управляемого спуска.

«1м-11» (3 мин) – передача управления на блоки пульта управления спускаемым аппаратом (ПУСА), пилоты имеют возможность корректировать траекторию полета.

«2м-11» (5 мин 50 с) – открывается парашютная система.

«3м-11» (6 мин 04 с) – начало «мягкой» посадки. Включение двигателей мягкой посадки.

«4м-11» (6 мин 07 с) – Отстрел люка после приземления. По системе радиосвязи передается сигнал в центр управления полетами (ЦУП) о приземлении [5,6].

Выводы.

1) Выходные сигналы РПВ (10 временных «меток» ПР 9. и 4 временные «метки» ПР 11) поступают на БСУ СУБК в соответствии с циклограммой реализации программ 9 и 11, что свидетельствует о правильном и надежном функционировании блока.

2) РПВ представляет собой троированную систему, что обеспечивает высокую надежность и вероятность безотказной работы:

λ_z — интенсивность отказов с учетом условий эксплуатации $\lambda_z = 0,341196 \cdot 10^{-6}$;

Вероятность безотказной работы РПВ = 0,99997178.

Библиографический список

1. Журнал «Новости Космонавтики», М.: Видеокосмос, 1994-1998гг.
2. «Буран», под ред. Члена корр. РАН Ю.П.Семенова, М.: Машиностроение, 1995, 448 стр.;
3. Хоровиц П., Хилл У. Искусство схемотехники. Москва: Мир, 1993г.
4. Степаненко И. П. Основы теории транзисторов и транзисторных схем, Москва: Энергия, 1977г.
5. «Космонавтика», энциклопедия, М.: Советская энциклопедия, 1995, 528 с.
6. «Авиационно-космические системы», сборник статей под ред. Г.Е.Лозино-Лозинского и А.Г.Братухина, М.: Изд-во МАИ, 1997, 416 с

ОБНАРУЖЕНИЕ ПАТОЛОГИЙ ГОЛОСОВОГО ТРАКТА С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ПРЕДСТАВЛЕНИЯ ХУРГИНА-ЯКОВЛЕВА

Н.Ю. Балашова

Рязанский государственный радиотехнический университет

Аннотация. Акустический анализ позволяет получить основные данные для оценки голоса. Данный анализ голоса незаменим при дифференциальной диагностике различных заболеваний, а также при осуществлении контроля качества проводимого лечения.

Ключевые слова: неинвазивная диагностика, дети, акустический анализ голоса.

DETECTION OF PATHOLOGIES OF THE VOCAL TRACT USING THE SUBMISSION GORGINA-YAKOVLEV

N. Y. Balashova

Ryazan state radio engineering University

Abstract. Acoustic analysis allows to obtain basic data for estimation of the voice. The voice analysis is indispensable for differential diagnosis of various diseases and the monitoring of the quality of the treatment.

Keywords: non-invasive diagnosis, children, acoustic analysis of voice.

Неинвазивная объективная диагностика голосовых расстройств начала свое развитие с середины XX века. Волновые параметры, описывающие частоту и амплитуду, при анализе голоса начали применяться с 1960 г. Множество исследований показало, что акустические волновые параметры голоса являются важным диагностическим критерием, который делает возможным произвести оценку состояния голосового аппарата.

Метод акустического анализа голоса позволяет получить основные данные для его оценки. Сегодня большой объем накопленной информации мало обработан и исследований в данной сфере не так много. Таким образом, на сегодняшний день существует потребность в обработке нормативных показателей акустического анализа голоса, особенно у детей. Нормативные показатели голоса изменяются в больших пределах, и это связано не только со способом записи голоса и используемым оборудованием, но и с личностными характеристиками.

Методы обнаружения патологий голосового тракта, основанные на анализе акустического сигнала, являются неинвазивными методами диагностирования, что позволяет обследовать большее количество пациентов за меньшее время.

Данные методы также делают возможным обнаружение заболевания на более ранних этапах их развития, когда визуальный осмотр еще не позволяет установить точный диагноз.

Однако кодирование речевых сигналов (РС) популярными кодеками приводит к сильному изменению передаваемого голоса и способен привести к ошибочному диагнозу.

Для увеличения качества передаваемых сигналов, уменьшения требований к скорости вычислений путем распараллеливания операций и повышения помехоустойчивости передаваемого сигнала возможно применение представления анализ Хургина-Яковлева при использовании прореженных отсчетов сигнала совместно с отсчетами его первых производных. Использование этого алгоритма для неинвазивной диагностики речевого сигнала позволяет реализовать более точный учет основных параметров речи. По сравнению с алгоритмом восстановления сигналов в соответствии с теоремой В.А. Котельникова, алгоритм Хургина-Яковлева имеет наиболее упрощенную, с точки зрения формы амплитудно-частотной характеристики, реализацию синтезирующих фильтров при более низкой частоте дискретизации. Данное обстоятельство позволяет получить меньшую ошибку восстановления сигналов. [1]

Усредненные по реализациям зависимости эффективности алгоритма обработки и передачи информации на основе представления Хургина-Яковлева показаны на рисунке 1, где η , σ – эффективность системы при восстановлении нормального случайного процесса с равномерным спектром и РС соответственно.

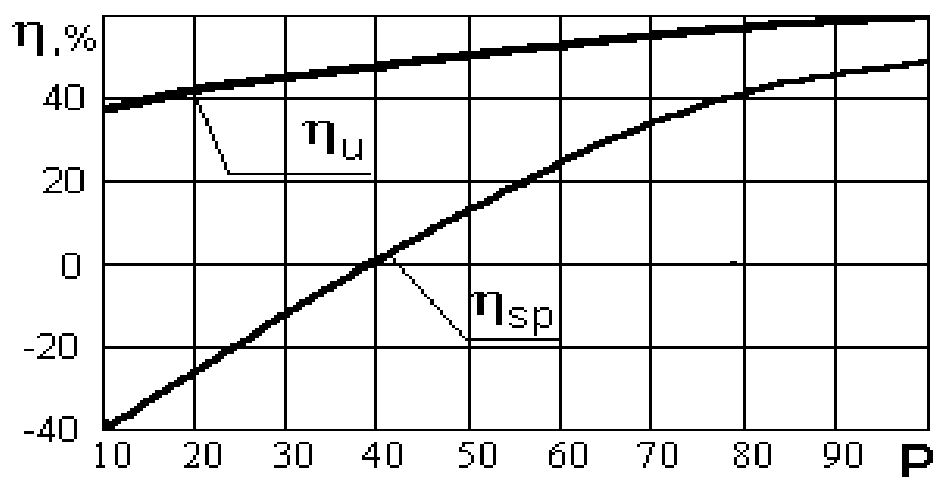


Рис. 1. Эффективность алгоритма обработки и передачи информации на основе представления Хургина-Яковлева

Рассмотрена реализация этого алгоритма на основе данных речевых фраз людей с патологиями и с нормой на частоте 8000 Гц. При реализации алгоритма основными критериями анализа голоса служат параметры, характеризующие «Shimmer»(случайные колебания амплитуды сигнала на соседних периодах основного тона) и «Jitter» (случайные колебания периода основного тона) эффекты, уровень турбулентного шума (уровень шума на периоде основного тона) и нелинейность процесса колебаний (нелинейность процесса колебаний голосовых складок).

Jitter — пертурбация тона, отображающая незначительные произвольные изменения в частоте смежных вибрационных циклов голосовых складок. Фактически, это мера частотной вариабельности по отношению к частоте основного тона.

Shimmer— мера, характеризующая изменения, вариабельность амплитуды голосовых нот. Часто в литературе она обозначается как амплитудная пертурбация. Таким образом, это коэффициент, описывающий интенсивность смежных вибрационных циклов.

Соотношение сигнал/шум. Звук, который образуется во время колебаний голосовых складок — это совокупность периодических (регулярных и повторяющихся) и аperiodических (иррегулярных и неповторяющихся) звуковых волн. Последние — это случайный шум, возникающий по причине несимметричного закрытия голосовых складок. Шум — неотъемлемая часть компонента речевого сигнала. Уровень шума определяет качество голоса в целом и характеризует наличие хрипов и осиплости голоса.

Процедура голосообразования — нелинейный процесс. На колебания влияют аэродинамические, биомеханические, физиологические и акустические факторы. Нелинейность колебаний приводит к смещению фаз и нестационарности колебаний голосовых складок. Присутствие патологии значительно увеличивает нелинейность колебаний.

Сравнения прореженной производной с прореженным сигналом (норма-патология) показало, что производная не подходит для анализа, все параметры кроме HNR отклоняются от нормы, поэтому для определения вероятности правильной постановки диагноза используется прореженный сигнал.

Важным условием для залога правильной трактовки полученных данных является высокое качество голосового сигнала для оценки голоса. Качество записи голоса и дальнейший его анализ зависят от разных факторов. Было установлено, что на амплитуду и высоту влияют тип микрофона и его размещение. Погрешности, которые появляются при несоблюдении техники записи голоса, могут привести к ошибочной трактовке полученных данных. Для успешного проведения исследования необходимо заранее объяснить пациенту ход процедуры. Немаловажно подчеркнуть в беседе с ребенком или его родителями, что это неинвазивный метод, необходимый для диагностики и контроля лечения заболевания.

Во время записи голоса акустические параметры регистрируются автоматически. Их информативность зависит от того, насколько качественно было проведено исследование. Очень часто при сравнении двух последовательных записей голоса одного пациента отмечаются отклонения показателей. Перед компьютерной обработкой показателей необходимо вырезать участок, который и будет анализироваться. Согласно исследованиям I.R.Titze (1995), акустический анализ нужно применять только к периодическим волнам, и это зависит от выбранного участка записи. Выбор наиболее стабильного участка записи голоса обеспечивает качественную и объективную диагностику. Сейчас большое количество исследователей считают, что самые максимальные неустойчивые звуковые волны регистрируются в начале и конце записи по причине изменения аэродинамических и нейромышечных параметров, которые возникают в начале и в конце фонации. Это приводит к искажению показателей амплитуды и частоты за счет быстро меняющейся частоты основного тона. Неверная интерпретация полученных результатов может привести к гипо- или гипердиагностике и повлиять на тактику ведения пациента.

Акустический анализ голоса является объективным неинвазивным методом оценки голосовой функции у детей. Данное исследование может применяться как скрининговый метод с целью выявления патологии гортани. Данные акустического анализа голоса незаменимы при дифференциальной диагностике различных заболеваний, а также при осуществлении контроля качества проводимого лечения. Для получения точных данных необходимо соблюдать ряд условий и правильно осуществлять технику проведения исследования.

В результате экспериментальных исследований показано, что применение алгоритма Хургина-Яковлева при передаче речевого сигнала по каналам связи позволяет увеличить вероятность правильной постановки диагноза до 1,5 раз по сравнению с аналогичными системами передачи на основе представления В.А. Котельникова. [3]

Библиографический список

1. Кириллов С.Н., Стукалов Д.Н. Анализ речевых сигналов на основе акустической модели // Изв. РАН. Тех. кибернетика. 1994. №2.
2. Лысак А.П. Акустический анализ голоса в норме и патологии //Речевые технологии . –2012. –№4. –с.68-82.
3. Шиленкова В.В., Коротченко В.В. Акустический анализ голоса у поющих детей II Вестн. оторинолар. 2010. №1. С.46-48.

УДК 004ГРНТИ 49.45.29

ПРОЕКТИРОВАНИЕ И МОДЕРНИЗАЦИЯ СИСТЕМЫ КАБЕЛЬНОГО ТЕЛЕВИДЕНИЯ

И. Ломов

*Рязанский государственный радиотехнический университет,
Российская Федерация, Рязань, azek48@mail.ru*

Аннотация. В данной работе описана возможность проектирования новой системы кабельного телевидения и модернизация уже существующих сетей кабельного телевидения.

Ключевые слова: система кабельного телевидения, головная станция, распределительная сеть, алгоритм сжатия видеоданных.

DESIGN AND MODERNIZATION OF CABLE TV

I. Lomov

*Ryazan State Radio Engineering University,
Russian Federation, Ryazan, azek48@mail.ru*

Annotation: This paper describes the possibility of designing a new system of cable television and the modernization of existing cable TV networks.

Keywords: cable television system headend, distribution network, the video compression algorithm.

1. Введение

Телевидение - одно из крупнейших достижений человечества, которое совмещает в себе передовые научные и технические идеи и технологии. Это достижение интенсивно модернизировалось и расширялось. Сейчас сложно представить жизнь без телевидения, ведь

почти у каждого человека на планете есть хотя бы один телевизор. Телевидение стало неотъемлемой частью средств массовых коммуникаций.

Сети кабельного телевидения за последние двадцать лет быстро развивались в количественном и качественном параметрах. В настоящее время они полностью покрывают крупные города и развиваются в небольших населенных пунктах.

Современные технологии в сфере информационных коммуникаций не стоят на месте. Происходит модернизация устаревших сетей и систем, создание новых, разработка новых алгоритмов сжатия данных. В настоящее время телевизоры становятся центрами развлечений, имеют множество функций, что стимулирует рост потребностей абонентов. Необходимо обеспечить пользователей системы кабельного телевидения всеми современными услугами.

В связи с тем, что после запуска цифрового эфирного телевидения резко возросли требования абонентов КТВ к качеству ТВ сигнала и к наличию дополнительных услуг. Растет парк современных телевизоров с поддержкой формата Full HD. В современных головных станциях конфигурирование и управление производится удаленно высококвалифицированным персоналом, это позволяет использовать обслуживающий персонал не высокой квалификации, на уровне электромеханика. После головной станции необходима качественная волоконно-оптическая распределительная сеть. И самое сложное- модернизация алгоритмов сжатия видеоданных для наибольшей оптимизации системы.

Чтобы обеспечить население кабельным телевидением, необходимо спроектировать и установить головную станцию и распределительную системы кабельного телевидения.

Учитывая специфику системы кабельного телевидения важно отметить, что это крайне перспективная сфера телевидения. Поэтому внедрение цифрового телевидения в кабельную сеть – первоочередная задача.

2. Структура СКТ

Система кабельного телевидения состоит из головной станции, транспортной сети и абонентов. ГС состоит из антенного поста, приемного оборудования, устройств формирования выходного сигнала, также в состав входят дополнительные элементы такие как коммутатор, блоки питания, соединительные кабели, сплиттеры, телекоммуникационные стойки и т.д.

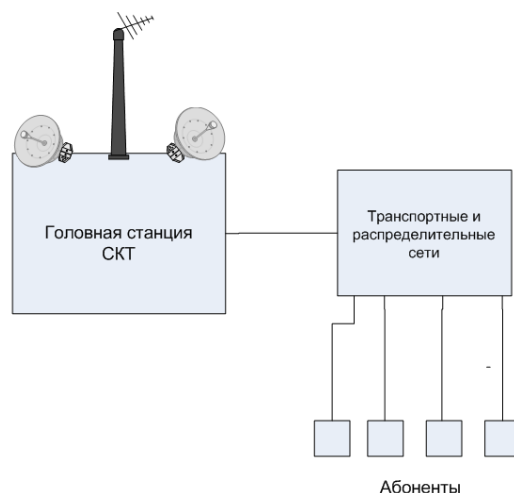


Рис. 1. Общая структура системы кабельного телевидения

Как видно, в структуре системы кабельного телевидения 2 главных элемента (головная станция и распределительная сеть), модернизируя, совершенствуя или создавая новые, возможно увеличить количество абонентов, добавить новые услуги, оптимизировать, увеличить скорость передачи.

Решение нижеперечисленных задач будет способствовать достижению поставленной в выпускной работе цели, а именно – проектированию и модернизации системы кабельного телевидения.

1. Теоретически описать используемые технологии и структуру головной станции.

2. Выбрать оборудование и описать параметры, собрать и ввести в эксплуатацию головную станцию.
3. Разработка современной магистральной распределительной сети, на основе ВОЛС.
4. Разработка современной домовой распределительной сети.
5. Произвести измерение выходного сигнала для сравнения с требуемыми параметрами.

6. Дополнительная задача: разработать алгоритм сжатия видеоданных с использованием вейвлет-преобразования, с последующими испытаниями и внедрением в СКТ.

Начать следует с проектирования головной станции.

3. Техническая реализация головной станции системы кабельного телевидения

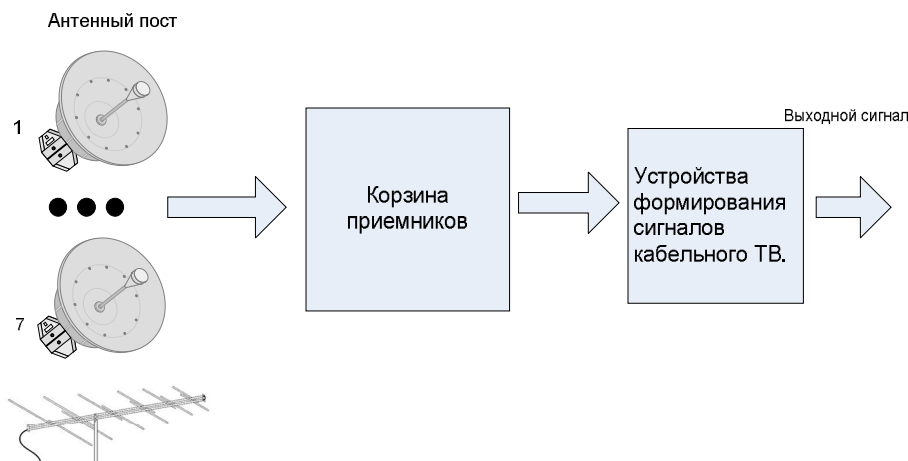


Рис. 2. Структура головной станции

Исходя из списка каналов, выбирается тип антенн и их количество. Антенны направляются на спутник по углу места и азимуту.

Разработка системы кабельного телевидения в настоящее время ведется в г. Кораблино, Рязанской обл.

Таблица 1 - Спутники ТВ вещания и соответствующие им приемные антенны

Название спутника	Рабочий диапазон частот	Тип антенны	Диаметр рефлектора, см.	Угол места	Азимут	Вид поляризации	Угол расположения конвертора
Horizons2 85гр.	Ku	оффсетная	185	16.28°	128.99°	Вертикальная, горизонтальная	-27.24°
ABS-2 75гр.	Ku	оффсетная	185	20.72°	139.14°	Вертикальная, горизонтальная	-22.66°
Ямал 401 90гр	C	оффсетная	200	13.81°	124.18°	Круговая левая,	-29.15°
	Ku					Горизонтальная	
Ямал 402 55гр.	Ku	оффсетная	185	26.92°	161.71°	Вертикальная	-10.65°
Eutelsat 36A 36гр.	Ku	оффсетная	185	28.32°	185°	Круговая правая	2.94°
Ямал 202 49гр	C	оффсетная	200	27.88°	168.96°	Круговая левая	-6.47°

Для приема сигналов стандарта DVB-S2 на головную станцию необходимо использовать профессиональные ресиверы. Оптимальным вариантом является выбор приемников в виде отдельных модулей, объединенных в корзину. В настоящее время на рынке представлено множество фирм, выбором стала продукция фирмы PBI, ее оборудование обладает лучшим соотношением цена – качество.

Для формирования цифрового ТВ сигнала стандарта DVB-C используется Processor 8 ASI / DVB-C RF фирмы Teleview. Процессор является многофункциональным устройством для многоканального цифрового телевизионного вещания по кабельным сетям. Решает большинство технических задач, стоящих перед кабельным оператором при формировании головной станции [4].

4. Разработка структурной схемы головной станции СКТ

После выбора аппаратуры производится установка и настройка аппаратуры. Важной особенностью данной структуры является дистанционный контроль и управление всеми частями головной станции через локальную сеть, которая создана с помощью системы РРЛ, таким образом можно работать с головной станцией с помощью ПК в любом месте с доступом к локальной сети РТРС.

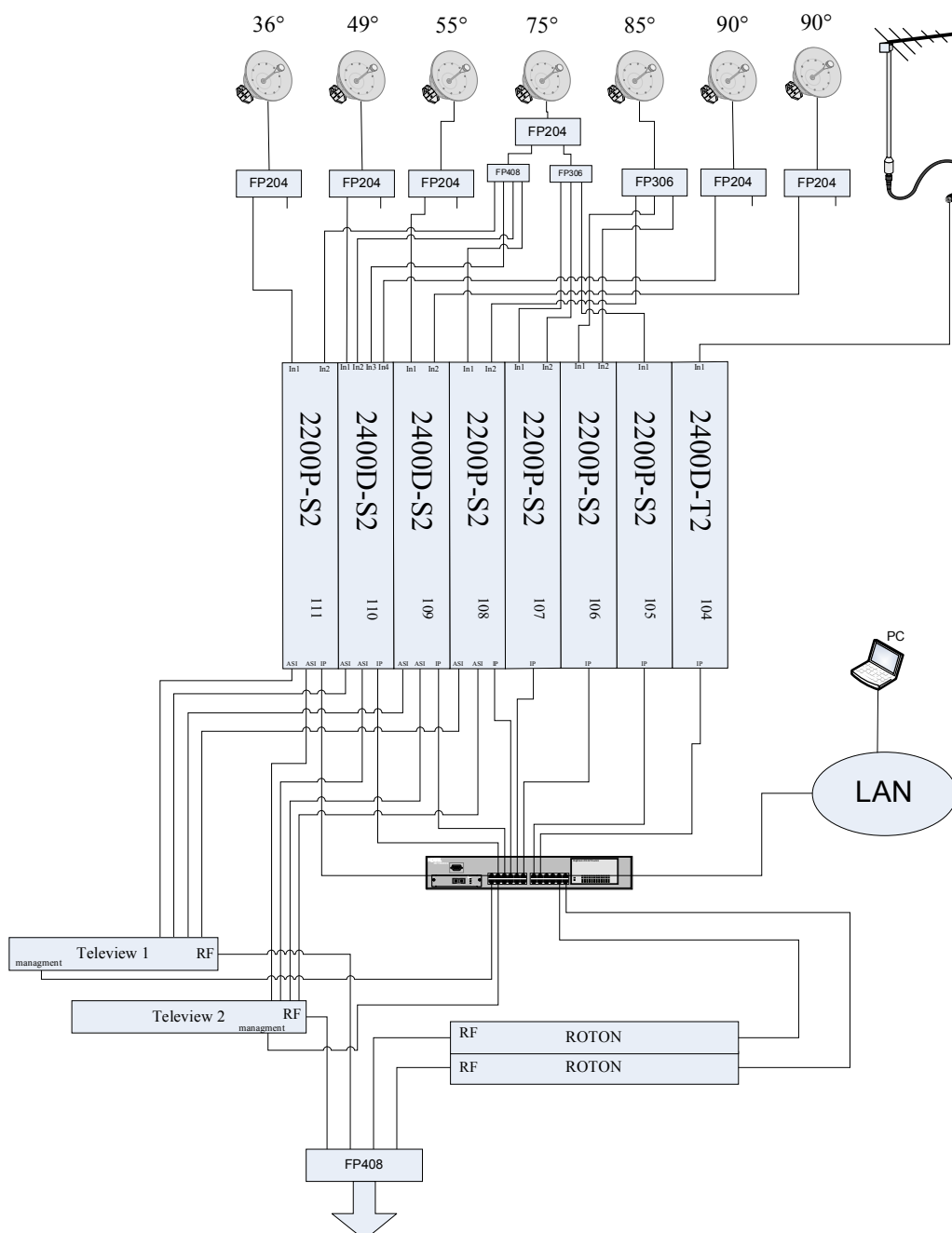


Рис. 3. Функциональная схема головной станции системы кабельного телевидения.

Выводы

На первом этапе были описаны принципы построения головной станции, основываясь на технологиях и стандартах цифрового кабельного телевидения. Показывалось, из каких элементов состоит станция. Производился выбор оборудования:

1. Антенного поста, его ориентирование на спутники и центры наземного ТВ.
2. Приемных устройств с возможностью дескремблирования закрытых каналов и структурной гибкостью корзины приемников.
3. Формирования сигналов как аналогового кабельного ТВ, так и цифрового DVB-C ТВ, с возможностью передачи дополнительной информации.
4. Составление полной структурной схемы головной станции.

На основании всего выше изложенного можно заключить, что задачи, поставленные в работе, выполнены полностью.

Библиографический список

1. Системы кабельного телевидения/ З.А. Зима, И.А. Колпаков, А.А. Романов, М.Ф. Тюхин – МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2004.
2. Системы цифрового телевидения и радиовещания/ Н.С. Мамаев, Ю.Н. Мамаев, Б.Г. Теряев – Горячая линия – Телеком, 2007.
3. Цифровое телевидение от теории к практике/ А.В. Смирнов, А.Е. Пескин - Горячая линия – Телеком, 2008.
4. Техническое описание к Processor 8 ASI / DVB-C RF.
5. Инструкция по эксплуатации к ROTON.
6. Общие требования к оборудованию головной станции кабельного телевидения.

УДК 621.374.5; ГРНТИ 47.41.37

ИССЛЕДОВАНИЕ ЛОКАЛИЗАЦИИ МАКСИМУМОВ СВЕРХКОРОТКИХ ИМПУЛЬСОВ В ВИТКЕ МЕАНДРОВОЙ ЛИНИИ ПРИ ИЗМЕНЕНИИ ЕЕ ПАРАМЕТРОВ

Русл. Р. Газизов

*Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники,
Россия, Томск, ruslangazizow@gmail.com*

Аннотация. Отмечена актуальность исследования особенностей распространения сверхкоротких импульсов (СКИ) и локализации максимальных значений напряжений вдоль микрополосковой меандровой линии из одного витка. Проведено моделирование распространения СКИ в форме трапеции вдоль проводников этой линии при изменении расстояния между ними, а также общей длительности СКИ (3; 0,3; 0,03 нс). Выявлен и локализован максимум напряжения, на 68% превышающий амплитуду сигнала на входе. Показано, что наибольшее значение максимума относительно амплитуды сигнала на входе наблюдается при общей длительности СКИ равной 0,3 нс.

Ключевые слова: сверхкороткий импульс, меандровая линия, локализация максимумов сигнала, временной отклик, квазистатистический анализ, компьютерное моделирование.

INVESTIGATION OF ULTRASHORT PULSE MAXIMUMS LOCALIZATION IN TURN OF MEANDER LINE WITH VARIATION OF ITS PARAMETERS

Rusl.R. Gazizov

*Tomsk State University of Control System and Radioelectronics,
Russia, Tomsk, ruslangazizow@gmail.com*

Abstract. The importance of research on special aspects of ultrashort pulse propagation and signal maximum localization along the microstrip meander line with one turn is highlighted. Simulation of a trapezoidal ultrashort pulse propagating along conductors of the line with a variation of separation between them and of the whole pulse duration (3; 0.3; 0.03 ns) has been carried out. Voltage maximum exceeding by 68% the ultrashort pulse amplitude at the input is revealed and localized. It is shown that the highest maximum value comparing with the signal amplitude at the input is appeared when the whole ultrashort pulse duration equals to 0.3 ns.

Keywords: ultrashort pulse, meander line, signal maximums localization, time response, quasistatic analysis, computer simulation.

Связанные линии достаточно хорошо изучены и исследованы [1]. Однако особенности явлений, происходящих при значительном увеличении взаимной связи между проводниками, изучены недостаточно. Кроме того, большинство исследований проведено в частотной области, тогда как временной уделено меньше внимания. Между тем изучение процессов во временной области позволит усовершенствовать защиту от сверхкоротких импульсов (СКИ) [2, 3]. Актуальны выявление и локализация максимумов сигнала в связанных линиях, поскольку результаты могут быть полезны для выявления и локализации мест возможных паразитных взаимовлияний, излучений и восприимчивости, чтобы своевременно принять меры по их устранению для обеспечения электромагнитной совместимости и информационной безопасности. Кроме того, исследования с изменением длительности СКИ актуальны для повышения быстродействия и помехоустойчивости радиоэлектронной аппаратуры. Так, для повышения быстродействия уменьшаются длительности полезных сигналов, тогда как длительности помеховых сигналов также становятся все более короткими.

Для таких исследований целесообразно использовать компьютерное моделирование, поскольку необходимо вычислять формы сигнала в большом числе точек вдоль каждого проводника сложных структур. Для анализа межсоединений печатных плат широко используется квазистатический подход. Теоретические основы квазистатического вычисления отклика для произвольной схемы из отрезков многопроводных линий передачи (МПЛП) описаны в работах [4, 5]. На основе данной теории разработаны алгоритмы вычисления временного отклика [6], которые позволяют вычислить значения токов и напряжений только в узлах схемы.

Основные выражения и алгоритм, позволяющие вычислить значения тока и напряжения в заданной координате вдоль каждого проводника отрезка МПЛП для произвольной схемы, на основе которых усовершенствовано вычисление временного отклика в системе TALGAT, приведены в [7]. В этой же работе выполнено исследование двухвитковой меандровой микрополосковой линии, показавшее необходимость более тщательного исследования. Поэтому был рассмотрен один виток в диапазоне параметров [8]. Однако исследование меандровой линии с одним витком при изменении общей длительности СКИ не проводилось.

Цель данной работы – исследовать локализацию максимумов СКИ вдоль витка меандровой линии при изменении длительности СКИ и расстояния между проводниками. Для достижения поставленной цели целесообразно решить следующие задачи. Сначала следует представить принципиальную схему и поперечное сечение исследуемой меандровой линии и параметры воздействий. Затем следует привести результаты локализации максимумов СКИ, полученные при изменении расстояния между проводниками и общей длительности импульса.

В качестве исследуемой структуры выбрана микрополосковая меандровая линия, рассмотренная в работе [8], из одного витка, включенная в тракт 50 Ом, с длиной полувитков по 27 мм (рис. 1 а). Ширина проводника (w) – 0,535 мм, толщина проводника (t) – 0,1 мм, толщина диэлектрика (h) – 0,3 мм, $d=2*w$, диэлектрическая проницаемость (ϵ_r) – 4 (рис. 1 б). Рассмотрено два случая, отличающиеся расстоянием между проводниками (s): в первом случае выбрано $s=w/2$, а во втором – случай с самой сильной взаимной связью между проводниками $s=1$ мкм.

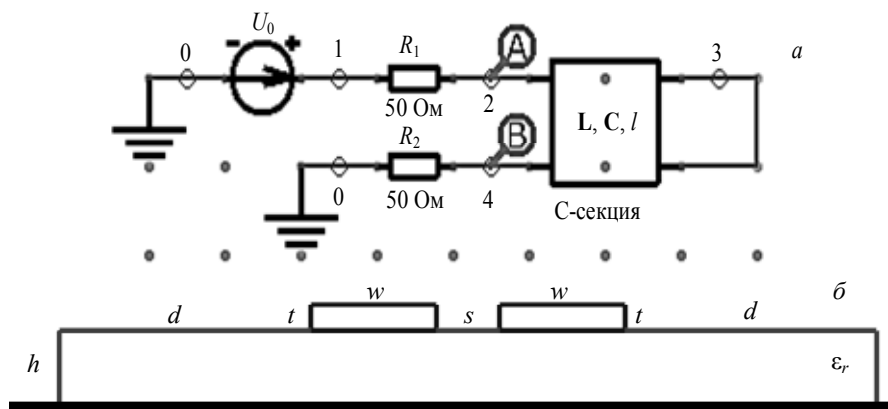


Рис. 1. Схема включения (а) и поперечное сечение (б) микрополосковой меандровой линии

В данной работе в качестве воздействий выбраны три вида СКИ, каждый амплитудой 1 В. Формы каждого импульса представлены на рисунке 2. Первый импульс (U_1) имеет длительности фронта, спада и вершины по 1 нс, второй (U_2) – по 100 пс, а третий (U_3) – по 10 пс, так что общая длительность импульсов полагается 3; 0,3; 0,03 нс. Выбор именно таких параметров импульса обусловлен тем, что таким образом рассматриваются не только полезные сигналы, но и помеховые. Каждое из воздействий подавалось для каждого s .

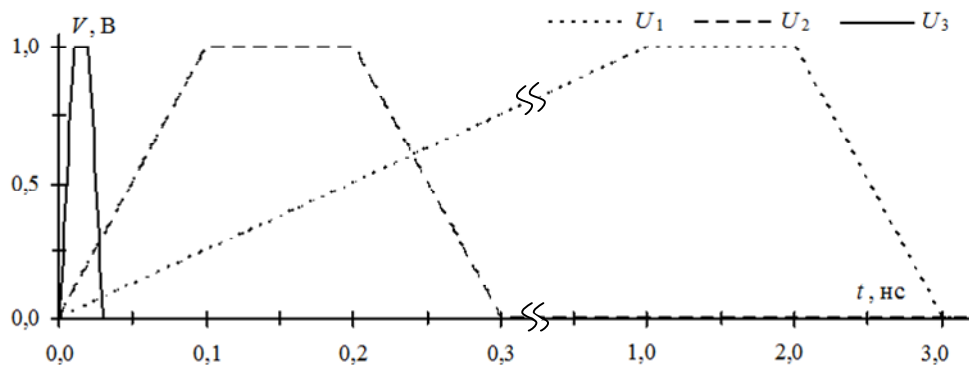


Рис. 2. Формы импульсов воздействий

Каждый полувиток из рисунка 1, а разделялся на 20 сегментов, в каждом из которых вычислена форма напряжения. Однако представлены только формы в начале (U_b) и конце (U_e) проводника, а также с максимальными ($U_{\max}$) значениями напряжений, возникающих при каждом из воздействий. Максимальные значения напряжений, а также номера сегментов, в которых они локализованы, приведены в таблице 1.

Рассмотрим формы сигналов, полученные при воздействии U_1 . На рисунке 3, а показаны формы сигналов вдоль каждого из полувитков для первого случая (при $s=w/2$), а на рисунке 3, б – для второго ($s=1$ мкм). В первом случае выявлен и локализован максимум напряжения, равный 0,51 В (таблица 1), что на 2% больше установившегося уровня 0,5 В, он локализован в сегменте 1 второго полувитка. Во втором случае выявлен и локализован максимум напряжения, равный 0,52 В, что на 4% превышает уровень 0,5 В, однако он локализован в 3-м сегменте второго полувитка.

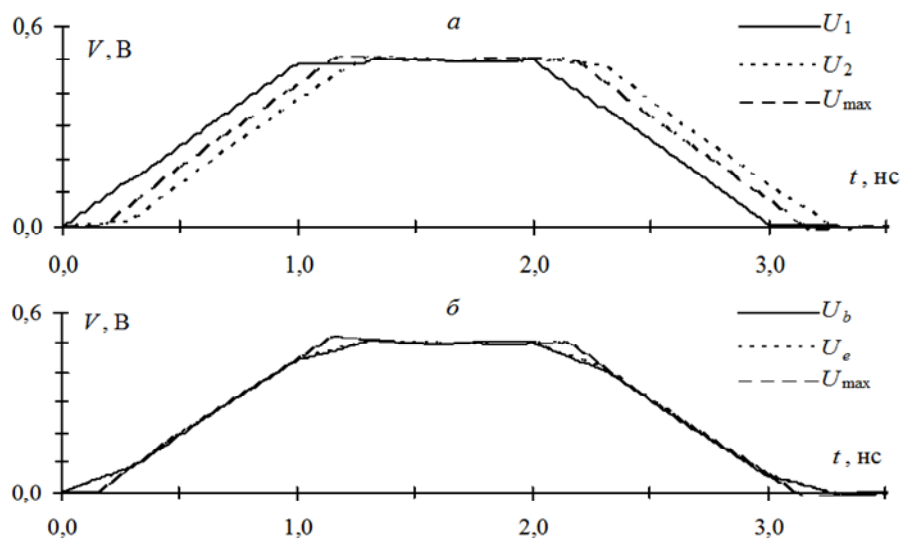


Рис. 3. Формы сигналов, полученные при воздействии U_1 в 1-м (а) и 2-м (б) случаях

Рассмотрим формы сигналов, полученные при воздействии U_2 . Аналогично на рисунке 4, а представлены формы для первого случая s , а на рисунке 4, б – для второго.

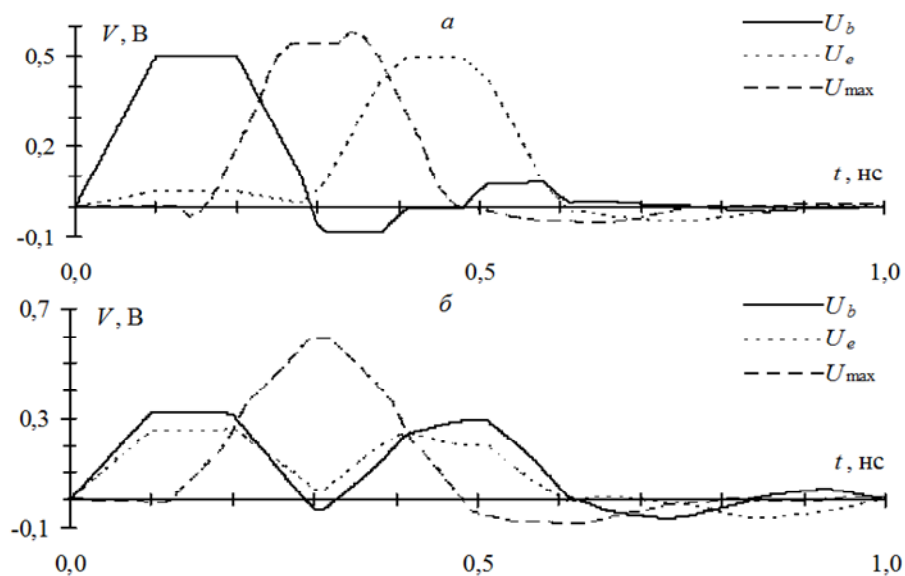


Рис. 4. Формы сигналов, полученные при воздействии U_2 в 1-м (а) и 2-м (б) случаях

В первом случае выявлен и локализован максимум напряжения, равный 0,57 В, что на 14% превышает уровень 0,5 В, он локализован в сегменте 2 второго полувитка. Во втором случае выявлен и локализован максимум напряжения, равный 0,59 В, что на 68% превышает амплитуду сигнала на входе (0,35 В), он локализован в сегменте 5 второго полувитка. Следует отметить, что при таком воздействии и расстоянии между полувитками амплитуда сигнала на входе и выходе уменьшается с 0,5 до 0,35 В.

Рассмотрим формы сигналов, полученные при воздействии U_3 . Аналогично на рисунке 5, а представлены формы для первого случая s , а на рисунке 5, б – для второго.

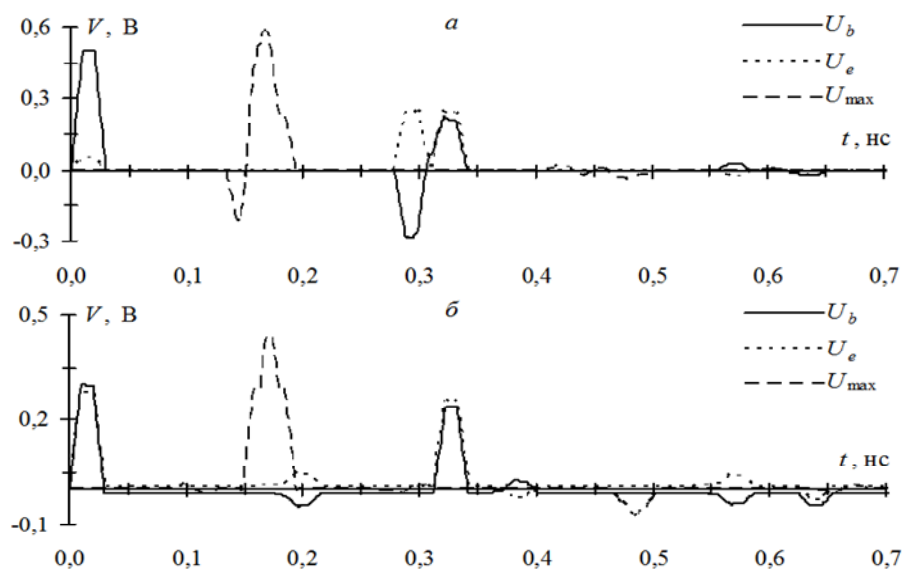


Рис. 5. Формы сигналов, полученные при воздействии U_3 в 1-м (а) и 2-м (б) случаях

В первом случае выявлен и локализован максимум напряжения, равный 0,58 В, что на 16% превышает уровень 0,5 В, он локализован в сегменте 1 второго полувитка. Во втором случае выявлен и локализован максимум напряжения, равный 0,43 В, что на 43% превышает амплитуду сигнала на входе (0,3 В), он локализован в сегменте 20 первого полувитка. При этих параметрах, также, как и при воздействии U_2 , наблюдается уменьшение амплитуды сигнала на входе до 0,3 В. Однако, следует заметить, что во втором случае (рис. 5 б) форма сигнала на входе не имеет значительного отрицательного импульса, как в первом (рис. 5 а).

Таблица 1 - Параметры локализации максимумов

Случай s	Сигнал	Рисунок	Значение максимума, В	Сегмент
1	U_1	3 а	0,51	1 (полувиток 2)
2	U_1	3 б	0,52	3 (полувиток 2)
1	U_2	4 а	0,57	2 (полувиток 2)
2	U_2	4 б	0,59	5 (полувиток 2)
1	U_3	5 а	0,58	1 (полувиток 2)
2	U_3	5 б	0,43	20 (полувиток 1)

Проведенное исследование показывает особенности появления и локализации максимумов СКИ в микрополосковой меандровой линии при изменении длительности импульса и расстояния между проводниками. Так, судя по таблице 1 наибольшее значение максимума (как по абсолютному значению, так и относительно амплитуды сигнала на входе), равное 0,59 В, наблюдается при $s = 1$ мкм и воздействии U_2 . Однако, если при воздействиях U_1 и U_2 максимум больше при втором случае s (1 мкм), то для воздействия U_3 наибольшее значение максимума наблюдается при первом. Полученные результаты показывают актуальность вычислений форм напряжений вдоль проводников связанных линий передачи, а также выявления и локализации максимумов сигнала. В частности, примечательно явление возрастания уровня напряжения на стыке полувитков при уменьшении на концах.

Моделирование выполнено за счет гранта Российского научного фонда (проект № 14-19-01232) в ТУСУРе.

Библиографический список

1. C. Paul, Analysis of Multiconductor Transmission Lines. New York, NY: Wiley, 2007, p. 821.

2. Surovtsev R.S. Pulse Decomposition in a Turn of Meander Line as a New Concept of Protection against UWB Pulses / R.S. Surovtsev, T.R. Gazizov, A.M. Zabolotsky // Proc. of Siberian Conference on Control and Communications (SIBCON), Omsk, Russian Federation, May 2015. – 7 p.
3. Gazizov A.T. Simple printed structures for low-cost and effective protection against UWB pulses / A.T. Gazizov // Asia Electromagnetics Symposium (ASIAEM 2015) / Design and Testing of Protective Devices and Test Methods. Jeju-si, Jeju Province, South Korea, 3–8 August 2015. – 4 p.
4. Djordjevic A.R., Sarkar T.K. Analysis of time response of lossy multiconductor transmission line networks // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. 1987. – Vol. 35, № 10. – P. 898–907.
5. Achar R. Simulation of high-speed interconnects / R. Achar, M.S. Nakhla // Proceedings of the IEEE. – 2001. – Vol. 89, № 5. – P. 693–728.
6. Заболоцкий А.М. Временной отклик многопроводных линий передачи / А.М. Заболоцкий, Т.Р. Газизов. – Томск: Томский государственный университет, 2007. – 152 с.
7. Газизов Р.Р., Заболоцкий А.М., Орлов П.Е. Локализация максимумов сигнала в многопроводных линиях передачи печатных плат с помощью системы TALGAT // Докл. Том. гос. ун-та систем упр. и радиоэлектроники. – 2015. – №4(38) – С.153–156.
8. Газизов Р.Р. Исследование распространения сверхкороткого импульса в микрополосковой С-секции при изменении зазора между связанными проводниками /Р.Р. Газизов, А.М. Заболоцкий, Т.Т. Газизов // Докл. Том. гос. ун-та систем упр. и радиоэлектроники. – 2016. – Т. 19, № 1 – С. 79–82.

УДК 621.396

ЭФФЕКТИВНОСТЬ АДАПТИВНЫХ ЦЕПЕЙ СОГЛАСОВАНИЯ ГЕНЕРАТОРОВ С НАГРУЗКОЙ

А. Самойлов, С. Самойлов

*Владимирский государственный университет
имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых,
Россия, Владимир, ags@vlsu.ru*

Аннотация. В статье рассмотрено влияние на радиопередающие устройства рассогласования с нагрузкой. Определена эффективность устройств согласования адаптивных к изменениям нагрузки. В качестве критерия эффективности предложена величина энергетического вклада полезной мощности в нагрузку.

Ключевые слова: цепи согласования, радиопередающие устройства, нагрузка, мощность.

EFFECTIVENESS OF ADAPTIVE CIRCUITS FOR RECONCILIATION GENER- ATORS WITH THE LOAD

A. Samoilov, S. Samoilov

*Vladimir State University
named after Alexander G. and Nicholas G. Stoletovs, Russia, Vladimir, ags@vlsu.ru*

Annotation. The article considers the influence on radio transmitters devices not matching with the load. The efficiency of devices of matching adaptive to load changes was determined. As the criterion of efficiency was proposed the magnitude of the contribution of useful a power to the load.

Keywords: the chains of matching, radio transmitters, the load, power.

1. Введение

Стремление разработчиков аппаратуры максимально использовать возможности активных элементов по мощности часто приводит к тому, что выходные каскады радиопередающих устройств (РПДУ) оказываются в сложном положении, так как активные элементы не имеют значительных запасов по максимально допустимым параметрам и даже при незначительных отклонениях от нормальных режимов эксплуатации могут выйти из строя.

Нагрузкой РПДУ обычно являются антенны и фидерные линии. Они подвергаются внешним разрушающим воздействиям: температурным изменениям, механическим колебаниям, частичному и полному обледенению, появлению коррозии, влиянию гидрометеоров и др. из-за этих причин нагрузка выходных каскадов РПДУ может изменяться плавно или скачком в достаточно больших пределах. Как активная, так и реактивная составляющие нагрузки, могут при этом изменяться как по отдельности, так и вместе.

Причинами изменения импеданса во время работы РПДУ может стать климатическое изменение свойств окружающей среды, перестройка по частоте рабочего диапазона, влияние на параметры нагрузки движущихся рядом с ней объектов, механические повреждения, ста-

За критерий качества согласования можно принять уровень отраженного от нагрузки сигнала $\dot{U}_{omp}$ и в зависимости от его величины регулировать перестраиваемые элементы адаптивной цепи согласования (АЦС), как схематично показано на рисунке 1.

Генератор (Г) вырабатывает ВЧ мощность P_{nad} , которая через направленный ответвитель (НО) и фидер (W) попадает в ЦС, трансформирующую волновое сопротивление фидера W в импеданс нагрузки

$$\dot{Z}_n = R_n + jX_n.$$

Отраженный от цепи согласования (ЦС) сигнал через НО поступает в анализатор (А), который измеряет уровень отраженного сигнала $\dot{U}_{omp}$. В зависимости от структуры адаптивного устройства согласования анализатор может сравнивать отраженный от ЦС сигнал $\dot{U}_{omp}$ и сигнал генератора $\dot{U}_{nad}$. На основе анализа уровня отраженного от нагрузки сигнала вырабатываются управляющие сигналы, регулирующие перестраиваемые элементы ЦС для уменьшения отраженной мощности. Поскольку импеданс нагрузки имеет действительную и мнимую составляющие, то ЦС должна иметь как минимум два перестраиваемых элемента. Так как ЦС обычно является согласующее звено Г или П типа [1,2], то для реализации двух степеней свободы по управлению перестраиваемыми элементами АЦС должна быть многоканальной.

Алгоритм работы анализатора может быть аналитическим, когда по значениям $\dot{U}_{omp}$, $\dot{U}_{nad}$, $X_1, \dots, X_n$, где n - число перестраиваемых элементов, вычисляются значения каждого i -ого элемента X_i , а может быть градиентным вида

$$\frac{\partial X_i}{\partial t} = -a_i f_i, \quad f_i = \frac{\partial \dot{U}_{omp} [R_{ex}(\{X_k\}), X_{ex}(\{X_k\})]}{\partial X_i},$$

где X_i - номинал i -ого перестраиваемого элемента, a_i - коэффициент, определяющий скорость регулировки, $\{X_k\}$ - совокупность номиналов перестраиваемых элементов ЦС.

Требуется также решить задачу определения конкретного элемента подстройки, вызывающего реакцию на изменение величины отраженной от нагрузки мощности. Этого можно достичь несколькими методами. Нами предложено три метода:

- разнесением регулировки каждого канала по времени – метод последовательной подстройки ЦС [1];
- одновременной регулировкой по всем каналам с использованием ортогональных управляющих сигналов – метод параллельной подстройки ЦС [2];
- непрерывной подстройки АЦС основанный на анализе амплитудно-фазовых соотношений отраженного сигнала [3].

Для организации адаптации необходима информация о направлении подстройки элементов цепи согласования. Для получения такой информации можно использовать метод малых приращений перестраиваемых напряжений, когда анализируется результат каждого шага подстройки [4]. Другой способ заключается в анализе амплитудно-фазовых соотношений отраженного от нагрузки сигнала и в определении на этой основе напряжений, управляющих ЦС.

Если использовать метод последовательной подстройки, то увеличение скорости согласования ограничено широкополосностью устройств, управляющих ЦС. Для увеличения скорости согласования используют метод параллельной подстройки, который позволит избежать опасности градиентного согласования, при котором процесс согласования при изменении элементов $X_1, \dots, X_n$ может образовать замкнутый цикл и согласование не будет достигнуто достаточно быстро. Для обеспечения градиентной подстройки необходимо, чтобы

измерение величин $\partial \dot{U}_{отр} / \partial X_i$ происходило независимо одна от другой, что при методе последовательной подстройки осуществляется разнесением во времени.

Если применить метод параллельной подстройки, то независимость измерения определяется выбором измерительных сигналов. В качестве наборов таких сигналов можно использовать любой ортогональный базис функций $\{U_i(t)\}$. Наиболее часто применяют сигналы типа меандр или синусоидальные сигналы.

Другой способ заключается в анализе амплитудно-фазовых соотношений отраженного от нагрузки сигнала и в определении на этой основе напряжений, управляющих ЦС [3, 5].

Схемы устройств адаптивного согласования, работающих по предложенным методам подстройки, приведены в работе [1].

4. Эффективность устройств адаптивного согласования

Устройства, согласующие импеданс нагрузки с выходным сопротивлением РПДУ, бывают не перестраиваемые и перестраиваемые адаптивно к изменению импеданса нагрузки. Эффективность устройств согласования можно оценить величиной энергетического вклада полезной мощности в нагрузку, которая определяется выражением

$$E = \frac{P_{вых} - P_{потерь}}{P_{вых}},$$

где $P_{вых}$ – мощность на выходе окончного каскада усилителя радиопередающего устройства.

При использовании не перестраиваемых устройств согласования потери энергии при рассогласовании можно оценить как

$$P_{потерь} = \left(\frac{KCB - 1}{KCB + 1} \right)^2 \cdot P_{вых} + P_{потерь\ ЦС},$$

где $P_{потерь\ ЦС}$ – потери мощности в элементах устройства согласования, определяющиеся их добротностью.

Если использовать адаптивных устройств согласования в нагрузку с выхода РПДУ всегда поступает полная мощность полезного сигнала. Потери энергии определяются только элементами цепи согласования и не связаны с рассогласованием. Если они незначительны, то величина энергетического вклада практически равна единице.

На рисунке 2 представлена зависимость энергетического выигрыша при использовании адаптивных цепей согласования ($E_{АЦС}$) во время работы радиопередающего устройства на рассогласованную нагрузку по сравнению с не перестраиваемыми устройствами согласования ($E_{ЦС}$).

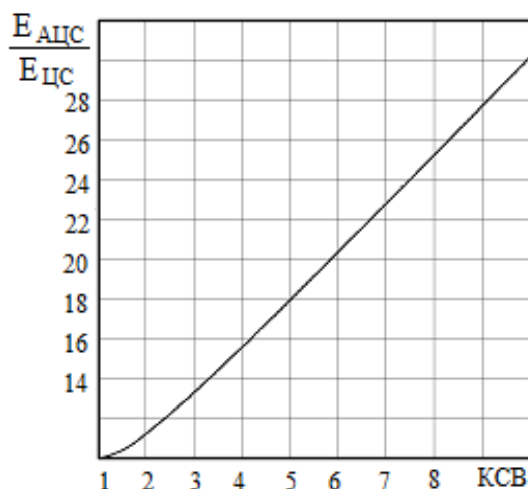


Рис. 2. Энергетический выигрыш от устройств адаптивного согласования

Из представленной на рисунке 1 зависимости видно, что применение адаптивных цепей согласования целесообразно при значениях KCB нагрузки больше трех. При меньшем

значении КСВ энергетический выигрыш не превышает 30%, и усложнение устройства согласования может быть не оправданным. Эксперименты, проведенные по адаптивной подстройке согласования передатчика мощностью 150 Вт с нагрузкой, изменяющейся от 10 до 1000 Ом, показали высокую эффективность адаптивных методов согласования, построенных с использованием описанных схем, обеспечивая КСВ не более 1,6.

Выводы

Адаптивное управление согласованием РПДУ с динамически меняющейся нагрузкой позволит стабилизировать энергетический вклад в антенну, повысит КПД системы связи и обеспечит передачу информационных потоков в каналы связи без искажений.

Библиографический список

1. Рябоконт А.В., Самойлов А.Г., Самойлов С.А. Согласование с нагрузкой: концепция, методы, устройства. – LAP LAMBERT Academic Publishing. – Saarbrücken, Germany. - 2012. - 252 pp.
2. Рябоконт А.В., Самойлов А.Г. Проектирование цепей согласования для мощных генераторов с внешним возбуждением / Проектирование и технология электронных средств. - № 1, 2008. – С.7-12.
3. Полушин П.А., Самойлов А.Г., Самойлов С.А. Адаптирующиеся высокочастотные генераторы для биомедицинских целей / Медицинская техника. – № 4, 2000. – С. 26-37.
4. Самойлов А.Г., Самойлов С.А. Обзор методов защиты радиопередающих устройств от рассогласования с нагрузкой. / Проектирование и технология электронных средств. - № 2, 2016. – С.3-12
5. Самойлов А.Г., Самойлов С.А. Концепция согласования радиопередающих устройств с нагрузками. / Т-КОММ: Телекоммуникации и транспорт. – №9, 2013. – С.127-131.

УДК 621.371

О МОДЕЛИРОВАНИИ КАНАЛОВ СВЯЗИ ПОКОЛЕНИЯ 5G

Т.П. Куракова*, А.Г. Самойлов**

* *Международный союз электросвязи, Швейцария, Женева, tatiana.kurakova@itu.int.*

** *Владимирский государственный университет имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых, Россия, Владимир, ags@vlsu.ru*

Аннотация. Рассматриваются вероятностные и спектральные свойства замираний в радиоканалах миллиметрового диапазона.

Ключевые слова: замирания, миллиметровый диапазон, интерференция, частота.

ON THE MODELING OF COMMUNICATION CHANNELS FOR GENERATION 5G

T.P. Kurakova, A.G. Samoilov

* *The International Telecommunication Union, Geneva, Switzerland, tatiana.kurakova@itu.int.*

** *Vladimir State University named after Alexander G. and Nicholas G. Stoletovs, Russia, Vladimir, ags@vlsu.ru*

Abstract. The probability and spectral properties of the fading in the radio channels of millimeter range are considered

Keywords: fading, millimeter wave, interference, frequency

Пришло время «Интернета вещей» (IoT-устройств), когда информацию по Интернету кроме людей будет одновременно передавать большое количество различных технических устройств (датчики состояния окружающей среды, светофоры, датчики освещения, времени, контроля потребления тепла, воды, электроэнергии, автомобильные системы контроля движения, беспилотные устройства и т.д.). И если в 2016 году по интернету ежемесячно передавалось $6 \cdot 10^{18}$ байт информации (6 Эксабайт), то по прогнозам специалистов в 2020 году десятки миллионов машин будут обмениваться информацией по интернету и ежемесячный объем передаваемой информации превысит $1 \cdot 10^{21}$ байт (1 Зеттабайт).

Сейчас нет сомнений, что только универсальный широкополосный доступ (ШПД) может обеспечить населению полноценный сервис от цифрового контента, включая не только голосовую телефонию, но и разнообразные мультимедийные услуги. Развитие ШПД требует увеличения скорости передачи цифровой информации и ее обработки и МСЭ выдвинул амбициозную задачу по созданию до 2020 года нового пятого поколения подвижной связи (5G) с требованием максимальной скорости передачи данных до 20 Гбит/с и возможностью подключения до миллиона IoT-устройств на площади в один квадратный километр. Свобо-

ден для такой цели только миллиметровый диапазон (ММД) волн, но строгой математической модели радиоканалов ММД пока нет.

Для создания математической модели канала ММД необходимо определить вероятностные и спектральные свойства замираний, возникающих из-за многолучевости и интерференции на приемной антенне нескольких волн, а также зависимость их характеристик от параметров трасс связи. С этой целью рассмотрим интерференцию волн, соединяющих двух абонентов, находящихся на расстоянии R друг от друга, как показано на рисунке 7.

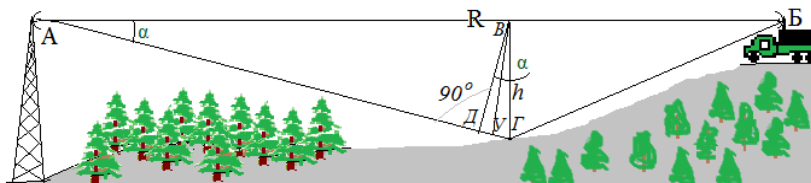


Рис. 1. Интервал подвижной связи

Такая двухлучевая модель распространения радиоволн является простейшей моделью распространения радиоволн над равнинами в сельской местности и вдоль автомобильных дорог. Она достаточно точно описывает распространение сигнала, когда имеется прямой путь между передатчиком и приемником и всего один отраженный. При этом отраженная волна обычно возникает при отражении радиоволны от подстилающей поверхности, то есть от земли. Точку отражения можно найти из равенства углов скольжения между касательной к профилю в точке отражения и прямыми линиями, проведенными из этой точки к антеннам абонентов.

Методика расчета множителя ослабления сигнала на трассах связи с прямой радиовидимостью между абонентами, то есть на открытых трассах, достаточно подробно изложена в ряде работ, но частота и длительность замираний, возникающих из-за интерференции лучей, требует пояснения. Рассмотрим это на основе модели трассы, показанной на рис 1. Радиосигнал от базовой станции к мобильному абоненту идет по двум путям - кратчайшему AB и более длинному AGB . Максимальное расстояние между лучами h , а разность хода сигналов по этим путям распространения определим как $\Delta R = AB - (AG + BG) = DG$.

$$\text{Так как } \operatorname{tg} \alpha = \frac{h}{R/2} = \frac{2h}{R}, \text{ и одновременно } \operatorname{tg} \alpha = \frac{DG}{DB} \cong \frac{DG}{h}, \text{ то } \Delta R = DG = \frac{2h^2}{R}.$$

Разность фаз между лучами в точке приема определится как набег фаз при распространении сигнала по этим лучам

$$\Delta \varphi = \frac{2\pi}{\lambda} \Delta R = \frac{4\pi h^2}{\lambda R} = \frac{4\pi h^2 f}{RC},$$

где λ - длина рабочей волны абонентов, f - рабочая частота, C - скорость радиоволны.

Поскольку расстояние h при сотовой связи в диапазоне ММВ по сравнению с R невелико, то угол α мал и

$$\operatorname{tg} \alpha = \frac{2h}{R} \cong \alpha, \quad h = \frac{\alpha R}{2},$$

то длительность замираний можно определить как величину, обратную скорости замираний

$$\tau = \frac{dt}{d\varphi} = \frac{2\lambda}{\pi \alpha^2} \frac{dt}{dR}. \quad (1)$$

Из выражения (1) следует, что с уменьшением длины волны и ростом интервала связи R частота замираний растет, а их длительность убывает. С ростом расстояния h между лучами распространения сигналов растет угол α , и частота замираний увеличивается, а длительность замираний суммарного сигнала убывает по квадратичному закону.

Так как в точке приема интерферирует часто не две, а несколько отраженных местными предметами волн, то скорость интерференционных замираний меняется во времени по случайному закону, параметры которого зависят от характеристик конкретной трассы связи и от количества отражающих сигнал местных предметов.

Для математического описания интерференционных замираний сигнала используются различные случайные процессы, среди которых наибольшей универсальностью обладает четырехпараметрическая модель распределения плотностей вероятностей [1]. И для имитации радиоканалов мобильной радиосвязи применительно к городским условиям с большим количеством переизлучателей за основу математической модели можно выбрать четырехпараметрический закон распределения вероятностей передаточной функции канала с плотностями вероятностей модуля передаточной функции

$$w(H) = \frac{H}{\sigma_x \sigma_y} \exp \left(-\frac{H^2}{2\sigma_x^2} - \frac{m_x^2 \sigma_y^2 + m_y^2 \sigma_x^2}{2\sigma_x^2 \sigma_y^2} \right) \cdot \sum_{k=0}^{\infty} \sum_{S=0}^{\infty} \frac{(2k+2S-1)! (\sigma_y^2 - \sigma_x^2)^k m_y^{2S} \sigma_x^{2S}}{k! (2S)! 2^k \sigma_y^{2k+4S} m_x^{k+S}} H^{k+S} I_{k+S} \left(\frac{m_x}{\sigma_x^2} H \right), \quad (2)$$

и фазы

$$w(\varphi) = \frac{\sigma_x \sigma_y \exp \left(\frac{m_x^2}{2\sigma_x^2} - \frac{m_y^2}{2\sigma_y^2} \right)}{2\pi (\sigma_y^2 \cos^2 \varphi + \sigma_x^2 \sin^2 \varphi)} [1 + L[1 + \Phi(\sqrt{2}L)]\sqrt{\pi} \exp(L^2)], \quad (3)$$

при
$$L = \frac{m_x \sigma_y^2 \cos \varphi + m_y \sigma_x^2 \sin \varphi}{\sigma_x \sigma_y \sqrt{\sigma_y^2 \cos^2 \varphi + \sigma_x^2 \sin^2 \varphi}},$$

где H - модуль передаточной функции канала связи;

$I_{k+s}(z)$ - модифицированная функция Бесселя порядка $k+s$;

$\sigma_x, m_x, m_y, \sigma_y$ - параметры четырехпараметрического распределения;

$\Phi(\cdot)$ - интеграл вероятности.

Четырехпараметрическая модель передаточной функции канала связи включает в себя много частных случаев распределений, часто наблюдающиеся в различных условиях радиосвязи, и при различных условиях выражение (2) вырождается в более простые, например, при $\sigma_x = \sigma_y = \sigma$ в релеевское распределение.

$$w(H) = \frac{H}{\sigma^2} \exp \left(-\frac{H^2}{2\sigma^2} \right). \quad (4)$$

В рамках модели [1], определяемой выражениями (1)-(3), колебания уровня и фазы принимаемого системой сигнала аналогичны прохождению сигнала через четырехполюсник с комплексным коэффициентом передачи, случайные изменения которого описываются четырехпараметрическим законом распределения. Ортогональные компоненты такого комплексного коэффициента передачи представляют собой случайные процессы, описываемые двумя гауссовыми распределениями с различными дисперсиями и средними ($m_C, m_S, \sigma_C, \sigma_S$). В зависимости от конкретных значений величин этих параметров и получаются различные частные виды распределений.

Однако радиоканалы мобильной связи ММД имеет свои особенности, одной из которых является необходимость работы систем с остронаправленными антеннами для компенсации сильного затухания сигналов ММВ при распространении. Поэтому из-за узости диаграмм направленности антенн подвижной системы связи на приемник может поступать только несколько лучей распространяющегося сигнала, что позволяет от сложной четырехпараметрической модели канала подвижной связи, описываемой выражениями (2) и (3), перейти к инженерной модели, использующейся обычно при расчетах систем связи.

Для моделирования многолучевого распространения в присутствии прямой радиовидимости между абонентами часто используется распределение Рэлея, в большом проценте времени (более 60%) согласующееся с экспериментальными данными [2]. Его плотность распределения вероятностей описывается выражением (4).

Для математического описания канала с прямым лучом и несколькими лучами, появляющимися из-за отражений от подстилающей поверхности и местных предметов, часто используют распределение Райса [40].

$$\omega(x) = \frac{x}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{x^2}{2\sigma^2}\right) \exp(-A) I_0\left(\frac{x}{\sigma} \sqrt{2A}\right),$$

где A – отношение мощности регулярной составляющей уровня полезного сигнала к флуктуирующей составляющей;

В многолучевой цифровой связи наличие глубоких и длительных интерференционных замираний вызывает появление пакетов ошибок, исправление которых затруднено. Поэтому для описания радиоканала ММД требуется определить вероятностные и спектральные свойства этих замираний и зависимость их характеристик от параметров трасс и систем связи.

Для определения длительности таких замираний используют коэффициент корреляции огибающей, характеризующий взаимосвязь изменений уровня сигнала в различные моменты времени на различных частотах

$$\rho(\Delta t, \Delta f) = \frac{(\overline{s_1 s_2}) - \bar{s}_1 \bar{s}_2}{\sqrt{[(\overline{s_1^2}) - (\bar{s}_1)^2][(\overline{s_2^2}) - (\bar{s}_2)^2]}}, \quad (5)$$

где s_1, s_2 – амплитуды сигналов на отстоящих одна от другой частотах на величину Δf и отстоящих одна от другой по времени на Δt .

В выражении (5) черта означает усреднение по ансамблю. Для движущегося абонента мобильной станции в работе [3] предлагается аппроксимация для коэффициента корреляции

$$\rho(\Delta t, \Delta f) = \frac{I_0\left(\frac{2\pi V \Delta t}{\lambda}\right)}{1 + (2\pi \Delta f)^2 T_m^2}, \quad (6)$$

где I_0 – функция Бесселя первого рода нулевого порядка;

V – скорость перемещения абонента;

T_m – среднеквадратическое отклонение времени прихода сигнала по различным лучам относительно их среднего времени прихода.

Выражения для коэффициента корреляции (5), (6) определяют также интервал частотной корреляции замираний R_F , т.е. разнос частот, на котором колебания уровня принимаемых сигналов могут считаться некоррелированными. Если полоса частот спектра сигнала больше, чем R_F , то замирания из гладких, когда все частотные компоненты спектра информационного сигнала замирают одновременно, превращаются в селективно-частотные, когда различные частотные составляющие сигнала замирают не одновременно. Это эквивалентно прохождению сигнала через линейную цепь с неравномерной частотной характеристикой, причем форма частотной характеристики непрерывно изменяется.

Средняя длительность T_3 интерференционных замираний относительно некоторого уровня T_0 может быть аппроксимирована выражением [3]

$$T_3 = \frac{\lambda}{\sqrt{2\pi}V} \frac{\sqrt{2}\sigma}{T_0} \left[\exp\left(\frac{T_0^2}{2\sigma^2}\right) - 1 \right].$$

Расчеты показывают [4], что при движении абонентов связи средняя частота замираний может составлять единицы герц, что сильно влияет на достоверность передачи информации, так как может приводить к пакетам ошибок.

В ММД должны использоваться достаточно широкополосные информационные сигналы и многолучевость может приводить и к селективно-частотным замираниям (СЧЗ). Основной причиной СЧЗ является временное рассеяние прихода различных лучей. Разности фаз между компонентами одной и той же частоты, распространяющимися по разным путям, могут оказаться некоррелированными для разных частот спектра, при этом одни частотные составляющие усиливаются, другие ослабевают.

Из выражения (6) при $\Delta t=0$ следует, что

$$\rho(\Delta f) = \frac{1}{1 + (2\pi\Delta f)T_m^2}.$$

Предположим, что уровень корреляции между различными частотными составляющими равен 0,5, тогда интервал частотной корреляции будет равен $R_F = 1/(2\pi T_m)$. На реальных трассах подвижной связи значение T_m может меняться в широких пределах, от сотых долей микросекунды до десятков микросекунд [35]. Поэтому значение интервала частотной корреляции может принимать любые значения от единиц килогерц до десятков мегагерц.

СЧЗ и многолучевость в ММД приводят к растяжению по времени принимаемых символов, что вызывает межсимвольную интерференцию (МСИ). Расстояние по частотной оси между прямыми и обратными каналами в миллиметровом диапазоне может значительно превышать интервал частотной корреляции, при этом канал дуплексной связи оказывается асимметричным, что затрудняет адаптивное управление системами связи мобильных и базовых станций по обратному каналу.

Библиографический список

2. Кловский Д.Д. Передача дискретных сообщений по радиоканалам. - М.: Связь, 1969. - 376 с.
3. Галкин А.П., Лапин А.Н., Самойлов А.Г. Моделирование каналов систем связи. - М.: Связь, 1979. - 96 с.
4. Nakagami M. The m-Distribution a General Formula of Intensity Distribution of Rapid Fading. Statistical Methods in Radio Wave Propagation, N.York, 1960/ - 190 p.
5. Жоау А., Самойлов А.Г. Оценка замираний сигнала на линиях спутниковой связи / Проектирование и технология электронных средств. - 2014, №2. - С.19-25.

УДК 004.932; ГРНТИ 89.57.35

ОЦЕНКА УРОВНЯ ИНТЕРМОДУЛЯЦИОННЫХ ПОМЕХ СИСТЕМ СВЯЗИ

А.В. Егоров, А.Е. Нуйкина

*Рязанский государственный радиотехнический университет,
Россия, Рязань, rgrtu@rsreu.ru*

Аннотация. В данной работе рассмотрены и описаны ряд методов обеспечения электромагнитной совместимости систем связи. Они систематизированы с точки зрения теоретического, технического и экспериментального подходов. Также рассчитаны уровни интермодуляционных излучений между спутником, находящимся на геостационарной орбите и обслуживающей его земной станцией. Показана необходимость устранения их в данной ситуации.

Ключевые слова: метод, электромагнитная совместимость, интермодуляция, земная станция

ASSESSMENT LEVEL INTERMODULATION COMMUNICATION SYSTEMS

A.V. Egorov, A.E. Nujkina

*Ryazan State Radio Engineering University,
Russia, Ryazan, rgrtu@rsreu.ru*

Annotation. This paper discusses and explains the basic methods for electromagnetic compatibility of communication systems. They are systematized in terms of theoretical, technical and experimental approaches. Also calculated levels of intermodulation emissions between satellites in the geostationary orbit and its serving of the earth station. The necessity of removing them in this situation.

Keywords: method, electromagnetic compatibility, intermodulation, earth station

1. Введение

Одной из основных проблем, которая возникает при проектировании и эксплуатации радиоэлектронных средств является обеспечение их совместной работы в составе системы или комплекса и, следовательно, при наличии станционных и промышленных помех. Эта проблема актуальна в связи с тем, что в настоящий момент радиочастотные диапазоны становятся всё более и более загружены. Стоит сказать о том, что проблема электромагнитной совместимости радиоэлектронных средств и устройств связи возникла давно, но обостряется в связи с повышением плотности использования радиочастотного ресурса. При этом сложность решения данной проблемы приводит к необходимости совершенствования методик по

её устранению. Оценка электромагнитной совместимости является основой при решении этой проблемы [1].

2. Основные подходы к обеспечению объектовой ЭМС

Существует три основных подхода обеспечения объектовой ЭМС: технический, теоретический и экспериментальный. К техническому подходу относится совокупность системотехнических, схмотехнических, конструкторских и технологических приемов, направленных на совершенствование характеристик радиоэлектронных, электронных и электротехнических средств. К ним относят уменьшение связи между электрическими проводниками, т.е. симметрирование, группирование проводников, компоновка элементов и устройств, схемы компенсации связи, а также заземление, экранирование, фильтрация, применение в качестве оболочки поверхности объекта в местах установки антенн композитных материалов, маловосприимчивых к радиоволнам низкочастотных диапазонов и обладающих сильно выраженными анизотропными свойствами.

Вышеперечисленные методы применяются для того, чтобы ослабить восприимчивость устройств к помехам, ослабить помехи на пути их распространения, снизить их уровни, ослабить действия помех, возникающих при применении усовершенствованных способов передачи, а также при обработке информации.

На упорядочивание работы различных радиоэлектронных средств связи для того, чтобы обеспечить их совместную работу направляются организационные меры. К примеру, уменьшение уровней нежелательных излучений передающих устройств схмотехническими методами позволяет реализовать организационное мероприятие – уменьшить минимально допустимый частотный разнос между отдельными средствами.

Теоретический подход к анализу ЭМС заключается в оценке электромагнитного взаимовлияния радиоэлектронных средств. Обычно его реализуют по следующему алгоритму [2]:

1. Частотный анализ. На данном этапе вычисляются возможные частотные каналы влияния при взаимодействии источников и рецепторов помех, в частности приёмных и передающих устройств.

2. Проводится энергетический анализ. Вычисляются возможные уровни напряжений, формируемых на выходе передающего устройства.

3. Оценка уровней наводимых напряжений. На данном этапе рассчитывается уровень наводимых напряжений на входе приемного устройства, учитывающий распространение сигнала по антенно-фидерному тракту.

4. Ширина полосы блокирования радиопомехами. На данном этапе рассчитывается ширина полосы радиочастот приёмного устройства, заблокированная радиопомехами от работы радиопередающего устройства, в зависимости от уровня наведённого напряжения.

Экспериментальный метод актуален на стадии испытаний и проводится на основе теоретических (расчётных) методов. Теоретические методы позволяют сократить сроки испытания РЭС, проводимого с целью обнаружения непреднамеренных помех и степени их воздействия, а также стоимость самих испытаний.

Относительно актуальности обеспечения ЭМС спутниковые системы связи не являются исключением. Спутники работают на не совпадающих частотах и как следствие, это приводит к загрузке частотного диапазона, а также к возникновению помех как для спутниковых систем связи, так и для стационарных радиолиний. Возможные источники помех для наземной спутниковой системы связи:

- 1) помехи, формируемые транспондерами своего спутника, формирующими при этом неосновные, в частности интермодуляционные излучения, при этом не учитывается множитель антенны;

- 2) помехи от соседнего спутника, на совмещенных частотах и частотах побочных излучений.

Основными методами борьбы с ними являются пространственная селекция за счёт диаграмм направленности и поляризационных свойств приемных и передающих антенн, за

счёт избирательности приёмника, принципов построения высокочастотного тракта передающих устройств и частотно-территориальное планирование.

Одной из актуальных проблем является развязка транспондеров, установленных на спутниках, находящихся на геостационарной орбите по основным, интермодуляционным излучениям и каналам приема. Ситуационная схема расположения земной станции и двух спутников, излучение одного из которых (ИСЗ 1) является полезным сигналом, а второго (ИСЗ 2)- помехой.

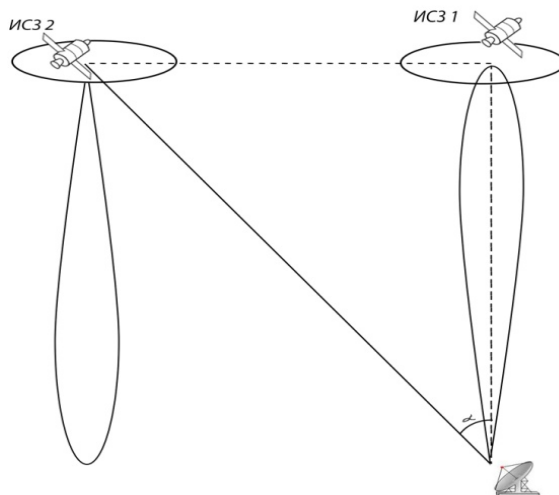


Рис. 1. Взаимное расположение источника помехи (ИСЗ 2) и рецептора (ЗС)

В данной работе рассчитано отношение мощности полезного сигнала к мощности интермодуляционных излучений, формируемых спутником, находящимся на геостационарной орбите, соседней с орбитальной позицией спутника, обслуживающего земную станцию.

3. Расчёт уровней интермодуляционных излучений на входе приемника земной станции

Уровень помех на входе рецептора определяется мощностью их на выходе источника и ослаблением на пути распространения до рецептора, в том числе за счет развязки антенн по поляризации и диаграмме направленности.

Развязка антенн наземной и спутниковой главным образом зависит от длины волны λ (м) и территориального разноса. Горизонтальное расстояние между спутником и земной станцией, находящейся в средних широтах соответствует $x = 5 \cdot 10^3$ км., вертикальное же расстояние соответствует высоте геостационарной орбиты, т.е. $y = 36 \cdot 10^3$ км. Угол α в данном конкретном случае:

$$\alpha = \arctan\left(\frac{y}{x}\right) = 1,42, \text{ следовательно, угол } \alpha = 35^\circ$$

Номинальная мощность каждого транспондера спутника составляет около 100 Вт [3], которая и является мощностью основного излучения. У современных спутников обычно таких транспондеров несколько десятков, для теоретической оценки примем их количество равным десяти.

В соответствии с алгоритмом необходимо оценить частоты, на которых осуществляется передача сигнала. Учтём при этом, что транспондеры спутника работают в L-диапазоне ($f_{\text{раб}} = 6,42$ ГГц), тогда $\lambda = c/f_{\text{раб}} = 0,047$ м.

Выразим оценку развязки антенн между источником помехи (ИСЗ 2) и рецептором (ЗС) через ослабление:

$$L = ДН_{ЗС}(\alpha) + ДН_{ИСЗ2}(\alpha) + L_{\text{св.пр.}} + L_{\text{ионосфер.}} + L_{\text{тропосфер.}} + L_{\text{поляр.}}$$

Ослабление представлено как сумма ослаблений, оказываемых диаграммами направленности антенн земной станции и мешающего спутника, потери сигнала в свободном пространстве, в ионосфере, тропосфере и развязка по поляризации антенн. В частности, антенна

земной станции может представлять собой ФАР 10×10 элементов. Такая антенна обладает высокой скоростью переключения луча, что будет преимуществом при быстром поиске спутника. Ее диаграмма направленности изображена на рисунке 2.

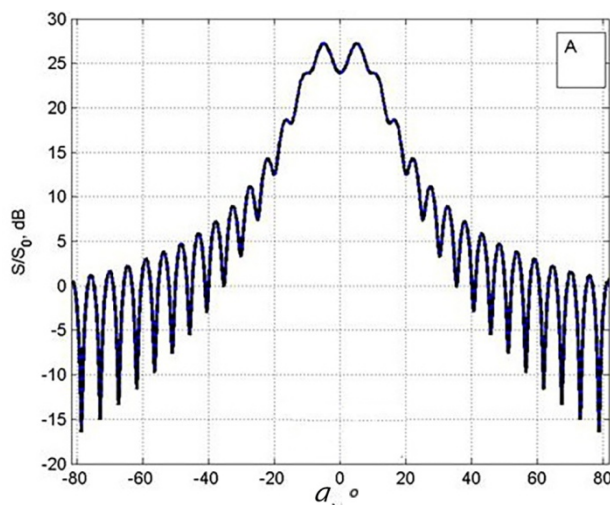


Рис. 2. ДН фазированной антенной решетки 10×10 элементов

По зависимости плотности потока мощности от угловой координаты α определен уровень ослабления, оказываемый антенной земной станции и бортовой параболической антенной [4], и они равны соответственно 5 дБ и -27 дБ.

Из рисунка 1 следует: $R = \sqrt{(5 \cdot 10^3)^2 + (36 \cdot 10^3)^2} = 36,3 \cdot 10^3$ км

Ослабление сигнала в свободном пространстве:

$$L_{св.пр.} = \left(\frac{4 \cdot \pi \cdot R}{\lambda} \right)^2 = \left(\frac{4 \cdot \pi \cdot 36,3 \cdot 10^6 \text{ м}}{0,047 \text{ м}} \right)^2 = 9,625 \cdot 10^{19}$$

Переведём $L_{св.пр.}$ в дБ:

$$L_{св.пр.} = 10 \cdot \lg(9,625 \cdot 10^{19}) = 199 \text{ дБ}$$

Потери сигнала в тропосфере учитываются как сумма потерь в кислороде (O_2) и в водяном паре (H_2O) и они составляют 0,00915 дБ. Величина развязки антенн по поляризации зависит от ослабления сигнала в дожде для конкретного угла места антенны. Угол места антенны известен ($\alpha=35^\circ$), интенсивность осадков для центрального района европейской части (10 мм/час за 0,1 % времени 1 месяца) соответствует ослаблению в дожде в 0,25 дБ. По графику зависимости из [4] развязка антенн по поляризации для такого ослабления сигнала в дожде составляет 26 дБ. Тогда:

$$L = 5 \text{ дБ} - 27 \text{ дБ} + 199 \text{ дБ} + 0,25 \text{ дБ} + 0,00915 \text{ дБ} + 26 \text{ дБ} = 203 \text{ дБ}$$

Амплитуда интермодуляционного излучения N-го порядка на выходе нелинейного элемента [5]:

$$U_{\text{е}i\partial N} = 2^{\frac{a_N}{N-1}} \cdot C_N^k \cdot U_1^{N-k} \cdot U_2^k \quad \text{или в дБ} \quad U_{\text{инт}N} = (N-k) \cdot U_1 + k \cdot U_2 + L,$$

где a_N – коэффициенты Берга; N – порядок интермодуляции; C_N^k – число сочетаний из N по k; U_1 , U_2 – напряжения на входе приёмника; L – потери по пути распространения. Следует отметить, что приведенные расчеты не учитывают развязку в фидерных трактах транспондеров, влияющую на степень взаимовлияния и, следовательно, на уровень интермодуляционного излучения, формируемого на выходе активных элементов.

Оценка уровней интермодуляционных излучений производится как величина отношения сигнал помеха. Поэтому данное выражение преобразуем к виду, устанавливающему связь между мощностями входных сигналов и мощностью интермодуляционного излучения:

$P_{интN} = (N-k) \cdot P_1 + k \cdot P_2 + L[\text{дБ}]$, где P_1 , P_2 - мощности сигнала на входе приёмника; L – потери при распространении сигнала.

Исходя из того, что на спутнике действуют 10 транспондеров, общая мощность входного сигнала, составит 30 дБ. Таким образом, мощность интермодуляционной составляющей на входе приёмника 2-го ($N=2$, $k=1$), 3-го порядка ($N=3$, $k=1;2$) известна. Отношение по мощности сигнала к интермодуляционной помехе 2-го порядка 0,129, для 3-го 0,12, для 4-го 0,1. Интермодуляционные излучения 2-го, 4-го порядков не так опасны, так как они будут подавлены в высокочастотных трактах транспондеров. Воздействию помех подвергнутся только сигналы станции, совпадающие по частотам с интермодуляционными излучениями 3-го порядка соседних спутников. Это свидетельствует о необходимости улучшения электромагнитной обстановки на каждом из исследуемых объектов.

Выводы

Если транспондеры спутника работают в Ку – диапазоне, то, проведя аналогичные расчеты, получаем:

$$\lambda = 3 \cdot 10^8 \text{ м/с} / 10,7 \cdot 10^9 \text{ Гц} = 0,028 \text{ м};$$

$$L_{св.пр.} = 20 \cdot \lg(4 \cdot \pi \cdot R / \lambda) = 20 \cdot \lg(4 \cdot \pi \cdot 36,3 \cdot 10^6 \text{ м} / 0,028 \text{ м}) = 204 \text{ дБ}$$

Отношение сигнал/ помеха в этом случае для 2-го порядка – 0,14, для 3-го – 0,13, 4-го – 0,125.

Из полученных ранее результатов следует, что при смене диапазона рабочих частот отношение мощностей сигнала к помехе, вызванной интермодуляционным излучением транспондеров мешающего спутника, увеличивается. Таким образом, переход к диапазону более высоких частот, грамотное частотное планирование и развязка в антенно-фидерных трактах можно рассматривать как методы борьбы с интермодуляционными искажениями.

Библиографический список:

1. Князев А.Д. Проблемы обеспечения совместной работы радиоэлектронной аппаратуры/ А.Д. Князев, В.Ф. Пчелкин – М.: «Советское радио», 1971. – 200 с.
2. Лазарев Д.В. Методический аппарат оценки электромагнитной совместимости радиосвязных средств объектов морской инфраструктуры / Лазарев Д.В., Грачев Н.Н. // Современная наука: Актуальные проблемы теории и практики сер. «Естественные и Технические науки», № 3 /МИЭМ, 2012.
3. Дерек Стивенсон Спутниковое телевидение в вашем доме – М.: ДМК Пресс, 2009. – 435 с.
4. Бородич С.В. ЭМС наземных и космических радиослужб. Критерии, условия и расчет/ С.В. Бородич. М.: Радио и связь, 1990. - 272с.
5. Виноградов Е. М. Анализ электромагнитной совместимости радиоэлектронных средств: учеб. пособие/ Е. М Виноградов. СПб.: СПбГЭТУ «ЛЭТИ», 2009. - 301 с.

УДК 004.932; ГРНТИ 89.57.35

ОПРЕДЕЛЕНИЕ ПАРАМЕТРОВ ДЛЯ ВЫДЕЛЕНИЯ СЛИТНОЙ РЕЧИ ИЗ СМЕШАННОГО АКУСТИЧЕСКОГО СИГНАЛА

Д.И. Лукьянов, А.А. Даль

Рязанский государственный радиотехнический университет,
Россия, Рязань, rgtu@rsreu.ru

Аннотация. Рассмотрены основные параметры сигнала необходимые для выделения слитной речи из смешанного акустического сигнала, показаны основные подходы для нахождения параметров, используемых при автоматической идентификации диктора. Проведены исследования значимости параметров речевого сигнала.

Ключевые слова: параметры речевого сигнала, коэффициенты линейного предсказания, мелкеструальные коэффициенты.

DETERMINATION OF THE PARAMETERS FOR THE ALLOCATION OF MIXED CONTINUOUS SPEECH ACOUSTIC SIGNAL

D.I. Lukyanov, A.A. Dal
Ryazan State Radio Engineering University,
Russia, Ryazan, rgtu@rsreu.ru

Annotation. The basic parameters of the signal necessary for the allocation of continuous speech from a mixed acoustic signal, showing the main approaches to finding the parameters used for automatic speaker identification. The research significance of the speech signal parameters.

Keywords: the parameters of the speech signal, linear prediction coefficients, mel-frequency cepstral coefficient.

Для выделения слитной речи из смешанного акустического сигнала необходимо определить параметры, по данным которых возможно будет провести эксперимент. В данном исследовании будут использоваться следующие характеристики, описывающие речевой сигнал: кратковременная энергия речевого сигнала, коэффициенты разложения в ряд Фурье, количество нулей интенсивности, распределение энергии сигнала по частотным группам, коэффициенты линейного предсказания, мел-кепстральные коэффициенты, мгновенный уровень речевого сигнала. Например, с помощью кратковременной энергии сигнала можно отличить вокализованные и невокализованные участки, паузу, а количество нулей интенсивности используют для удаления долгих пауз из входящего сигнала. Разложение функции в ряд Фурье является мощным инструментом при нахождении других параметров. Распределения энергии сигнала по нескольким разным частотным группам позволяет выделить звуки более восприимчивые на слух, а коэффициенты линейного предсказания построить линейный многочлен, позволяющий с хорошей точностью вычислять значение любого отсчета в сигнале. Мел-кепстральные коэффициенты позволяют уменьшить количество значений, которые при распознавании успешно заменяют тысячи отсчетов речевого сигнала. Из-за меньшего объема данных гораздо удобнее, чем спектрограмма или временное представление сигнала.

Некоторые из параметров имеют сложные расчетные формулы и большое количество различных подходов к математическому решению уравнений. Для их нахождения подобраны оптимальные пути и методы расчета приведенные в известных источниках [1,2].

Для нахождения коэффициентов линейного предсказания использовалось два различных метода ковариационный метод и автокорреляционный метод.

Ковариационный метод.

Если мы разделим выражение для c_{ij} на N , то получим функцию взаимной корреляции между двумя сегментами сигнала:

$$R(i, j) = c_{ij} / N = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} (x[n-i]x[n-j])$$

Система уравнений Юла – Уокера в матричном виде представляет собой:

$$A \quad P = C$$

где A – вектор коэффициентов a_i ,

P – массив значений $R(i, j)$,

C – вектор значений $R(0, i), i = 1..p, j = 1..p$.

Автокорреляционный метод.

Изменим пределы суммирования в исходном выражении для c_{ij}

$$c_{ij} = c_{ji} = \sum_{n=0}^{N-1-|i-j|} (x[n]x[n+|i-j|])$$

Функция автокорреляции:

$$R(|i-j|) = c_{ij} / N = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} (x[n]x[n+|i-j|]),$$

$$\sum_{i=1}^p a_i R(|i-j|) = R(j),$$

где $j=1..p$.

$$A \quad R = B$$

$$R = \begin{pmatrix} R(0) & R(1) & \dots & R(p-1) \\ R(1) & R(0) & \dots & R(p-2) \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ R(p-1) & R(p-2) & \dots & R(0) \end{pmatrix}$$

Матрица R называется матрицей теплица. В ней на диагоналях стоят равные элементы.

Автокорреляционный метод показал себя более производительным по сравнению с ковариационным методом. Так же достоинством автокорреляционного метода является то, что он требует гораздо меньше вычислений чем ковариационный метод [1,3]. Но при всех достоинствах метода, он не лишен недостатков.

Мел-кепстральные коэффициенты находятся с помощью распространенного метода. Окно Хеммига имеет вид:

$$w_n = 0,54 - 0,46 \cdot \cos\left(2\pi \frac{n}{N-1}\right), n = 0, \dots, N-1,$$

где N — **длина окна, выраженная в отсчётах**.

$$X_k = \sum_{n=0}^{N-1} x_n w_n e^{\frac{-2\pi i}{N} kn}, k = 0, \dots, N-1.$$

k индексы соответствуют значениям частотам

$$f_k = \frac{F_s}{N} k, k = 0, \dots, N/2,$$

где F_s — **частота дискретизации сигнала**.

$$B(f) = 1127 \cdot \ln\left(1 + \frac{f}{700}\right).$$

Обратное преобразование выражается как

$$B^{-1}(b) = 700(e^{b/1127} - 1).$$

$$e_m = \ln\left(\sum_{k=0}^N |X_k|^2 H_{m,k}\right), m = 0, \dots, N_{FB} - 1.$$

$H_{m,k}$ — **весовые коэффициенты полученных фильтров**.

Финальный расчет:

$$c_i = \sum_{m=0}^{N_{FB}-1} e_m \cos\left(\frac{\pi i(m+0,5)}{N_{FB}}\right), i = 1, \dots, N_{MFCC}.$$

Для расчета параметров и автоматизации вычислений использована программная среда Matlab.

Предварительные результаты исследований показали, что наиболее важными параметрами для выделения слитной речи из смешанного акустического сигнала являются мел-кепстральные коэффициенты и коэффициенты линейного предсказания, а также являющиеся основными кратковременная энергия речевого сигнала и число нулей интенсивности.

Библиографический список:

1. Рабинер Л.Р., Шафер Р.В. Цифровая обработка речевых сигналов. Пер. с англ.-М.: Радио и связь, 1981.
2. Вокодерная телефония. Методы и проблемы. Под ред. А.А.Пирогова М.: Связь, 1974..
3. Первушин Е.А. Обзор основных методов распознавания дикторов // Математические структуры и моделирование. — 2011. — Вып. 24.

УДК 004.932; ГРНТИ 89.57.35

ПОМЕХОУСТОЙЧИВЫЙ КОДЕК РЕЧИ НА ОСНОВЕ АЛГОРИТМА SPEEX

А.А. Панарина

*Рязанский государственный радиотехнический университет,
Российская Федерация, Рязань, anastasiya-panarina@mail.ru*

Аннотация. В данной работе описаны речевые кодеки, сравнение их помехоустойчивости в зависимости от вида кодирования, описание и особенности кодека Speex.

Ключевые слова: кодеки речи, помехоустойчивость, CELP, Speex

SPEECH CODEC NOISE IMMUNITY BASED ON THE SPEEX ALGORITHM

A. Panarina

*Ryazan state radioengineering university,
Russian Federation, Ryazan, anastasiya-panarina@mail.ru*

Abstract. This paper describes the speech codecs, comparing their noise immunity depending on the type of coding and description features Speex codec.

Keywords: speech codecs, noise immunity, CELP, Speex

1. Введение

Высокие результаты в области помехоустойчивого кодирования речи получены на базе общего подхода "кодирования с предсказанием".

ИКМ-кодеки обладают самыми плохими показателями помехоустойчивости. Данные системы работают только в области, не восприимчивой к ошибкам в канале связи, но даже в таком случае применяются дополнительные меры для устранения результата появления одиночных ошибок

Системы с дельта-модуляцией сохраняют свою работоспособность при появлении одиночных ошибок и их пакетов малой длительности.

CELP (линейное предсказательное кодирование) – наиболее часто используемый алгоритм, разновидностями которых являются SELP, а также LD-CELP и другие - высокоэффективные кодеры, обеспечивающие превосходное качество звукового сигнала при скоростях 2,4-8 кбит/с. На данный момент кодеки этой группы являются наиболее помехоустойчивыми. На основе линейного предсказательного кодирования было создано множество модификаций, отвечающих поставленным задачам в определённых условиях.[1]

2. Кодек Speex

Как проект Speex был начат в 2002 году с целью создать бесплатный, с открытым исходным кодом кодек речи, в котором так нуждались, поскольку отсутствие подобных кодеков как таковых сильно вредило развитию передачи речи по VoIP. В отличие от существовавшего в то время Vorbis, Speex оптимизирован под речь и предназначен для систем с низкой задержкой по ненадёжной сети с коммутацией пакетов.

Speex базируется на популярном линейном предсказательном кодировании (CELP), но из-за ограничений патента не могут быть использованы такие методы, как использование алгебраических кодов (ACELP). Тем не менее, Speex способен достичь качества, сравнимого с проприетарными кодеками при одинаковом битрейте, поддерживая при этом функции, которых нет в других речевых кодексах. В эти функции входит переменный битрейт, что позволяет более эффективно использовать биты при кодировании в файл, а также встроенное кодирование, обеспечивает простой способ взаимодействия с широкополосными каналами (16 кГц) с помощью старого узкополосного телефонного оборудования.

В настоящее время Speex превращается в полный набор инструментальных средств для развития передачи голоса по VoIP, в том числе обеспечивая алгоритмы подавления шу-

ма, эха, а также адаптивную буферизацию джиттера. Это позволяет использовать клиент Speex разработчику, не обладающему какими-либо знаниями об обработке сигналов.

В отличие от многих речевых кодеков, Speex не ориентирован на мобильные телефоны, однако рассчитан на передачу голоса по IP (VoIP) и файло-ориентированное сжатие. Так как любой кодек, подходящий под VoIP, также подходит под файло-ориентированное сжатие, принимаются в расчёт только требования VoIP.[2]

Использование Speex для VoIP предъявляет следующие требования:

1. Размер кадра и алгоритмическая задержка должны быть минимальны.
2. И кодер, и декодер должны работать в режиме реального времени с ограниченными ресурсами.
3. Потеря пакетов во время передачи должна быть минимизирована.
4. Кодек должен поддерживать как узкую, так и широкую полосу.
5. Должны поддерживаться многократная скорость потока и параметры качества для учёта различных скоростей соединения.
6. Должно быть достигнуто хорошее сжатие без использования известных патентов речевого кодирования.

Речевой сигнал в кодеке Speex разбивается на неперекрывающиеся отрезки длительностью 20 мс (160 отсчётов при 8 кГц). При этом для оценки возбуждающего набора данный отрезок делится на четыре субфрейма длительностью 5 мс. На каждом из субфреймов отыскиваются возбуждающие наборы импульсов как текущего субфрейма (из кодовой книги), так и двух предыдущих субфреймов. Возбуждения двух предшествующих субфреймов складываются с переменными весами, в отличие некоторых кодеков, где используются переменные положения по времени.[2]

Поскольку Speex предназначен для VoIP вместо сотовых телефонов (как и многие другие речевые кодеки), он должен быть устойчивым к потере пакетов, но не к их повреждению - UDP / RTP-пакеты либо прибывают без изменения, либо они не поступают вообще. По этой причине решено ограничить количество межкадровых зависимостей, чтобы передать только предсказание, не допуская возникновения накладывающихся расходов кодирования кадров независимо друг от друга, как это сделано в Ilbc.

Первоначальная цель состояла в том, чтобы добиться такого же качества, как в самых современных кодеках с сопоставимой или несколько более высокой скоростью передачи в битах, и эта цель была достигнута. Speex также имеет следующие особенности, некоторые из которых не встречаются в других речевых кодеках:

1. Интеграция узкополосных и широкополосных каналов, используя встроенный битовый поток.
2. Широкий диапазон скоростей передачи доступных (от 2-х до кбит до 44 кбит).
3. Динамическое переключение скорости передачи битов и переменный битрейт.
4. Обнаружение голосовой активности.
5. Переменная сложность.
6. Сверхширокополосный режим при 32 кГц.
7. Возможность интенсивности стерео кодирования.

Speex основан на CELP, который использует кодирование с линейным предсказанием.

Метод CELP основан на трех идеях:

1. Использование модели линейного предсказания (LP), чтобы моделировать вокальный тракт.
2. Использование адаптивной и фиксированной кодовой книги, как вход модели LP.
3. Выполнение поиска в замкнутом контуре в « перцептивно взвешенной области».

Описание кодера и декодера Speex в этом разделе была значительно упрощена для ясности. Введём LTeR модель источника речи. Эта модель предполагает, что голосовые связки являются источником возбуждения сигнала, и что речевой тракт действует как фильтр, спектрально формирующий различные звуки речи. Несмотря на то, что это приближение, модель широко используется в кодировании речи из-за своей простоты. Её использование также является причиной того, почему большинство речевых кодеков (Speex в том числе) плохо ра-

ботают с музыкальными сигналами. Различные фонемы можно отличить по их источнику возбуждения и спектральной форме. Звонкие (например, гласные) имеют сигнал возбуждения, который является периодическим, и что позволяет аппроксимировать импульсную последовательность во временной области или регулярно расположенные гармоники в частотной области. С другой стороны, шипящие имеют сигнал возбуждения, который похож на белый гауссовский шум. Шипящие имеют сигнал возбуждения, состоящий из гармонической части и шумовой части.[2]

3. Декодер Speex

Прежде чем пояснить процесс кодирования Speex, рассмотрим декодер Speex. Для простоты представлен только узкополосный декодер. Рисунок 1 описывает общий CELP декодер. Возбуждение производится путем суммирования вкладов от адаптивной кодовой книги и фиксированной (так называемой инновационной) кодовой книги.

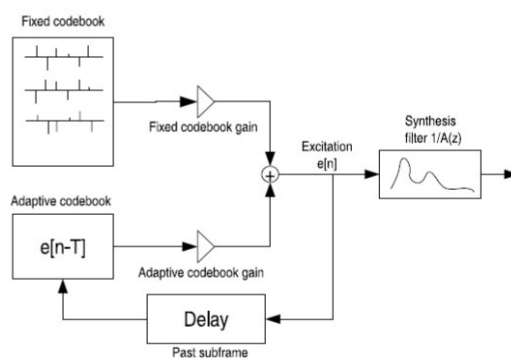


Рис. 1. Декодер Speex

Фильтр, который формирует возбуждение, называется всеполюсным и имеет модель вида $1/A(z)$, где $A(z)$ - предсказывающий фильтр, получаемый использованием линейного предсказания (алгоритм Левинсона-Дарбина). Всеполюсный фильтр используется из-за хорошего представления человеческого голосового тракта, а также потому что он прост в расчетах. В Speex кадры 20 мс длиной, которая составляет 160 семплов для узкой полосы. Кроме того, каждый кадр делится на 4 субфреймов из 40 семплов, которые кодируются последовательно. В большинстве режимов только синтезирующий фильтр и глобальное усиление возбуждения кодируется на кадровой основе, остальные параметры кодируются на субфреймовой основе.[2]

Speex включает в себя три основных отличия по сравнению с большинством последних кодеков CELP. Во-первых, в то время как самые последние кодеки CELP используют оценки дробного шага с единственным усилением, Speex использует целое число для кодирования периода основного тона, но использует 3-ступенчатый предсказатель.

Многие современные кодеки CELP используют переменное превышенное предсказание для кодирования фиксированного усиления кодовой книги. Это обеспечивает несколько лучшее кодирование за счет введения некоторых дополнительных зависимостей от предыдущих кадров. Speex кодирует фиксированное усиление кодовой книги как глобальное усиление возбуждения для кадра, а также набор корректировки усиления субфрейма. Speex использует суб-вектор квантования инновационного сигнала. К сожалению, это не очень эффективный метод квантования, но это было лучшее, что можно было бы использовать в данных патентных ограничениях. Каждый субкадр делится на суб-векторы длиной в интервале от 5 до 20 семплов. Каждый суб-вектор выбран из битрейтно-зависимой кодовой книги и все суб-векторы затем сцепляются. В качестве примера, режим 3,95 кбит использует суб-вектор размером 20 семплов с 32 записями в таблице кодирования (5 бит). Это означает, что нововведение кодируется с 10 битами на субкадр или 2000 бод. С другой стороны, режим 18.2 кбит использует суб-вектор размером 5 семплов с 256 записей в кодовой книге (8 бит), поэтому нововведение использует 64 бит на субкадр, или 12800 бит

4. Кодер Speex

Теоретически, лучший поток линейного предсказательного кодирования будет производиться путем перебора всех вероятных комбинаций битов и выбора той, что имеет наилучшее звучание декодированного звукового сигнала. Это, очевидно, не представляется возможным на практике по двум причинам: требуемая сложность находится за пределами любого доступного в данный момент аппаратного средства, а также критерий выбора «наилучшего звучания» предполагает слушателя.

Для достижения кодирования в режиме реального времени с использованием ограниченных вычислительных ресурсов оптимизация CELP разбивается на меньшие, более легко управляемые последовательные поиски с использованием просто воспринимаемой весовой функции. В случае Speex, оптимизация выполняется в четыре этапа:

1. Анализ линейного прогнозирования используется для определения синтеза фильтра, который преобразуется в линейную спектральную пару (ЛСП) .
2. Запись адаптивной кодовой книги и усиление совместно обеспечивают наилучшее сочетание высоты тона с использованием коэффициента усиления AbS.
3. Фиксированное усиление кодовой книги определяется энергией возбуждения сигнала только в разомкнутом контуре.
4. Фиксированная кодовая книга используется для фиксации лучшего использования AbS.

Выводы

Повышение помехоустойчивости речевых сигналов является приоритетной задачей. Для этого используются специальные помехоустойчивые алгоритмы кодирования, среди которых наибольшее предпочтение отдаётся алгоритмам линейного предсказательного кодирования. В данных помехоустойчивых кодах имеется в виду связь между отсчетами или вносятся неравномерная избыточность. Наиболее точно исследована погрешность предсказания для ЛПК-алгоритмов, и в основном для них разработаны специальные помехоустойчивые коды. При полноценном использовании преимуществ этого подхода можно достичь очень высоких показателей помехоустойчивости.

Библиографический список

1. О. Варламова. Помехоустойчивые коды – будущее цифровой телефонии. 1997
2. Jean-Marc Valin. Speex: A Free Codec For Free Speech. CSIRO ICT Centre, Cnr Vimiera & Pembroke Roads, Marsfield NSW 2122, Australia

УДК 004 ГРНТИ 49.27.99

ПРОЕКТИРОВАНИЕ СИСТЕМЫ УДАЛЁННОГО УПРАВЛЕНИЯ И МОНИТОРИНГА НЕОБСЛУЖИВАЕМЫХ ОБЪЕКТОВ

В.В. Васильев

Рязанский государственный радиотехнический университет

Аннотация. В ходе данной работы были рассмотрены принципы дистанционного управления и сбора данных с необслуживаемых объектов. Для построения такой системы я выбрал проводной способ передачи данных, контроллер фирмы ОВЕН ПЛК 154 и удобный программный интерфейс для получения данных с необслуживаемого объекта. Контроллер предназначен для управления аналоговыми и дискретными входами и выходами, для приема и передачи данных по интерфейсам RS-485, RS-232 и Ethernet.

DESIGN OF REMOTE CONTROL AND MONITORING NONPERFORMING OBJECTS

V. Vasilev

Ryazan State Radio Engineering University

Annotation. During this work the remote control and data acquisition principles were discussed with non-performing facilities. To build such a system, I chose the wire transfer method, company controller OWEN PLC 154 and convenient programmatic interface to receive data from unattended object. The controller is pre-assigned to, manage analog and digital inputs and outputs for receiving and transmitting via RS-485, RS-232 and Ethernet data.

1. Введение

В настоящее время в Рязанской области значительно увеличилось число необслуживаемых объектов и их мониторинг и сбор данных с объектов является наиболее перспективным методом управления и телеметрии. На принципах дистанционного управления строятся автоматизированные системы во всех отраслях промышленности, включая военную. За последние годы резко возрос интерес к построению систем управления и мониторинга. Многие удаленные объекты находятся в десятках километрах от пункта наблюдения поэтому при разработке систем управления и мониторинга, для проектировщика есть два пути решения. Прокладка физического канала связи или же беспроводная связь.

Беспроводная связь, делится на спутниковую, радиосвязь и сотовую.

Среди стандартов сотовой связи один из самых распространенных стандартов является GSM. Но использовать GSM для получения данных неэффективно, так как в «час-пик» информация с объекта доходит с очень большой задержкой, либо вообще не доходит. Поэтому было принято решения отказаться от GSM и использовать Ethernet.

2. Задачи которые я реализую в своей работе

1. Принцип управления климатом на необслуживаемом объекте (т.е. поддержание температуры в установленных пределах в автоматическом режиме (вешаются несколько термодатчиков, внутри и снаружи, собранные данные отправляются на сервер телецентра).

2. Осуществление удаленного управления устройствами, изменение параметров, получение текущих значений.

3. Система охраны необслуживаемого объекта (выполнение функций ОПС, наличие дыма, движения, проникновения на объект)

Так как на большинстве объектов еще не внедрена система мониторинга, при возникновении неисправности на объекте, необходим выезд на объект. Так же увеличивается число необслуживаемых объектов, требуется большее число квалифицированного персонала для обслуживания их. При внедрении системы мониторинга, значительно снизится количество выездов на объекты, количество ложных выездов.

3. Реализации оптимального способа передачи данных

В своей работе я реализовывал выбор оптимального способа передачи данных

Способ передачи данных	Скорость передачи данных	Достоинства	Недостатки
Проводной способ передачи данных	50Мбит/с – 3Гбит/с	Защищенность	Требует больше материальных ресурсов.
Передача данных с помощью 2G	80Кбит/с–100Кбит/с	Малые затраты при реализации.	Нестабильность в густонаселенных районах.
Передача данных с помощью 3G	144 кбит/с– 2Мбит/с	Малые затраты при реализации.	Нестабильность в густонаселенных районах.
Передача данных с помощью LTE	100 Мбит/с– 1Гбит/с	Высокие скорости	Нестабильность в густонаселенных районах,
Радиорелейный способ передачи	80Мбит/с–50Мбит/с	Скорость передачи	Зависимость от погоды, низкая помехозащи-

Исходя из изученной мною теории и заполненной выше таблицы, я выбираю проводной способ передачи данных. Организацией построения сети будет заниматься сторонняя организация.

Следующая задача - выбор параметров мониторинга.

1. Один из важных параметров является климат.

Климатические условия на необслуживаемых объектах, является одной из самых важных проблем. Принципы управления климатом на необслуживаемых объектах т.е. поддержание температуры в установленных пределах в автоматическом режиме заключается в следующем: установлены несколько термодатчиков, внутри и снаружи, датчики влажности, собранные данные отправляются на сервер телецентра.

2. Пожарно-охранная система (ПОС)

Неотъемлемой частью считается пожарно-охранная система, которая в случае пожара, возгорания и проникновения не объект злоумышленника даст сигнал на телецентр. На необслуживаемом объекте установлены:

- Датчики дыма. Он предназначен для обнаружения дыма внутри необслуживаемого объекта. Состоит из корпуса, внутри которой расположена дымовая камера и электронный блок обработки сигнала. Датчик подключается к системе мониторинга, и при наличии дыма посылает сигнал на сервер расположенный на телецентре. Работает он следующим образом: ведется контроль за отраженными ИК излучения от частиц дыма. При определенной концентрации дыма внутри камеры ИК импульсы посланные излучателем отражаются от частиц дыма, если этот порог превышен то подается сигнал о пожаре.

- Датчики открытия-закрытия. На входе на территорию устанавливаются, так называемые сухие контакты, к которым подключаются датчики открытия-закрытия помещения. Если контакт порван, на телецентр сразу же отправляется сигнал.

- Датчик объема. Он предназначен для объемного наблюдения и обнаружения постороннего на объекте. Датчик подключается к ПОС и пульт, через СДК и отправляет данные на сервер.

3. Приемо-передающее оборудование

Каждый необслуживаемый объект оснащен блоком дистанционного контроля СДК-5, к которому непосредственно подключается оборудование, установленное на объекте. Блок СДК-5 представляет собой промышленный компьютер. На этом компьютере установлено программное обеспечение, в котором так же есть приложения сбора данных от всего подключенного оборудования, SNMP агент и WEB-сервер. Как показано на рисунке ниже блок СДК-5 через Ethernet подключается к компьютерной сети TCP/IP, к которой уже подключен центральный сервер. С помощью обычного браузера специалисты на сервере могут устанавливать соединение с блоком дистанционного контроля и получать информацию о текущем состоянии оборудования на необслуживаемом объекте, управлять работой этих устройств. Также возможно управлять и получать данные через SNMP протокол.

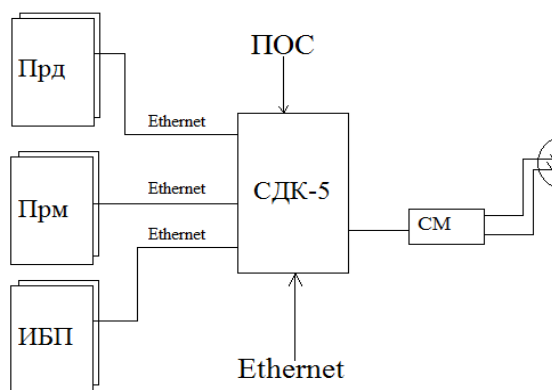


Рис. 1. Подключение всех устройств к СДК-5

4. Разработка структурной схемы подключения всего оборудования к контроллеру ОВЕН ПЛК 154

Так, как СДК- 5 является устройством оборудованием и передача информации с объекта через SNMP протокол является медленной, я внедряю контроллер ОВЕН ПЛК 154. К нему подключается все оборудование. Кондиционеры, датчики дыма, обогреватели, вентилятор, ПОС.

На сервере будет установлен удобный интерфейс. Позволяет видеть в реальном времени подключенные объекты, записывает в журнал их параметры и в случае получения критических данных уведомляет специалиста.

На основе технического задания и теории на рисунке ниже разработана структурная схема подключения всего оборудования к контроллеру ОВЕН ПЛК 154.

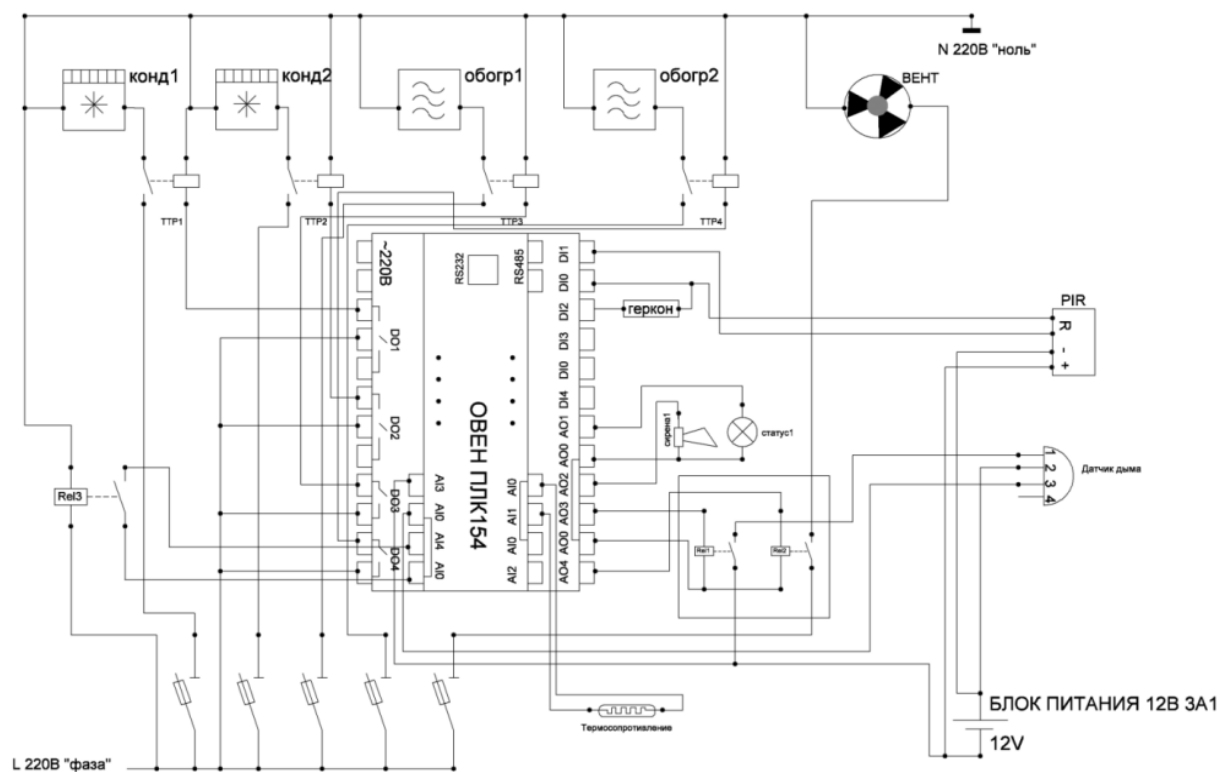


Рис. 2. Схема подключения оборудования к контроллеру ПЛК 154.

Выводы

В своей работе я выбирал способ передачи данных, из перечисленных мною я выбрал, проводной способ передачи данных, так как реализации на его затрату минимальные, так же проводной способ передачи данных обеспечивает достаточную скорость для получения данных с необслуживаемого объекта. Мною были выбраны основные параметры для мониторинга, за которыми необходимо осуществлять контроль. Так же был внедрен контроллер ОВЕН ПЛК 154, который удовлетворяет требованиям необслуживаемого объекта, и позволяет вести дистанционный мониторинг всего оборудования.

В целом эта система сокращает количество ложных выездов на необслуживаемые объекты и более быстрый доступ к объекту через локальную сеть.

Библиографический список:

1. Журнал «Сети» 2000г №6
 - 2 Пути миграции от сетей 2G/3G к сетям LTE Сергей Якимович, Журнал «Технологии и средства связи» №3 2013г. стр. 39-41.
- Руководство по эксплуатации на контроллер, выпущенный в соответствии с ТУ 4252+002+46526536+2007

ГЕНЕРАТОР ВРЕМЕННЫХ МЕТОК РЕЗЕРВНОГО ПРОГРАММНО-ВРЕМЕННОГО УСТРОЙСТВА

В. Новиков

*Рязанский государственный радиотехнический университет,
Рязань, novikov.v.a.48@yandex.ru*

Аннотация. В ходе работы разрабоан генератора временных меток резервного программно-временного устройства .Созданный генератор предназначен для формирования временных меток автономной системы управления движением и навигацией (СУДН) космического аппарата, предназначенного для выработки команд по предотвращению баллистического спуска.

Ключевые слова: резервное программно-временное устройство, генератор временных меток, космический аппарат, программируемая логическая интегральная схема, схема спуска космического аппарата с орбиты, кодовая комбинация, компаратор, протокол JTAG.

GENERATOR TIME STAMPS THE BACKUP PROGRAM-TEMPORARY DEVICE

V. Novikov

*Ryazan State Radio Engineering University, Ryazan
novikov.v.a.48@yandex.ru*

Abstract. In the course of work, razrabotan generator timestamp backup program-temporary device. The created generator is intended for generation of timestamps of the Autonomous motion control system and navigation (AIRCRAFT) spacecraft, designed to generate commands to prevent a ballistic descent.

Keywords: backup program-temporary device, the generator timestamp, spacecraft, programmable logical integrated circuits, the scheme of descent of a spacecraft from orbit, combination, comparator, JTAG Protocol.

1. Введение

Маневрирование на орбите, т.е. смена орбиты космического аппарата (КА), является важной задачей космической механики. Маневры на орбите могут проводиться как под управлением оператора с Земли, так и под автономным управлением бортового компьютера КА.

Для маневрирования на орбите в неавтономном режиме на КА передаются команды управления по радиоканалу. Поскольку на трассе «КА - Земля» возможны искажения команд либо даже полное их непрохождение, автономные системы управления КА принимают на себя управление по заранее заданной программе с помощью аппаратуры, размещаемой на самом объекте. Для формирования команд управления в этих системах не используются сигналы, которые могут поступать с пункта управления.

В данной работе выполнена разработка генератора временных меток для автономной системы управления движением и навигацией (СУДН) КА, предназначенного для выработки команд по предотвращению баллистического спуска [1].

Актуальность подтверждается последними авариями КА при переходе в автономный режим работы. Так, например, космический рентгеновский телескоп ASTRO-H, запущенный в космос 17 февраля 2016 года, был потерян уже 26 марта при прохождении Бразильской магнитной аномалии. Повышенный уровень радиации нарушил работу бортовой электроники, а отсутствие в этом регионе связи с наземными службами не позволило вмешаться в работу системы управления КА.

2 Разработка структурной схемы устройства

Функциональная схема генератора временных меток РПБУ приведена на рисунке 1. При реализации генератора меток РПБУ на ПЛИС средствами языка VHDL каждому блоку функциональной схемы соответствует VHDL-процесс [0].

Высокочастотный сигнал поступает от генератора синхроимпульсов (ГСИ) на блоки делителей 1 и 2, которые преобразуют его в тактовые сигналы типа «меандр» с частотой 1 Гц и 1 кГц соответственно, что позволяет далее их использовать как счетные импульсы для измерения секунд и миллисекунд.

Тактовый сигнал с выхода делителя 1 подаётся на первый счётчик (счётчик секунд) с модулем счета 60 и со служебным входом асинхронного сброса. Выходной 6-разрядный сигнал счетчика с информацией о количестве секунд поступает на компаратор. При перезагруз-

ке счетчика также вырабатывается импульсный сигнал положительной полярности для формирования тактового сигнала для счетчика минут.

Второй счётчик (счётчик минут) работает аналогично первому, за исключением того, что на вход подаётся сигнал установки минут.

Третий счётчик (счётчик часов). На входе сигнал настройка часов от предыдущего счётчика, и сигнал «сброс». Производит счёт от 0 до 23, каждый счёт отправляет значения счётчика на компаратор.

Компаратор выполняет сравнение сигналов со счетчиков с моментами времени, заложенные в программах №9 и №11, для формирования сигнала разрешения, формирования метки времени и соответствующей ей четырехразрядной кодовой комбинации.

Счетчик миллисекундных импульсов формирует опорный импульс из входного сигнала разрешения и тактового сигнала с выхода делителя 2 с длительностью, соответствующей кодовой комбинации:

- 125 мс для сигнала сброса (метка «0м»);
- 250 мс для меток программы №9 и №11(метки «1м» - «10м»).

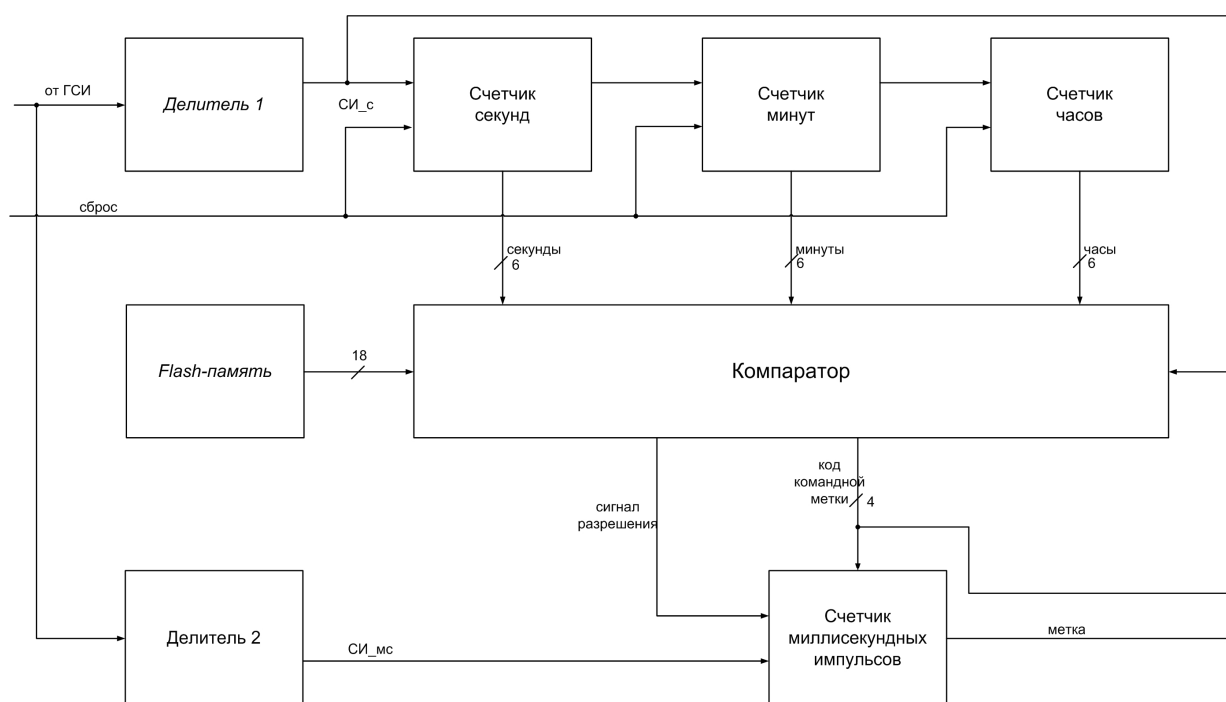


Рис. 1. Функциональная схема генератора временных меток РПВУ

3 Принципиальная электрическая схема

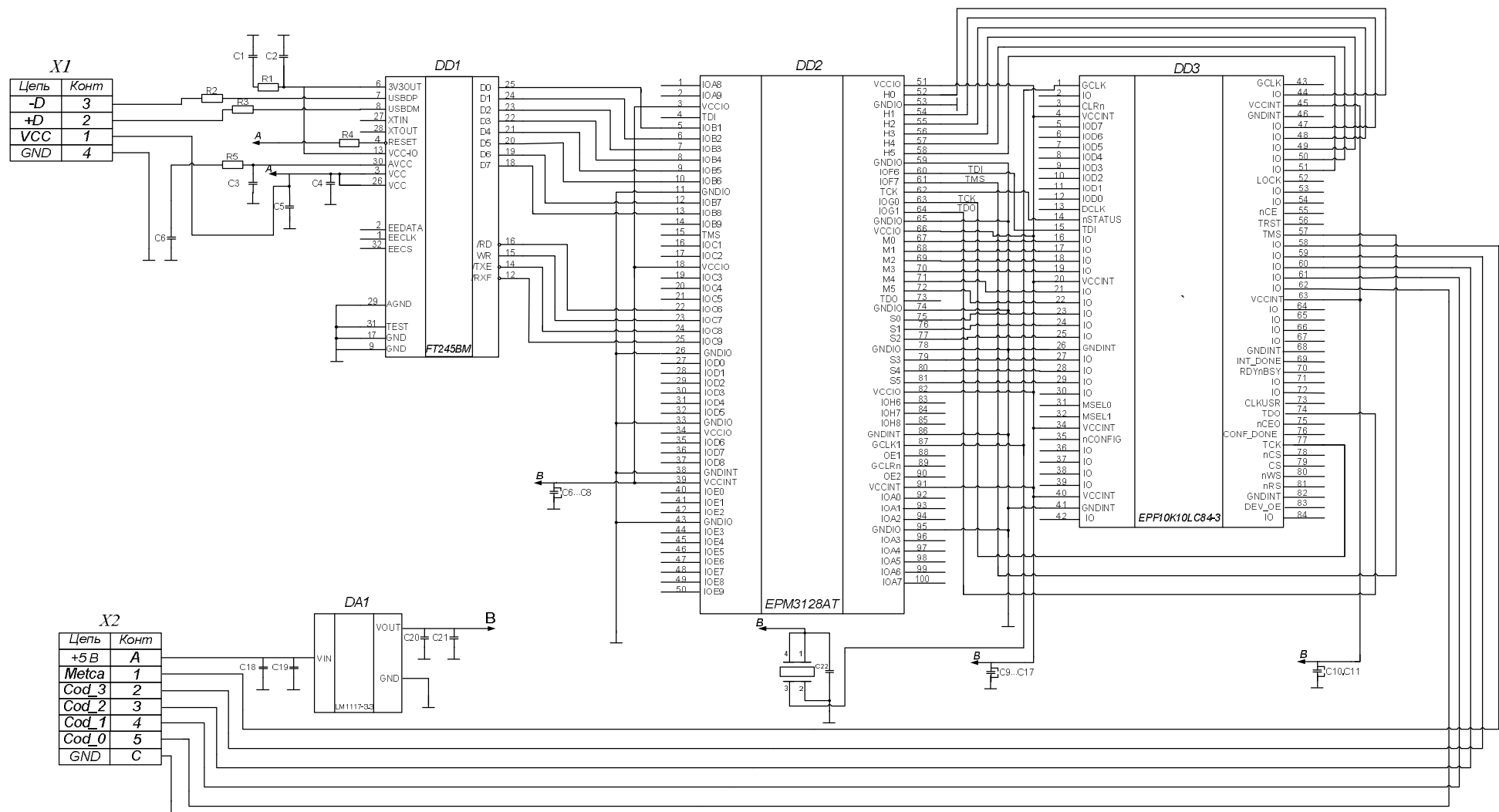
Принципиальная электрическая схема устройства представлена на рисунке 2.

Она состоит из следующих цифровых и аналоговых интегральных микросхем:

- 1) DA LM1117-3.3
- 2) DD1 USB blaster FT245BM
- 3) DD2 ПЛИС EPM3128AT (конфигурационная ПЛИС семейства CPLD)
- 4) DD3 ПЛИС EPF10K10LC84-3 (отладочная плата семейства FPGA).

На микросхеме DD3 с использованием языка описания аппаратуры VHDL реализован генератор резервного программно-временного устройства, выходные сигналы которого обеспечивают выполнение требований, предъявляемых техническим заданием на выпускную работу. Микросхема DD3 имеет 84 контакта, из них 59 выводов общего назначения, из которых для формирования временных меток и их кодов задействовано 5 выводов. Данная микросхема соединяется с микросхемой DD2 по протоколу JTAG по линиям TDI, TMS, ISPTCK, TCK, TDO. Линии IOxx, где xx – номер этой линии, предназначены для обмена данными между DD2 и DD3 [0,4].

При подаче на устройство питания энергонезависимая микросхема DD2 хранит конфигурацию схемы DD3, в которой используется динамическое ОЗУ.



По техническому заданию на входе нашего устройства +5В, а микросхемы DD2 и DD3 работают от стабильного напряжения 3 В, которое подается на линии VCC. С помощью аналогового устройства DA преобразуем напряжение 5 В в стабильное 3 В, необходимое для нормальной работы в космосе.

4 Проверка работоспособности и назначение выходных временных меток

Код программы данного устройства написан с использованием структурного стиля программирования – сложный объект представляется в виде комбинации простых компонент, которые подключаются к проекту верхнего уровня.

Промоделированный в программе Quartus II Software Version 9.0 проект показал, сколько ресурсов данной ПЛИС задействовано (**Ошибка! Источник ссылки не найден.**), а именно:

- общее количество логических элементов – 219 из 576 возможных, что составляет 38 %;
- общее количество выводов – 7 из 59 возможных, что составляет 12 %.

Flow Status	Successful - Wed May 25 19:26:56 2016
Quartus II Version	9.0 Build 235 06/17/2009 SP 2 SJ Web Edition
Revision Name	RPVU
Top-level Entity Name	RPVU
Family	FLEX10K
Met timing requirements	Yes
Total logic elements	219 / 576 (38 %)
Total pins	7 / 59 (12 %)
Total memory bits	0 / 6,144 (0 %)
Device	EPF10K10LC84-3
Timing Models	Final

Рис. 3

5 Экспериментальная часть

Целью экспериментальных исследований является моделирование работы генератора временных меток РПВУ в среде Quartus II Software Version 9.0.

Для проведения эксперимента использовалось следующее оборудование:

- 1) Персональный компьютер с операционной системой Windows 7;
- 2) ПЛИС EPF10K10LC84-3.

Установим время моделирования 3800 секунд, что соответствует 63 минутам. Пусть на делитель 1 поступает сигнал с частотой 2 МГц, тогда коэффициент деления выбираем N=2000, а для делителя 2 N=2 соответственно.

Модель работы генератора меток по программе №9 представлена на Рис. 4. Каждой кодовой комбинации соответствует своя временная метка. Метки появляются в интервалы времени, соответствующие техническому заданию (циклограмме) на данное устройство.

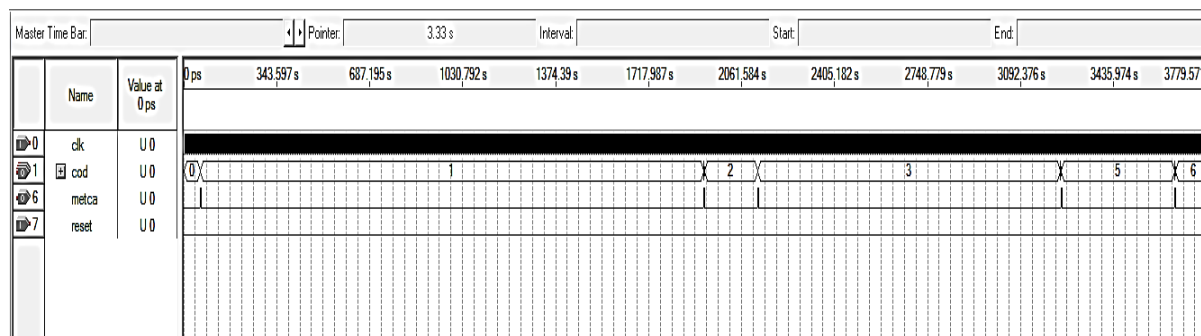


Рис. 4

Рис. 5 показывает, что в интервал времени равный 1921 сек = 31 мин вырабатывается метка «2м» длительностью 250 мс и ее 4-х разрядный код 2.

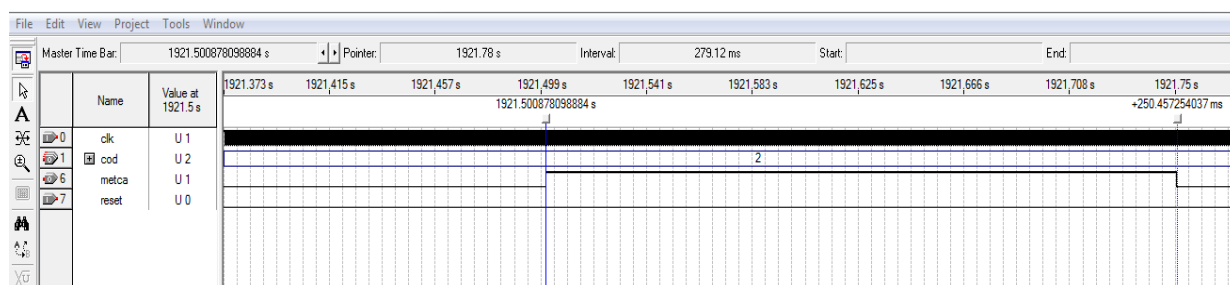


Рис. 5

На рисунке 5 представлен классический временной анализ, который показал, что максимальная частота, на которой сможет работать ПЛИС – 44,05 МГц. Интервал времени от активного фронта тактового сигнала до появления сигнала на выходе (строка worst-case tco) составляет 14,6 нс, а так же интервалы времени до активного фронта тактового сигнала, в течение которого на входе должен действовать установившийся активный сигнал (строка worst-case tsu) и после активного фронта тактового сигнала, в течение которого на входе должен действовать установившийся логический сигнал (строка worst-case th) равны 0,5 нс и 4,8 нс соответственно [0].

Type	Slack	Required Time	Actual Time	From	To	From Clock	To Clock	Failed Paths
1 Clock Setup: 'clk'	N/A	None	44.05 MHz (period = 22.700 ns)	counter:comp_counter_hrlchet[2]	comp:comp_complcod[0]	clk	clk	0
2 Total number of failed paths								0
3 Worst-case tco	N/A	None	14.600 ns	coun_1:comp_coun_1metca	metca	clk	--	0
4 Worst-case th	N/A	None	4.800 ns	reset	counter:comp_counter_minclk_cnt	--	clk	0
5 Worst-case tsu	N/A	None	-0.500 ns	reset	counter:comp_counter_slclk_cnt	--	clk	0

Рис. 6

Выводы:

Целью явилось создание генератора временных меток резервного программно-временного устройства. В ходе выполнения проекта решены следующие задачи:

- 1) Разработана структурная схема РПВУ. Указано его место в составе космического корабля «Союз МС» и «Прогресс МС»
- 2) Разработана принципиальная электрическая схема. Элементы данного устройства выбраны таким образом, что бы выполнялись требования технических условий.
- 3) Разработана программа на языке описания аппаратуры VHDL.

Библиографический список

1. ОСТ 92-5100-2002. Аппаратура космических комплексов. Общие технические условия.
2. Суворова, Е.А. Проектирование цифровых систем на VHDL/ Е.А. Суворова, Ю.Е. Шейнин. – СПб.: БХВ-Петербург, 2003. – 576 с.
3. EngineerDeveloper. JTAG – основы и немного теории [Электронный ресурс], – <http://portal-ed.ru/index.php/testirovanie-i-kontrol/92-jtag-osnovy-i-nemnogo-teorii.htm> – статья в интернете.
4. Архитектура ПЛИС (FPGA) [Электронный ресурс], – <http://marsohod.org/index.php/ourblog/11-blog/265-fpga> – статья в интернете..
5. Максфилд К. Проектирование на ПЛИС. Курс молодого бойца/ К. Максфилд — М.: Издательский дом «Додэка-XXI», 2007. – 408 с.

МЕТОДЫ ПЕРВИЧНОГО КОДИРОВАНИЯ РЕЧЕВЫХ СИГНАЛОВ НА ОСНОВЕ АЛГОРИТМА CELP

В.А. Беликов

*Рязанский государственный радиотехнический университет
Россия, Рязань*

Аннотация. В данной работе рассмотрены различные виды адаптивного кодирования. Проводится анализ основных стандартов первичного кодирования речевого сигнала на основе алгоритма CELP. Более подробно рассмотрен алгоритм кодирования с применением алгебраического линейного предсказания с кодовым возбуждением CS-ACELP.

Ключевые слова: CELP, CS-ACELP

METHODS OF PRIMARY ENCRYPTION OF SPEECH SIGNALS ON BASIS OF ALGORITHM OF CELP

V.A. Belikov

Ryazan State Radio Engineering University, Ryazan

Annotation. In hired the different types of adaptive encryption are considered. The analysis of basic standards of primary encryption of speech signal is conducted on the basis of algorithm of CELP. In more detail the algorithm of encryption is considered with the use of algebraic linear prediction with code excitation of CS - ACELP.

Keywords: CELP, CS-ACELP

В сегодняшних условиях работы техники кодирования звуковых сигналов, сформировалась проблема, требующая изменения приоритета систем с фиксированными процедурами сжатия голосовых сообщений.

В ситуации, когда существует недостаточная информация о характеристиках кодируемой речи подкласс адаптивных систем, как систем способных изменять свою организацию, становится востребованным. Идеи, лежащие в основе при проектировании данных систем, повышают параметры качества кодирования речевой информации по объективным и по субъективным показателям. Наиболее важным аспектом любой системы кодирования человеческой речи является способность различить эту речь на приемной стороне ухом, что является субъективным фактором. Основная проблема заключается в передаче такого сообщения под воздействием различных мешающих факторов.

Главное предназначение адаптивных систем- это кодирование речевой информации в условиях неопределенности при описании моделей объектов кодирования, а именно речевого сигнала и внешних возмущений. Это достаточно важно, когда данная неопределенность оказывает значительное влияние на процесс и результативность кодирования, получившуюся при этом.

Обработка данных происходит в реальном масштабе времени и применяется с целью улучшения качественных параметров при сжатии речи.

Кодеки речевых сигналов, базируются на разнообразных алгоритмах обработки и сжатия речевой информации.

Анализ кодеков речи, реализуемых в классе адаптивных систем, выделяет следующие направления:

1. При реализации низкоскоростных кодеков речи главенствующее нишу занимает метод кодирования на основе линейного предсказания.
2. Рост адаптивных процессов обработки сигналов.
3. Явно выраженная взаимосвязь между качеством речи, проходящей на низких скоростях кодирования со степенью адаптации соответствующих кодеков речевых сигналов.

При рассмотрении степеней адаптации способов кодирования информации, передаваемой с помощью голоса, можно сделать вывод о приоритете перехода систем кодирования речи к адаптации, использующей множество параметров в условиях неясности самого сигнала и среды в которой работает кодек.

Метод, рассматриваемый в данной работе, основан на линейной модели процесса с авторегрессией в корне идеи при формировании и распознавания звуков и включен в совокупность способов анализа через синтез. Данный класс расположен в иерархии между коде-

ками, основанными на форме колебания сигнала и вокодерами, базирующимися на анализе и кодирования некоторых параметров речевой информации, используя достоинство своих «соседей».

Линейной модели процесса с авторегрессией в корне идеи при формировании звукового сигнала с неизменными на интервалах 20...40 мс параметрами являются самыми используемыми в сегодняшние дни.

Модель человеческой речи с авторегрессией в корне идеи характеризует ее с хорошей точностью и делает возможным применение математических операций, присущих линейному предсказанию. Также это позволяет получить лучшее качество при декодировании языкового сообщения, стабильность при шуме на входе и ошибкам в связных каналах.

Необычности восприятия на слух учитывается при помощи взвешенной по частоте квадратичной ошибки.

По способу охарактеризовать сигнал, находящийся на входе фильтра, выделяют алгоритмы:

- с возбуждением прореженной последовательности импульсов;
- самовозбуждением;
- скодовым возбуждением.

Алгоритм с самовозбуждением целесообразнее использовать при речевых сигналах со скоростями передачи от 3 до 7 кбит/с

Для сигнала речи без кодирования осуществляется воссоздание утерянного кадра повторением предшествующего сигнала синхронно с периодом основного тона.

Большинство гибридных CELP вокодеров, например ITU-T G.723.1, содержат в себе PLC технологии. Основным их недостаток заключается в проявлении утерянного кадра в последующих кадрах, не содержащих ошибки, из-за реализации в них дифференциального кодирования параметров.

Так как любой человек рассматривается основной составляющей любой телекоммуникационной системы, то анализ качества речевого сообщения реализуется на его субъективном восприятии речи. Наиболее популярное измерение качества происходит по шкале MOS. Измерения по шкале MOS осуществляется способом усреднения оценок, даваемых группами auditors, которые выставляют баллы различным звуковым сигналам. Каждый дает свою оценку каждому речевому сообщению по пятибалльной шкале. После чего происходит усреднение результатов.

Изучив оценочную таблицу MOS была выбрана одна из рекомендаций ITU-T, характеризующая одну из алгоритмов CELP, с достаточно высоким баллом. Изучив более подробно принцип кодирования на скорости 8 кбит/с и проанализировав схемы кодера и декодера CS-ACELP были выделены две разновидности этого стандарта, значительно различающиеся по сложности вычислений, но оба обеспечивающие примерно такое же хорошее качество речи.

Данная рекомендация описывает алгоритм кодирования на скорости 9 кбит/с с применением алгебраического линейного предсказания с кодовым возбуждением.

Этот вокодер разработан для использования с цифровыми сигналами, получившимися после предобработки входного аналогового сигнала ФНЧ, продискретизированным частотой 8кГц и переведенным в ИКМ сигнал. Сигнал на выходе преобразуется в аналоговую форму таким же аналогичным способом.

Данный вокодер базируется на линейном предсказании с кодовым возбуждением и осуществляющий свои задачи с фреймами длительностью 16 мс или 120 выборок. В ходе работы присутствует задержка равная 7мс. Все оставшиеся не учтенными задержки появляются из-за следующих аспектов:

- времени, затраченного на кодирование и декодирование;
- времени, для передачи по линии;
- времени при мультиплексировании, если речевой сигнал группируется с другими видами данных.

Исходя из этого, рекомендация G.729 работает с отрезками времени по 8мс и генерирует четыре импульса.

Для режима 6 кбит/с протокол G.723.1 реализуется на пакетах длительностью 9,2мс.

Основной проблемой применения в практической деятельности данного кодека является недостаточная восприимчивость к звукам, присущим русской речи.

Изучив положительные стороны данного способа кодирования, предлагается произвести внедрение данного вокодера в комплексы технических средств, рассчитанных на работу со звуковым сигналом, характеризующим и являющимся переносчиком русской речи в этих комплексах.

На основе фонетического анализа английского и русского языков необходимо усовершенствовать алгоритм кодирования и декодирования. С этой целью необходимо произвести анализ и подбор коэффициентов линейного предсказания для повышения качества кодирования русской речи.

Библиографический список

1. Андриевский Б.Р., Фрадков А.Л. Избранные главы теории автоматического управления с примерами на языке MATLAB. – СПб.: Наука, 1999. – 467 с.
2. Афанасьев А.А., Басов О.О., Богачев Г.В. Особенности системы с переменной структурой для кодирования речевых сигналов. 6-я Международная конференция и выставка "Цифровая обработка сигналов и ее применение". Доклады – 1. – М.: 2004. – с.76-79.
3. Мирошник И.В., Никифоров В.О., Фрадков А.Л. Нелинейное и адаптивное управление сложными динамическими системами. – СПб.: Наука, 2000. – 549 с.
4. Общие аспекты цифровых систем передачи; оконечное оборудование. Рекомендации G.711, G.721, G.722, G.723, синяя книга, том III – Выпуск III.4, Мельбурн, 1988. – с.175-185, 231-359.
5. www.itu.com
6. Афанасьев А.А., Богачев Г.В., Рыболовлев А.А. Теоретико-множественная модель липредера с адаптацией распределения информационных ресурсов к статистическим характеристикам кодируемых параметров. Орел: Академия ФАПСи, 2002. – 60 с. Библиогр. 57 назв. Деп. в ВИНТИ. 2311 – В2002.
7. Быков С.Ф., Журавлев В.И., Шалимов И.А. Цифровая телефония: Учеб. пособие для вузов. – М.: Радио и связь, 2003. – 144 с.
8. Шелухин О. И., Лукьянцев Н. Ф. Цифровая обработка и передача речи. – М.: Радио и связь, 2000. – 456 с.

УДК 621.396; ГРНТИ 49.37.33

УСТРОЙСТВО ОБРАБОТКИ РАДИОЛОКАЦИОННОЙ ИНФОРМАЦИИ

О. Филипенко

*Рязанский государственный радиотехнический университет,
Рязань, smilenow170414@mail.ru*

Аннотация. В ходе работы было разработано устройство обработки радиолокационной информации. Созданное устройство предназначено для приема сверхширокополосного сигнала, преобразования его в цифровую форму, применение цифровой обработки к принятому сигналу, поределения скорости цели.

Ключевые слова: цифровая обработка, радиолокационной информации, весовая обработка, бортовая аппаратура, быстрое преобразование Фурье, аналого-цифровое преобразование.

RADAR INFORMATION PROCESSING DEVICE

O. Filipenko

*Ryazan State Radio Engineering University,
Ryazan, smilenow170414@mail.ru*

Abstract. During the research the device of radar data processing was developed. Created a device for receiving an ultra-wideband signal, converting it into a digital form, the use of digital processing to the received signal, poredeleniya target speed.

Keywords: digital processing, radar data, the weighting processing, on-board equipment, fast Fourier transform, analog-to-digital conversion.

1. Введение

В настоящее время в радиолокационных, радионавигационных, метрологических радиотехнических системах обнаружения и измерения параметров движущихся целей, а так же

улучшение параметров, характеристик радиолокационных станций бесспорно является важным вопросом в современных радиолокационных системах.

Применение цифровой обработки радиолокационной информации позволяет получить сведения об объектах, находящиеся в зоне видимости. Такая обработка позволяет получать данные о координатах цели, параметрах ее траекторий, времени локации и другие сведения о цели. В современном мире технологий в сфере радиолокации большое акцентирование направлено на время обработки радиолокационной информации. Применение быстродействующих цифровых ЭВМ позволяет в свою очередь сократить время для обработки информации [1].

Так же применение цифровых систем позволяет улучшить адаптивные свойства системы к различным видам помех, так как разрабатываемое устройство будет находиться на борту самолета этот фактор является решающим в процессе обработки принятых сигналов.

2 Принцип работы устройства, требования, предъявляемые к аппаратуре

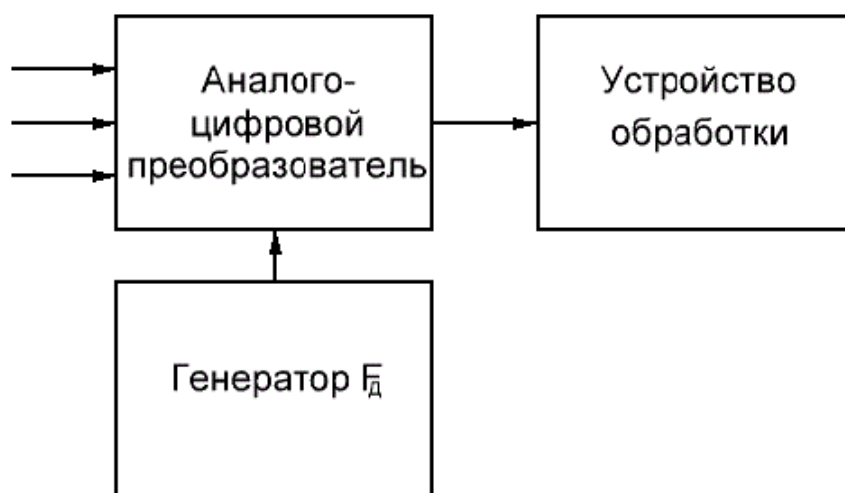


Рис. 6. Принцип работы устройства

Принятая радиолокационная информация поступает по трем каналам на аналого-цифровой преобразователь (АЦП). По первому и второму каналу передаются квадратурные и синфазные составляющие принятого сигнала. Третий канал выполняет роль компенсационного канала, который служит для подавления помех. Принцип его работы основан на компенсационном методе (метод на основе корреляционной обратной связи) подавления помех.

Помеха, принятая основным каналом, поступает на первый вход коррелятора, проходящая через сумматор. На второй вход коррелятора поступает помеха, принятая компенсационным каналом. Коррелятор формирует весовой коэффициент взаимной корреляции помех. Помеха с выхода компенсационного канала умножается в перемножителе на весовой коэффициент, который формирует коррелятор, и поступает на сумматор, где уже вычитается с помехой основного канала [2].

Информация поступающая на аналого-цифровой преобразователь преобразуется в цифровую форму, поступает на устройство обработки. В соответствии с алгоритмом цифровой обработки производится обработка (будет показана в качестве эксперимента, ниже).

При разработке устройства были применены некоторые дополнительные условия, так как устройство будет находиться на борту самолета. При выборе цифровых устройств нужно акцентировать внимания на такие параметры, как перепад температурного режима, влажность воздуха, воздействия механических факторов (вибрация, удары, линейные ускорения).

Исходя из этих факторов аппаратура должна поддерживать температурный режим - 40°C до +70°C, влажность воздуха не превышать 90%, выдерживать вибрацию до 5g и удары до 20g.

Так же при выборе аналого-цифрового преобразователя предъявлялись границы по частоте дискретизации. Исходя из параметров цели, скорость которой варьировалась от 500

до 700 м/с и длинны волны сигнала 20 см. Из условия теоремы Котельникова определялись условия по частоте дискретизации 5-7 кГц.

3 Конфигурация устройства обработки

Конфигурация устройства обработки:

- Модуль центрального процессора
- Адаптер SVGA
- Дисковод
- Адаптер клавиатуры
- Монитор
- Блок питания

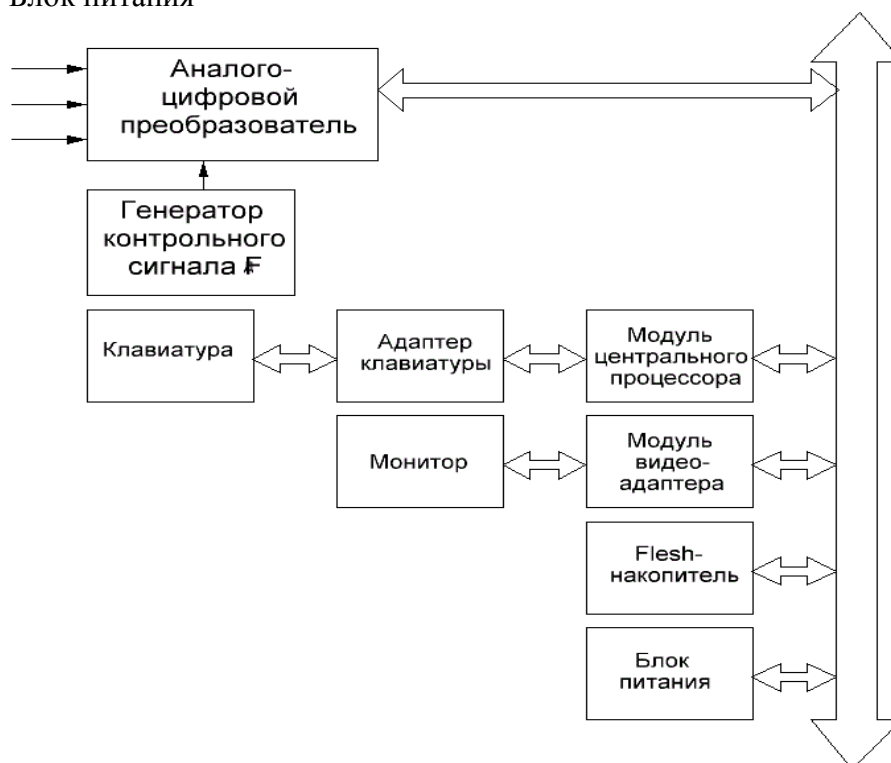


Рис. 7. Структурная схема устройства

Цифровая обработка радиолокационной информации в устройстве реализуема программным способом. Серийность устройства небольшое, поэтому узлы выгоднее покупать чем разрабатывать. Так же стоит учитывать условия, к которым устройство будет работать (выше было описано), исходя из этих требований выбор пал на фирму Octagon и ее продукцию – IBM совместные компьютеры серии MicroPC.

Конфигурация устройства устанавливается на борту самолета, поэтому оно не будет содержать следующие устройства монитор, адаптер клавиатуры, модуль видеоадаптера и клавиатуру, так как эти устройства служат для наладки оборудования. Все модули устройства соединяются стандартной шиной ISA.

Принцип работы устройства состоит в следующем. На аналого-цифровой преобразователь по трем каналам последовательно подается информация, преобразуется в цифровую форму, модуль центрального процессора в соответствии с программным обеспечением производит преобразование Фурье, после обработки определяет есть ли превышение порогового значения, установленное на пороговом устройстве, если есть определяет скорость цели. Возможен вариант обработки как на земле, вследствие накопления информации на съемный носитель, так и непосредственно на борту самолета, без накопления информации.

Для контроля функционирования с генератора контрольного сигнала подаются смоделированная $F_{\text{п}}$, затем система производит полный цикл обработки.

4 Экспериментальное исследование

В ходе экспериментальных исследований рассматривалось влияние количества точек быстрого преобразования Фурье (БПФ) и применения различных оконных функций на качество получаемого спектра.

В качестве исследуемого сигнала выступал сигнал с линейно частотной модуляцией (ЛЧМ), так как ЛЧМ сигнал является сверхширокополосным и имеет ряд преимуществ, по отношению к другим сигналам. Частота заполнения ЛЧМ сигнала 1.5 ГГц. Последовательность эксперимента заключалась в применении БПФ. После к сигналу были применены оконные функции и на конечном этапе моделирования производилось ОБПФ. Полученные спектры при применении различных весовых окон сравнивались. Результаты экспериментального исследования занесены в таблицу.

Результаты эксперимента при 256 точек ДПФ.

Таблица 2 - Результат эксперимента

	Тип Окона	
	Хемминга	Бесселя
Уровень осн. лепестка, дБ	93.3	93.3
Уровень боковых лепестков, дБ	30	26

Выводы

Программное обеспечение устройства легко изменить или заменить более совершенным, что дает большую возможность использования различных вариантов цифровой обработки, это позволяет определить высокую эффективность устройства.

В результате экспериментального исследования был показан алгоритм обработки. Из приведенных выше результатов, показано, что при применении окна Бесселя уровень боковых лепестков уменьшается на 4 дБ по сравнению с окном Хэмминга.

Библиографический список

1. Фарина А., Студер Ф. Цифровая обработка радиолокационной информации. Сопровождение целей [Текст] / А. Фарина, Студер Ф., пер. с англ. — М.: Радио и связь, 1993. — 320 с.: ил.
2. Бакулев П. А. Радиолокационные системы [Текст] / П. А. Бакулев. Учебник для вузов. — М.: Радиотехника, 2004. — 320 с.: ил.

УДК 681.391; ГРНТИ 28.21.19

КОДЕК С ИСПРАВЛЕНИЕМ ОШИБОК ДЛЯ КОМПЛЕКСОВ ТЕЛЕУПРАВЛЕНИЯ И ТЕЛЕМЕТРИИ

С.А. Самойлов, А.М. Даниленко, Е.С. Конюх

*Владимирский государственный университет имени А.Г. и Н.Г. Столетовых,
Российская федерация, Владимир, samoylow@rambler.ru*

Аннотация. В данной работе рассмотрены возможности применения помехоустойчивых методов кодирования в системах связи телеуправления и телеметрии. Показаны принципы построения кодирующих и декодирующих устройств. Приведены структурные схемы кодера и декодера Рида-Соломона. Предложена реализация кодеров Рида-Соломона на программируемых логических интегральных схемах ПЛИС.

Ключевые слова: Рид-Соломон, кодек, помехоустойчивость, ПЛИС.

THE CODEC WITH CORRECTION OF MISTAKES FOR COMPLEXES OF TELECONTROL AND TELEMETRY

S.A. Samoylov, A.M. Danilenko, E.S. Konjuh

*Vladimir state university of name A.G. and N. G. Stoletovykh,
Russian Federation, Vladimir, samoylow@rambler.ru*

Abstract. In this work the possibilities of application of noiseproof methods of coding in communication systems of telecontrol and telemetry are considered. The principles of construction coding and decoders are shown. Block diagrams of the coder and Reed-Solomon decoder are provided. Realization of codecs of Reed-Solomon on programmable logical integrated circuits CPLD is offered.

Keywords: Read-Solomon, codec, noise stability, CPLD.

1. Введение

Одной из важнейших проблем современной радиотехники является обеспечение высокой достоверности передачи информации по радиоканалам связи. Многолучевое распространение, временные затухания сигнала, нелинейность передатчика, атмосферные, импульсные, загрожающие, селективно-частотные помехи, проходящие как по основным, так и по зеркальным и интермодуляционным каналам, а также другие причины приводят к возникновению одиночных и пакетных ошибок. С ростом числа радиосредств ухудшается электромагнитная совместимость (ЭМС), растет потеря информации.

Особо актуальна эта задача в системах телеуправления различными объектами повышенной опасности. Поскольку цена ошибки на таких объектах необычайно высока, задача увеличения достоверности передачи информации в комплексе телеуправления является наиболее важной и значимой.

Повышение достоверности передаваемой по каналу связи информации можно организовать различными способами, такими как: увеличение мощности передатчика, увеличение чувствительности приемника, увеличение усиления антенн, применением разнесенного приема. Приведенные способы обеспечивают повышение достоверности передаваемой информации, но реализация их слишком дорога.

2. Принципы применения кодеров Рида-Соломона

В значительной степени исправить ошибки, возникающие при распространении сигналов в канале передачи информации можно путем применения избыточных корректирующих кодов [1, 2]. Это позволит увеличить помехоустойчивость при использовании, как старого, так и нового радиорелейного оборудования.



Рис.1. Пример подключения кодеров Рида-Соломона

К настоящему времени разработано много различных помехоустойчивых кодов, отличающихся друг от друга основанием, расстоянием, избыточностью, структурой и функциональным назначением, энергетической эффективностью, корреляционными свойствами, алгоритмами кодирования и декодирования, формой частотного спектра. Одним из помехоустойчивых кодов с исправлением ошибок является код Рида-Соломона (РС).

Так как коды Рида-Соломона являются циклическими, то они наиболее просто реализуются на практике, вследствие чего они большим разнообразием представлены в каталогах серийной продукции фирм Xilinx, АНА, Analog Devices и многих других крупных фирм-производителей специализированных микропроцессоров.

Коды РС являются максимальными, т.е. при заданной длине n и размерности k они обладают наибольшим кодовым расстоянием $d=n-k+1$ по сравнению с другими кодами, что объясняет широкое применение данного вида кодов в телекоммуникационных системах. Любой набор из k : позиций кодового слова является информационным, т.е. позволяет восстанавливать все кодовое слово.

На рисунке 1 изображен пример подключения кодеров Рида-Соломона в пункте управления (ПУ) между управляющей ПЭВМ и модемом и на контрольных пунктах (КП) между контроллером КП и модемом. С пульта управления на контрольные пункты отправляются запросы представляющие собой команды из нескольких десятков байт. В ответ на

запрос контрольный пункт посылает на пульт управления ответ, размеры которого варьируются от единиц до десятков байт.

3. Методы адаптивного согласования

На рисунке 2 предложена обобщенная структурная схемы кодера пульта управления. Устройство кодирования работает следующим образом:

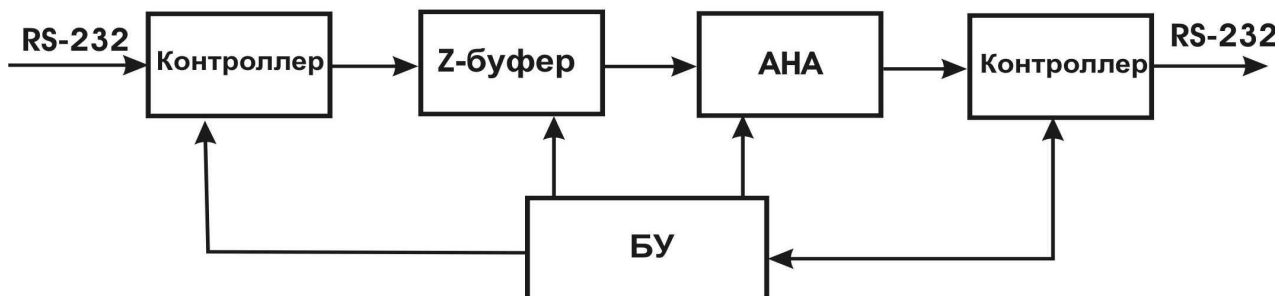


Рис. 2. Обобщенная структурная схема кодера пульта управления

Информационный поток разделенный на команды из ПЭВМ пункта управления поступает на контроллер, который преобразует асинхронный последовательный информационный поток в параллельный. Далее через Z-буфер информационный поток подается на устройство кодирования (АНА), реализованное на микросхеме АНА 4011с. Наличие Z-буфера с тремя состояниями обусловлено спецификой микросхемы АНА4011с, которая нуждается в программировании при каждом запуске кодера. Закодированный информационный поток с выхода АНА через контроллер преобразующий его в протокол RS-232 поступает в модем. Блок управления (БУ) обеспечивает программирование и управление микросхемой АНА4011с и контроллерами RS-232.

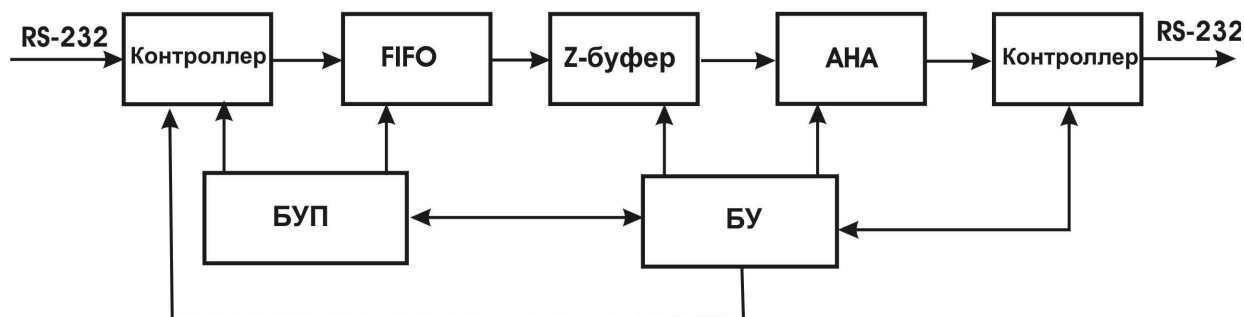


Рис. 3. Структурная схема кодера рида-Соломона

Структурная схема декодера на контрольном пункте идентична кодеру пункта управления, операции кодирования и декодирования для кода Рида-Соломона практически идентичны. Различия между кодером пункта управления и декодером контрольных пунктов заключаются только в структуре управляющих сигналов БУ.

На рисунке 3 приведена структурная схема кодера пункта управления. Так как блоки информации поступающей с контрольного пункта имеют разную длину, то кодер КП содержит память типа FIFO (First Input First Output) и блок управления памятью (БУП). Преобразованный информационный поток с контроллера RS-232 записывается в блок FIFO. При отсутствии на выходе контроллера очередного байта в течении некоторого времени принимается решение об окончании блока. Далее определяется длина блока информации и в соответствии с этим производится программирование микросхемы АНА4011с. Если длина считанного информационного блока такова, что превышает возможности микросхемы АНА4011с, то информационный блок условно делится на несколько более мелких блоков АНА программируется в соответствии с этими условиями и блок кодируется до тех пор пока буфер FIFO не опустеет.

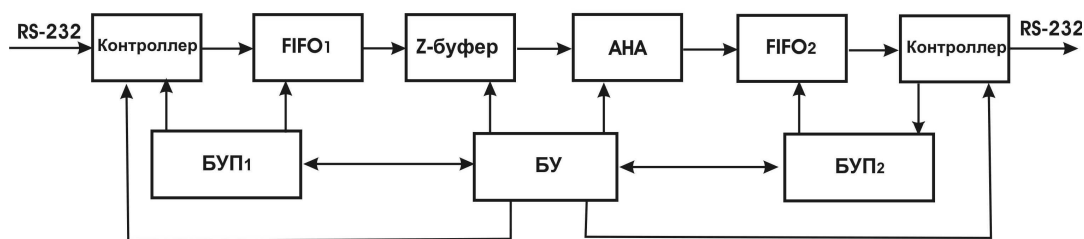


Рис. 4. Структурная схема декодера Рида-Соломона

На рисунке 4 представлена структурная схема декодера пункта управления. Как уже отмечалось, операции кодирования и декодирования идентичны и схемы кодера КП и декодера ПУ различаются только некоторыми управляющими сигналами. Еще одно отличие выражено в наличии второго буфера памяти FIFO₂ и его блока управления БУП₂. Связано это с тем, что если информационный блок в кодере КП был разбит на несколько более мелких, то между их информационными составляющими присутствует избыточность, которую необходимо удалить. Таким образом, информационная составляющая записывается с выхода АНА в FIFO₂, а избыточность игнорируется. После окончания декодирования информационный блок из FIFO₂ через контроллер RS-232 поступает в ПЭВМ ПУ.

Выводы

Применение кодеков с исправлением ошибок, особенно кодеков с высокой исправляющей способностью, позволит повысить достоверность и степень защищенности информации в неблагоприятной помеховой обстановке для систем связи телеуправления и телеметрии. Для реализации описанных выше блоков управления и блоков управления памятью целесообразно использовать программируемые логические интегральные схемы (ПЛИС). Применение микросхем ПЛИС, позволит значительно удешевить и минимизировать кодеки для комплексов телеуправления объектами повышенной опасности.

Библиографический список

1. Прокис Д. Цифровая связь. Пер. с англ./ Под ред. Д.Д. Кловского.- М.: Радио и связь, 2000. - 800 с.
- 2.Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. Изд. 2-е, испр.: Пер. с англ. - М.: Издательский дом «Вильямс», 2003. - 1104 с.
3. Феер К. Беспроводная цифровая связь. Методы модуляции и расширения спектра. Пер. с англ. / Под ред. В.И. Журавлева. - М.: Радио и связь, 2000. - 520 с.
4. Каганцов С.М., Полушин П.А., Самойлов А.Г., Самойлов С.А., Фролов И.Ю. Кодек для цифровых радиорелейных станций // Пятая Российская конференция по атмосферному электричеству. Том 2, изд. «Транзит ИКС», Владимир. 2003. - С. 148-149

УДК 621.39; ГРНТИ 29.35.47

АДАПТИВНОЕ СОГЛАСОВАНИЕ МОЩНЫХ РАДИОПЕРЕДАЮЩИХ УСТРОЙСТВ

С.А. Самойлов, Н.А. Колесников

*Владимирский государственный университет имени А.Г. и Н.Г. Столетовых,
Российская федерация, Владимир, samoylow@rambler.ru*

Аннотация. В данной работе рассмотрены методы адаптивного согласования импедансов мощных радиопередающих устройств и нагрузок с изменяемыми параметрами. Показаны принципы адаптивного согласования. Приведены структурные схемы устройств адаптивного согласования. Проводится сравнительный анализ различных градиентных методов.

Ключевые слова: цепи согласования, адаптивное согласование, радиопередающие устройства.

THE ADAPTIVE COORDINATION OF POWERFUL RADIO-TRANSMITTING DEVICES

S. A. Samoylov, N. A. Kolesnikov

Vladimir state university of name A.G. and N. G. Stoletovyykh,
Russian Federation, Vladimir, samoylov@rambler.ru

Abstract. In this operation methods of the adaptive impedance matching of powerful radio-transmitting devices and loadings with in-out parameters are considered. The principles of the adaptive coordination are shown. Skeleton diagrams of devices of the adaptive coordination are provided. The comparative analysis of different gradient methods is carried out.

Keywords: coordination circuits, the adaptive coordination, the radio-transmitting devices.

1. Введение

Одна из важных проблем современной квантовой техники - согласование мощных генераторов и нагрузки с импедансом, который либо неизвестен заранее, либо изменяется со временем, как, например, при работе генераторов накачки газоразрядных устройств. Эта задача отличается от согласования блоков мощных радиопередающих устройств тем, что импеданс газоразрядных нагрузок может изменяться в широком диапазоне при различных режимах работы.

Улучшение качества согласования, т.е. снижение коэффициента отражения полезной высокочастотной (ВЧ) мощности, снижение потерь в цепях согласования (ЦС), приводят к увеличению энерговклада в нагрузку и к увеличению КПД систем, что в свою очередь дает экономический выигрыш для многих радиотехнических систем или систем, имеющих ВЧ накачку.

Опыт эксплуатации мощных высокочастотных радиотехнических систем показал негативное влияние рассогласования на качество работы таких систем. Источником рассогласования является изменение импеданса нагрузки, вызываемое сменой режимов работы, изменение окружающей среды для радиотехнических систем, процессами старения нагрузки при длительной эксплуатации, разбросом параметров нагрузок различных типов (например, для газовых волноводных СО₂ лазеров применение лазерных излучателей различной длины, вызывает значительное рассогласование системы).

Наличие рассогласования, вызванного изменением импеданса нагрузки, приводит к ухудшению эффективности работы радиотехнических высокочастотных систем, а именно:

- уменьшается значение полезной ВЧ мощности, вкладываемой в нагрузку;
- за счет возникновения отражения части полезной ВЧ мощности нарушается работа ГВЧ, т.е. возможен выход из строя активных элементов ГВЧ, либо снижение величины генерируемой ВЧ мощности;
- при вводе в эксплуатацию новых нагрузок необходима подстройка цепи согласования, для каждой нагрузки индивидуально.

2. Принципы адаптивного узкополосного согласования

Наиболее целесообразный путь повышения энерговклада в нагрузку заключается в последовательном решении следующих задач: разработки кибернетических систем, позволяющих адаптивно перестраивать элементы ЦС, осуществляя тем самым согласование импедансов; разработки математических моделей, позволяющих определять характеристики адаптивных устройств согласования импедансов.

При решении этих задач необходимо учитывать, что импеданс современных газоразрядных нагрузок имеет активную и реактивную составляющие, которые при различных режимах работы изменяются по разным законам, причем определение величины импеданса затруднительно. Это означает, что пути увеличения энерговклада в нагрузку должны быть рассчитаны на адаптивное управление процессом согласования, и предполагать, как минимум, два канала регулировки ЦС.

Степень рассогласования в ВЧ технике определяется коэффициентом отражения $\dot{\Gamma}$

$$\dot{\Gamma} = \frac{\dot{Z}_j - \dot{Z}_i}{\dot{Z}_j + \dot{Z}_i}, \quad \Gamma_p = |\dot{\Gamma}|^2,$$

где $\dot{Z}_j$ - импеданс предыдущего каскада РПДУ, $\dot{Z}_i$ - импеданс последующего каскада РПДУ или импеданс нагрузки, Γ_p - коэффициент отражения по мощности.

Цепи согласования (ЦС) реализуются на пассивных элементах и трансформируют импеданс $\dot{Z}_i$ в $\dot{Z}_j$, снижая таким образом отражение полезной ВЧ мощности. Кроме того, согласование каждого блока РПДУ со стандартным значением импеданса W (чаще всего 50 Ом) дает возможность их взаимного соединения по различным схемам, а также их взаимозаменяемость. Межкаскадные ЦС состоят из двух частей и трансформируют импедансы $\dot{Z}_i$ в W и $\dot{Z}_j$ в W , а выходная ЦС производит трансформацию стандартного импеданса W в $\dot{Z}_n$. Поскольку импеданс нагрузки $\dot{Z}_n$, в отличие от межкаскадных импедансов $\dot{Z}_i$ или $\dot{Z}_j$, может быть неизвестен заранее, либо изменяться с течением времени, необходимо уделять особое внимание выходной цепи согласования.

Снижение КПД радиотехнической системы при рассогласовании РПДУ с нагрузкой ($\dot{Z}_n \neq W$) вызвано отражением от нагрузки части полезной мощности и определяется коэффициентом отражения по мощности

$$\Gamma_p = \frac{\left| \dot{Z}'_n - \dot{Z}_n \right|^2}{\left| \dot{Z}'_n + \dot{Z}_n \right|^2} = \frac{\left| R_n + \Delta R_n + j(X_n + \Delta X_n) - R_n - jX_n \right|^2}{\left| R_n + \Delta R_n + j(X_n + \Delta X_n) + R_n + jX_n \right|^2} =$$

$$= \frac{\Delta R_n^2 + \Delta X_n^2}{(2R_n + \Delta R_n)^2 + (2X_n + \Delta X_n)^2}.$$

где R_n - активная составляющая импеданса нагрузки, X_n - реактивная составляющая импеданса нагрузки. В свою очередь отраженная от нагрузки ВЧ мощность нарушает работу РПДУ, вызывая или снижение генерируемой полезной мощности или выделяется в виде тепла на активном элементе, что может привести либо к изменению режима его работы, либо выходу его из строя и нарушению деятельности всей системы в целом.

Методы узкополосного согласования импедансов можно разделить на несколько групп:

1. Согласование Г, Т или П - образными звеньями на неперестраиваемых элементах в случае нестационарной нагрузки с сосредоточенными параметрами;
2. Согласование с помощью подключения к нагрузке с одной или нескольких точек, в случае нагрузок с распределенными параметрами, т.е. в случае длинных линий с потерями;
3. Адаптивное согласование импедансов с помощью перестраиваемых элементов.

Поскольку методы первой и второй группы неприменимы, в случае переменных нагрузок, целесообразным является использование адаптивных цепей согласования. Принцип работы адаптивной цепи согласования заключается в анализе информации, показывающей степень рассогласования, и на основе этой информации производится перестройка элементов адаптивной ЦС. Адаптивные устройства согласования представляют собой систему с обратной связью, анализирующую качество согласования и подстраивающую свои элементы в сторону улучшения согласования.

3. Методы адаптивного согласования

За критерий качества согласования можно принять уровень отраженного от нагрузки сигнала $\dot{U}_{omp}$. В зависимости от уровня отраженного сигнала производится регулировка перестраиваемых элементов адаптивной цепи согласования (АЦС).

Адаптивное согласование осложнено тем, что регулировка перестраиваемых элементов должна быть многоканальной. Поскольку импеданс нагрузки имеет действительную и

мнимую составляющие, ЦС должна иметь как минимум два перестраиваемых элемента для реализации двух степеней свободы по управлению перестраиваемыми элементами.

Алгоритм работы анализатора может быть градиентным, и тогда он представляется в виде

$$\frac{\partial X_i}{\partial t} = -a_i f_i, \quad f_i = \frac{\partial \dot{U}_{отр} [R_{ex}(\{X_k\}), X_{ex}(\{X_k\})]}{\partial X_i},$$

где X_i - номинал i -ого перестраиваемого элемента, a_i - коэффициент, определяющий скорость регулировки, $\{X_k\}$ - совокупность номиналов перестраиваемых элементов ЦС. В другом случае, алгоритм работы анализатора может быть аналитическим, когда по значениям $\dot{U}_{пад}, \dot{U}_{отр}, X_1, \dots, X_n$, где n - число перестраиваемых элементов, вычисляются значения каждого i -ого элемента X_i .

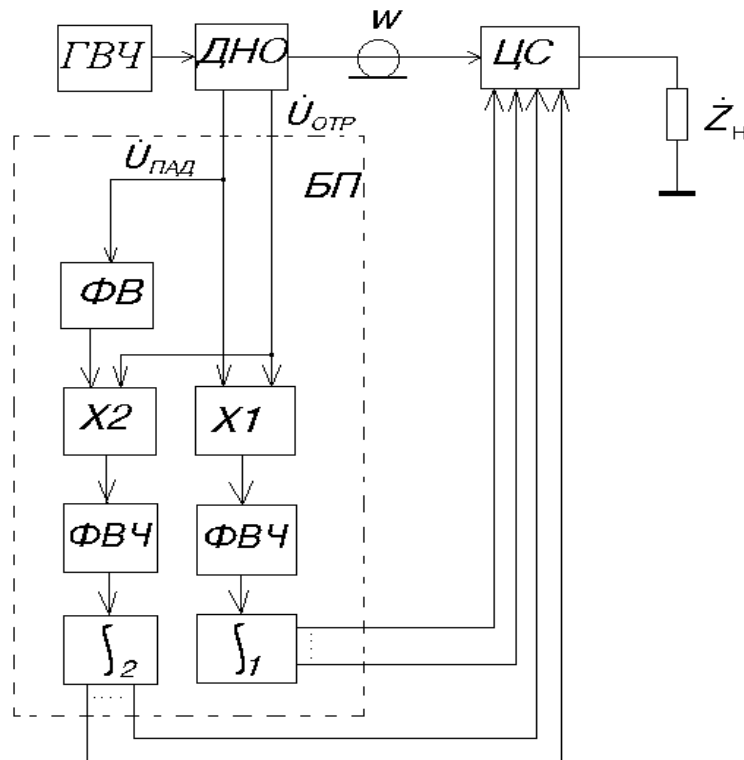


Рис. 1. Структурная схема метода непрерывной подстройки

При градиентном алгоритме регулировки возникает несколько проблем:

1. Выбор величин a_i , с одной стороны, ограничен желанием увеличить быстродействие процесса согласования, особенно в условиях, когда импеданс нагрузки изменяется с течением времени, с другой стороны, увеличение a_i может ухудшить устойчивость адаптивного устройства согласования.

2. Другой проблемой является выбор конкретной конфигурации схемы ЦС. Это обусловлено конечным диапазоном регулировки имеющейся элементной базы и возможной неоднозначностью регулировочной характеристики импеданса ЦС при управлении номиналом какого-либо из перестраиваемых элементов. Это может привести к тому, что в пространстве $\dot{U}_{отр}(X_1, \dots, X_n)$ существует кроме глобального минимума, соответствующего полному согласованию, несколько локальных минимумов, не соответствующих полному согласованию, либо глобальный минимум лежит вне области регулировки. При этом градиентный алгоритм может в одних случаях привести на границу регулировки, а в других случаях в один из локальных минимумов, т.е. не обеспечить высокого качества согласования. Чтобы избе-

жать этого, необходимо проанализировать все типы цепей согласования и разработать алгоритмы их перестройки.

3. Еще одна проблема при использовании градиентного алгоритма регулировки заключается в вычислении величин $a_i f_i$, $i = 1, 2, \dots, n$. Определение этих величин можно реализовать различными путями: разнесение регулировки каждого перестраиваемого элемента (ПЭ) по времени - метод последовательной подстройки, одновременная регулировка всех перестраиваемых элементов с использованием ортогональных управляющих сигналов - метод параллельной подстройки, одновременная регулировка всех перестраиваемых элементов на основе косвенного измерения коэффициента отражения $\dot{\Gamma}_{отр}$ - метод непрерывной адаптации.

Метод непрерывной подстройки основан на анализе амплитудно-фазовых соотношений, отраженного от ЦС сигнала. Этот метод более критичен к виду используемой ЦС, и наиболее прост в практической реализации. Схема системы, работающей по методу непрерывной подстройки, приведена на рисунке 1.

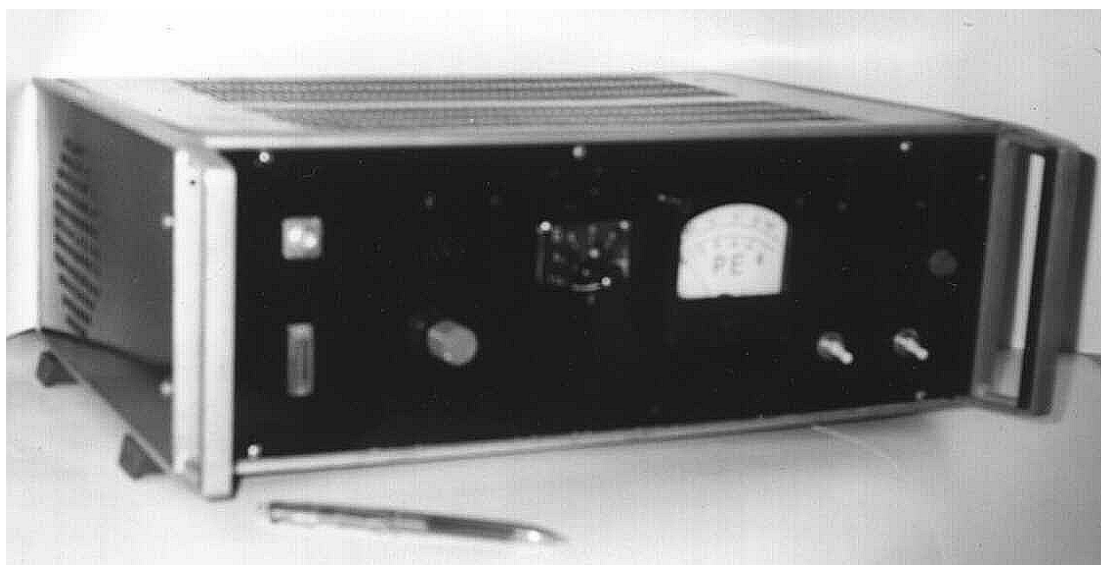


Рис. 2. Мощный высокочастотный генератор со встроенной адаптивной цепью согласования

Мощность, вырабатываемая ГВЧ, через двунаправленный ответвитель (ДНО) и фидер поступает в нагрузку, а часть падающей и отраженной мощности через ДНО поступает в блок подстройки БП. Блок подстройки состоит из двух каналов, различающихся сдвигом фазы комплексной амплитуды падающей волны $\dot{U}_{над}(0)$ на 90° . Сигнал отраженной мощности поступает на два перемножителя $X1$ и $X2$, на другие входы перемножителей поступает сигнал с ГВЧ, непосредственно на $X1$ и через ФВ на 90° на $X2$. Сигналы перемножителей через режекторный ФВЧ, фильтрующего высокочастотные составляющие, поступают в интеграторы, выступающие в роли элементов памяти и придающих системе астатизм. Выходные сигналы интеграторов управляют перестраиваемыми элементами $X1, \dots, Xn$. Метод непрерывной подстройки основан на измерении квадратурных составляющих коэффициента отражения $\dot{\Gamma}$. В зависимости от квадратурных составляющих коэффициента отражения $\dot{\Gamma}$ регулируются номиналы перестраиваемых элементов $X1, \dots, Xn$. Напряжение с выходов интеграторов берется либо непосредственно, либо с обратным знаком. Это зависит от непосредственной реализации перестраиваемых элементов и от того, какого знака возникает фазовый сдвиг в фазовращателе на 90° . Пример аппаратной реализации генератора высокой частоты со встроенной адаптивной цепью согласования приведен на рисунке 2.

Выводы

Градиентные методы подстройки не являются критичными к различным нестабильностям перестраиваемых элементов. При незначительном изменении частоты ГВЧ (до $\pm 20\%$), ЦС отработает это изменение регулировкой номиналов перестраиваемых элементов, сохраняя их сопротивления. Среди градиентных методов подстройки выделяется метод непрерывной адаптации поскольку лишен недостатков, которые имеют последовательный и параллельный методы подстройки:

- постоянные небольшие колебания полезной ВЧ мощности, подводимой к нагрузке;
- погрешность при согласовании, за счет измерения величины $\Delta P_{om p} / \Delta x_i$, а не $\partial P_{om p} / \partial x_i$;
- необходимость выбирать компромисс между скоростью и точностью согласования;
- скорость подстройки при непрерывном методе зависит только от коэффициентов передачи интеграторов.
- к недостаткам непрерывного метода адаптации следует отнести то, что он более критичен к выбранному типу ЦС.

Библиографический список

1. Samoilov A.G., Samoilov S.A., Polushin P.A. High - Power High - Frequency Transistor Generator. USA. IET. v. 39. № 6. 1996.
2. Самойлов А.Г., Самойлов С.А., Полушин П.А. Мощные транзисторные генераторы. Приборы и техника эксперимента. № 5. 1996 г.
3. Минеев А.П., Самойлов А.Г., Самойлов С.А., Полушин П.А. ПАТЕНТ РОССИИ. Газовый лазер. № 2056683 Бюлл. № 8. 1996 г.

УДК 621.396.946.2; ГРНТИ 49.43.31

АНАЛИЗ СИСТЕМЫ РАДИОСВЯЗИ ЗЕМЛЯ-ЛУНА ПРИ ПОЛЁТЕ «АПОЛЛОНА-11»

И. Васильев

*Специальное конструкторско-технологическое бюро «Гранит»,
Республика Казахстан, Алматы, iv@granit.kz*

Аннотация. В работе проведён анализ организации системы радиосвязи между Центром управления полётами в Хьюстоне и лунным орбитальным модулем космического аппарата «Аполлон 11» при закрытии его Луной. Показано наличие аномалий в сеансах связи, требующих объяснений.

Ключевые слова: космическая радиосвязь, Апполон 11, аномалия

ANALYSIS OF THE RADIO COMMUNICATION SYSTEM THE EARTH - MOON DURING THE “APOLLO – 11” FLIGHT

I. Vassilyev

*JSC Special Design and technology Bureau “Granite”,
Almaty, Kazakhstan, iv@granit.kz*

Abstract. This paper deals with the analysis of organization of radio communication system between Mission Control Center in Houston and the lunar orbital module of the space vehicle «Apollo - 11» at closing of the module by the moon. It is shown the presence of anomalies in the communication sessions demanding explanations.

Keywords: space radio communication, Appollo - 11, anomaly

21 июля 1969 года произошло важное событие для всего человечества. Первый человек ступил на поверхность Луны. Этим человеком стал американский астронавт Нил Армстронг, командир космического корабля «Аполлон 11». Почти сутки спускаемый лунный модуль пробыл на поверхности Луны. С лунным и с орбитальным модулями велись сеансы радиосвязи, шла прямая телевизионная трансляция с поверхности земного спутника.

В процессе этого полёта была испытана уникальная система радиосвязи. Её уникальность заключалась в том, что радиосвязь необходимо было поддерживать не с одним объектом, как это было, например с советским аппаратом «Луна-3», ещё в октябре 1959 года пере-

давшим снимки обратной стороны Луны, а с двумя одновременно. Лунный посадочный модуль и лунный орбитальный модуль двигались друг относительно друга и обеспечить одновременную и устойчивую связь с ними было не просто. Подобную задачу решать российским специалистам пока не приходилось, поэтому анализ опыта использования систем связи при полётах к Луне кораблей серии «Аполлон», представляется актуальным.

Подробное описание построения системы радиосвязи, реализованной в программе «Аполлон» для полётов на Луну приведен в документе НАСА [1]. В более популярной форме описание системы связи приводилось в журналах [2, 3]. Описание построения и развития телевизионной системы приведено в документе [4]. В соответствии с этими документами для связи с космическим кораблём, направляющимся к Луне необходимы были очень большие антенны, имеющие большое усиление. После удаления космических кораблей от Земли на расстояние более 18000 километров, связь с ними обеспечивалась антенными «тарелками» диаметром 46 метров, установленных вблизи Мадрида (Испания), в Голдстоуне (Калифорния) и Канберре (Австралия).



Рис. 1. 64-метровая антенна DSS-14 (Голдстоун)

При таком расположении, хотя бы у одной из антенн, в поле обзора всегда должна быть Луна. Следила за полётом, по официальным данным, и советская станция, находящаяся под Симферополем, более известная как «Наземный измерительный пункт №10 (НИП-10)», предназначенный для обеспечения связи с космическими аппаратами, посылаемыми на другие планеты, на свою антенну диаметром 32 метра. При этом, участник этих событий Молотов, описавший их в своей статье [5], сетовал на то, что уровня сигнала не хватало, так как у 32-хметровой антенны коэффициент усиления в 4 раза меньше, чем у 64-хметровой.



Рис. 2. Изображение Земли, принятое по телевизионному каналу с одного из «Аполлонов» [5]

Другой отмечаемой им трудностью была необходимость отслеживания положения космического корабля над Луной, так как антенна, из-за узкого своего луча, могла охватить

лишь половину диска Луны. Но луч 64-тиметровой антенны должен быть ещё уже! Значит радиосвязь между Землёй и обоими космическими аппаратами (лунным и орбитальным) после их разделения одновременно могла осуществляться лишь в ограниченные промежутки времени.

Информация между Землёй и космическим кораблём (и обратно) передавалась на частотах около 2000 МГц в групповом канале (как на радиорелейных или спутниковых станциях) с последующим разделением на голосовые, телевизионные и цифровые сигналы. При этом с Земли передавались сигналы на одной частоте, а на Землю – на двух, так как спускаемый аппарат должен был отделиться от основного, остававшегося на орбите Луны. Эта система связи называлась «**Apollo Unified S-band System**». Между окололунным кораблём и спускаемым аппаратом связь осуществлялась на частотах около 260 МГц. Все эти радиоволны являются ультракороткими и радиосвязь возможна только при прямой видимости между антеннами радиостанций.

При рабочей частоте системы связи 2000 МГц длина радиоволны составляет 15 сантиметров. А это легко позволяет посчитать ширину луча антенны и зону её охвата на орбите Луны. Ширина луча в радианах равна отношению длины волны к диаметру антенны. Разделив 0,15 метров на 64 метра - получим 0,0033 радиана, или 0,13 градуса, или 7,9 угловых секунд. Приняв расстояние до Луны равным 380 тысяч километров, диаметр зоны, в которую должен попасть космический корабль для обеспечения устойчивой связи с ним будет $0,0023 \cdot 380000 \text{ км} = 874 \text{ километра}$. Так как диаметр Луны 3476 км (средний угловой диаметр около 31 угловой секунды), то связь одновременная с обоими кораблями становится невозможной при разнице в их угловых координатах более 8 секунд. На практике же эта цифра должна быть вдвое меньше, ведь при наведении на один из кораблей антенны она направлена на него центром своего луча, значит нужно брать не диаметр, а только радиус зоны охвата земной антенны.

Попробуем оценить, сколько времени должен находиться орбитальный командный отсек в зоне видимости с Земли. Пока без учёта ограничений земных антенн. Нам известно, что он был на орбите близкой к круговой на высоте около 100 километров над поверхностью Луны. Орбита лежала практически в плоскости лунного экватора, чтобы за сутки, проведённые на поверхности луны, спускаемый модуль, при своём старте, не слишком далеко отклонился от неё. Значит, скорость корабля должна быть близка к первой космической скорости. А это задача из школьного учебника. Радиус Луны 1700 км, её масса $7 \cdot 10^{22} \text{ кг}$. Зная гравитационную постоянную, получаем

$$\tilde{q} = \sqrt{\gamma \frac{M_{\text{Л}}}{R_{\text{Л}}}} = \sqrt{6,67 \cdot 10^{-11} \frac{\text{Н} \cdot \text{м}^2}{\text{кг}^2} \cdot \frac{7 \cdot 10^{22} \text{ кг}}{1,7 \cdot 10^6 \text{ м}}} \approx 1,7 \text{ км/с}$$

Так как орбита аппарата была на 100 км выше поверхности Луны, за один оборот он должен пролетать $2 \cdot \pi \cdot (1700 + 100) \text{ км} = 11304 \text{ км}$. На это необходимо время (период обращения) $11304 / 1,7 = 6649 \text{ сек} = 110,8 \text{ мин} = 1 \text{ час } 50 \text{ мин } 48 \text{ сек}$. Реально должно быть немного больше, так как орбита была не совсем круговая.

А что говорит расшифровка переговоров, в которой указаны времена начала каждого витка? Обратимся к документу «**APOLLO 11 - AIR-TO-GROUND VOICE TRANSCRIPTION (Аполлон 11 – расшифровка переговоров воздух-Земля)**» [6]. Для примера возьмём несколько витков пятого дня полётов:

Таблица 1 - Период обращения орбитального модуля по данным радиосвязи

Номер витка	Время с начала старта (день, час, мин.)	Время обращения (час, мин.)
26	5 05 30	
27	5 07 27	1 59
28	5 09 26	1 59
29	5 11 25	1 59
30	5 13 23	1 58

Период обращения – 119 минут, почти два часа. Орбитальный модуль должен находиться в зоне видимости с Земли несколько больше половины этого времени, так как радиус его орбиты больше радиуса Луны на 100 км. Это значит, что, уходя за Луну, его ещё некоторое время будет видно. Косинус угла, который пройдёт корабля по своей орбите за это время, равен $1700/(1700+100)=0,9444$, а это соответствует 19 градусам. На столько же раньше он должен появляться из-за Луны. Из 360 градусов своей орбиты орбитальный корабль должен быть виден на $180+19+19=218$ градусах, и не виден на 142 градусах. Это значит, что из 119 минут орбитального времени связь с Землёй будет возможна в течение 72 минут (1 час 12 минут) и 47 минут её не должно быть (перерыв).

Точно неизвестно в каком месте орбиты начинается отсчёт времени начала витков, но это должна быть одна и та же точка. И время появления в зоне радиовидимости корабля, при выходе его из-за Луны, должно быть одинаковым. Было бы естественным, если дежурные Центра управления полётом в Хьюстоне волновались за астронавтов, которых не было на связи 47 минут и пытались услышать их голос. Особенно это должно быть характерно для первых оборотов и ответственных участков миссии. Однако этого не происходит.

Таблица 2 - Время начала связи относительно начала витка

Номер витка	Время с начала старта (день, час, мин.)	Время выхода на связь (день, час, мин., сек.)	Задержка (мин.)
1	03 04 02	03 04 16 59	12
2	03 06 03	03 06 24 09	18
3	03 08 12	03 08 35 58	23
4	03 10 10	03 10 32 43	22
5	03 12 08	03 12 31 20	23

Проследив все витки, можно отметить, что на первом витке Хьюстон начал вызов корабля на 7 минуте от начала витка, а получил ответ на 12-ой. В дальнейшем связи начиналась в среднем на 25 минуте. На 27 витке, перед ответственной стыковкой с взлетевшей уже с Луны лунной кабиной, связь была установлена на 30 минуте. Всегда, кроме 15 витка инициатива начала связи была за Хьюстоном. Вероятно, после первого витка успокоились, но можно утверждать, что в зону радиовидимости орбитальный модуль должен попадать через 12 минут после начала витка, и должен переставать отвечать за $47-12=35$ минут перед началом каждого витка. Это можно проверить...

Таблица 3 - Время окончания связи относительно начала витка

Номер витка	Время с начала старта (день, час, мин.)	Время последней связи (день, час, мин., сек.)	Разница (мин.)
1	03 04 02	03 03 40 49	22
2	03 06 03	03 05 38 50	28
3	03 08 12	03 07 46 56	15
4	03 10 10	03 09 41 40	28
5	03 12 08	03 11 38 01	30

Как видно, связь продолжалась дольше, чем должно быть. В начале первого витка её не было только 34 минуты вместо 47. Тринадцать минут – это очень большая разница. В большинстве же витков вокруг Луны перерыв связи был около 50 минут, однако, на каждом витке начало связи и её окончание относительно начала витка – разные. Ошибка расшифровки стенограммы, или аномальность прохождения радиоволн?

И самый ответственный момент – прогулка по Луне. Она продолжалась 2 часа, шла телевизионная трансляция. В это время антенна земной станции, несомненно, должна быть строго направленной на точку посадки, в район Моря Спокойствия. Связь с орбитального модуля с Землёй возможна не более 15 минут пролёта над лунным модулем, а связь модулей между собой, ограничивающаяся лунным горизонтом – только в течение 12 минут. Шёл семнадцатый виток пребывания корабля Колумбия на лунной орбите. Он должен был закончиться в 13 часов 44 минуты пятых суток полёта Аполлона 11. Связь с лунным модулем была практически беспрерывной. А с орбитальным модулем?

Антенна, направленная на точку посадки (23 градуса восточной долготы на лунном экваторе) могла охватывать только треть лунного диска. Она не могла обеспечивать связь в западном полушарии и на краю восточного полушария. Установление связи должно произойти по крайней мере, на 15 минут позже, чем обычно. Но связь с орбитальным модулем, как и на многих других витках, была обычной. Последняя фраза Коллинза, перед тем, как он улетел на невидимую сторону Луны, была зафиксирована в 13 часов 19 минут 46 секунд, за 24 минуты до окончания витка. Но это крайний западный край лунного диска. Связи не должно быть! Уже 12 минут как началась «прогулка» Армстронга по Луне! Невероятная аномалия.

Коллинз вновь выходит на связь в 14 часов 8 минут 53 секунды. Через 24 минуты после начала восемнадцатого витка. Как и на многих других витках, но этого не должно быть. Связь с орбитальным модулем продолжается параллельно со связью с находящимися на Луне астронавтами с перерывами не более чем на 15 минут до 15 часов 18 минут, пока орбитальный модуль вновь не уходит за край лунного диска.

В 14 часов 27 минут оператор из Хьюстона говорит Коллинзу: *«Roger. You should have VHF AOS with the LM right about now. VHF LOS will be about 40 minutes 15 seconds. Over.»* Это означает в вольном переводе: *«Сейчас Вы сможете пообщаться с лунным модулем по каналу УКВ связи. Связь будет возможна до 40 минут 15 секунд»*. Это означает, что лунный модуль должен был пролететь над местом прилунения приблизительно в 14 часов 33 минуты и астронавты обязаны были видеть свой орбитальный модуль как очень яркую звезду. Жаль, что они об этом не рассказывали или не догадались посмотреть на небо в этот момент.

Библиографический список

1. . Proceedings of the Apollo unified S-band technical conference// Held at Goddard Space Flight Center, July 14-15, 1965.
2. W. Kelley, The Voice of Apollo-8// «CQ», March 1969.
3. W. Kelley, Said the Spider in the Sky// «CQ», June 1969.
4. Paul P. Coan, Apollo experience report – television system// National Aeronautics and Space Administration, Washington DC, November 1973.
5. Е. Молотов, Мы «видели», как американцы садились на Луну...// «Новости космонавтики», №8, 2005г.
6. APOLLO 11 - AIR-TO-GROUND VOICE TRANSCRIPTION// Manned Spacecraft Center, Houston, Texas, July 1969.

АППАРАТНАЯ РЕАЛИЗАЦИЯ АРИФМЕТИКИ В ПОЛЕ ГАЛУА

Г.О. Калыгин, Л.А. Калыгина

Владимирский государственный университет
имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых,
Россия, Владимир, gkalygin@gmail.com

Аннотация. В данной работе рассматриваются алгоритмы генерации элементов поля Галуа $GF(2^n)$, математические операции – сложение, умножение, нахождение обратного элемента, умножение и деление полиномов в поле Галуа, ориентированные на аппаратную реализацию.

Ключевые слова: поле Галуа, декодер БЧХ, Рида-Соломона

HARDWARE IMPLEMENTATION OF ARITHMETIC IN GALOIS FIELD

G.Kalygin, L. Kalygina

Vladimir State University,
Russian, Vladimir, gkalygin@gmail.com

Annotation. This paper discusses the algorithms generating elements in the Galois Field $GF(2^n)$, mathematical operations - addition, multiplication, finding the inverse element, multiplication and division polynomials in the Galois field, oriented hardware implementation.

Keywords: Galois field, encoder BCH, Reed-Solomon codes

1. Введение

Математической основой декодирования кодов БЧХ (Рида-Соломона) являются операции, выполняемые в полях Галуа $GF(2^n)$ [1]. В алгоритме декодирования используются операции сложения, умножения, возведение в степень, нахождение обратного элемента поля, деление и умножение полиномов. Программная реализация этих операций не представляет особого труда. При аппаратной реализации необходимо минимизировать используемые ресурсы микросхемы. Число бит для представления элементов поля Галуа $GF(2^n)$ равно n , поэтому все операции реализуются над словами длиной n .

2. Генерация элементов поля Галуа

При работе с полями Галуа небольшой размерности ($n < 6$) двоичные коды элементов поля могут быть заданы таблично вручную, при больших значениях n необходимо генерировать значения элементов поля.

В поле Галуа $GF(2^n)$ справедливо, что $\alpha^k = \alpha^{k-1} * \alpha$, $\alpha^0 = 1$, $k = 1, \dots, (2^n - 2)$.

Элемент поля представляется в виде полинома

$$\alpha^i = q_{n-1}^{(i)} x^{n-1} + q_{n-2}^{(i)} x^{n-2} + \dots + q_1^{(i)} x + q_0^{(i)},$$

где $q_0^{(i)}$ равен 0 или 1.

В полиномиальной форме элемент $\alpha^0 = 1$, в двоичном представлении - «000...001». Элемент $\alpha^1 = \alpha^0 * \alpha = \alpha$, в двоичном представлении «000...10» и т.д. до $a^{n-1} = a^{n-2} * \alpha$ или «100...000». Каждый следующий элемент поля получается логическим сдвигом влево предыдущего элемента.

Элемент $\alpha^n = \alpha + 1$ или «00...011».

$\alpha^{n+1} = \alpha^n * \alpha = (\alpha + 1) * \alpha = \alpha^2 + \alpha$, или «00...110», т.е. для получения элемента можно использовать также логический сдвиг влево.

Когда $q_{n-1}^{(k-1)}$ равно 1, умножение на α дает степень α^n , а так как $\alpha^n = \alpha + 1$ для приведения полинома α^k к степени n необходимо после замены α^n на $\alpha + 1$ выполнить $q_1^{(k)} = q_0^{(k-1)} \text{ xor } 1$ и $q_0^{(k)} = 1$. Это аналогично сдвигу q^{k-1} с последующим сложением по модулю 2 с «000...011».

Таким образом алгоритм расчета элемента поля Галуа можно представить в следующем виде:

1 шаг. $i = 0$, $\alpha(0) = "000...001"$.

2 шаг. $i = i + 1$. Если $a^{i(n-1)} = '1'$, то $c = "000...011"$, иначе $c = "000...000"$.

3 шаг. $a(i) = a(i-1) \oplus c$.

4 шаг. Если $i < 2^n - 1$, то переход к шагу 2, иначе конец.

Приведем примеры расчета элементов поля $GF(2^2)$ и $GF(2^4)$.
 Для поля $GF(4)$: $\alpha^i = q_1^{(i)}x + q_0^{(i)}$, рассчитываем элементы $\alpha^0, \alpha^1, \alpha^2$.

- 1) $\alpha(0) = "01", (\alpha^0 = 1)$.
- 2) Сдвиг $a(0)$ влево, $a(1) = "10", \alpha^1 = x$.
- 3) Т.к. $q_1^{(1)}$ для $\alpha(1)$ равно '1', $c = "11"$ и $a(2) = "00" \oplus "11" = "11", \alpha^2 = x + 1$.
 Элементы поля Галуа $GF(4)$ приведены в таблице 1.

Таблица 1 - Элементы поля Галуа $GF(4)$

Символьное представление	Полиномиальное представление, α^i	Двоичное представление, $a(i)$
0	0	"00"
α^0	1	"01"
α^1	x	"10"
α^2	x+1	"11"

Для поля $GF(16)$ $\alpha^i = q_3x^3 + q_2x^2 + q_1x + q_0$

- 1) $\alpha^0 = 1, a(0) = "0001"$.
- 2) $a(1) = "0010", \alpha^1 = x$.
- 3) $a(2) = "0100", \alpha^2 = x^2$.
- 4) $a(3) = "1000", \alpha^3 = x^3$.
- 5) Т.к. $q_3^{(3)} = 1, c = "0011", a(4) = "0000" \oplus "0011" = "0011", \alpha^4 = x + 1$
- 6) $a(5) = "0110", \alpha^5 = x^2 + x$.
- 7) $a(6) = "1100", \alpha^6 = x^3 + x^2$.
- 8) Т.к. $q_3^{(6)} = 1, c = "0011", a(7) = "1000" \oplus "0011" = "1011", \alpha^7 = x^3 + x + 1$.
- 9) Т.к. $q_3^{(7)} = 1, c = "0011", a(8) = "0110" \oplus "0011" = "0101", \alpha^8 = x^2 + 1$.
- 10) $a(9) = "1010", \alpha^9 = x^3 + x$.
- 11) Т.к. $q_3^{(9)} = 1, a(8) = "0100" \oplus "0011" = "0101", \alpha^{10} = x^2 + x + 1$.
- 12) $a(11) = "1110", \alpha^{11} = x^3 + x^2 + x$.
- 13) Т.к. $q_3^{(11)} = 1, a(12) = "1100" \oplus "0011" = "1111", \alpha^{12} = x^3 + x^2 + x + 1$.
- 14) Т.к. $q_3^{(12)} = 1, a(13) = "1110" \oplus "0011" = "1101", \alpha^{13} = x^3 + x^2 + 1$.
- 15) Т.к. $q_3^{(13)} = 1, a(14) = "1010" \oplus "0011" = "1001", \alpha^{14} = x^3 + 1$.

3. Основные математические операции в поле Галуа

1. Сложение

Сложение элементов в поле Галуа – сложение по модулю 2 элементов поля, представленных в двоичном коде:

$$\alpha^i + \alpha^j = \alpha^k,$$

$$k = i \oplus j.$$

2. Умножение

Умножение элементов поля Галуа: $\alpha^i \alpha^j = \alpha^k, k = \text{mod}(i+j, N)$, необходимо сложить i и j и найти остаток от деления на $N=2^n-1$. Т.к. $i \leq N$ и $j \leq N$ операция нахождения остатка от деления можно упростить:

$$\text{mod}(i+j, N) = \begin{cases} i+j+0, & \text{если } _k(n) = 0, \\ i+j+1, & \text{если } _k(n) = 1, \\ 0, & \text{если } _k(n-1) \wedge k(n-2) \wedge \dots \wedge k(0) = 1. \end{cases}$$

т.е. для расчета k используется n -разрядный сумматор, к результату прибавляется значение бита переноса $k(n)$ (результат имеет разрядность операторов n).

3. Нахождение обратного элемента

Обратный элемент $\alpha^{-i} = \alpha^{N-i}$, $N=2^n-1$, находится инверсией двоичного представления α^i .

4. Деление полиномов

При делении полинома $R(x) = r_0 x^k + r_1 x^{k-1} + \dots + r_{k-1} x + r_k$ порядка k на полином $G(x) = g_0 x^l + g_1 x^{l-1} + \dots + g_{l-1} x + g_l$ порядка l результат – целая часть деления – полином $Q(x) = q_0 x^{k-l} + \dots + q_{k-l-1} x + q_{k-l}$ порядка $(k-l)$ и остаток от деления – полином $S(x) = s_0 x^{l-1} + \dots + s_{l-2} x + s_{l-1}$ порядка $(l-1)$:

$$\frac{R(x)}{G(x)} = Q(x) + \frac{S(x)}{G(x)}.$$

Деление полиномов выполняется за $(k-l+1)$ шагов с использованием сдвигового регистра, на каждом шаге уменьшается число используемых ячеек сдвигового регистра. Пример деления полинома степени $k=5$ на полином степени $l=2$ показан на рисунке 1.

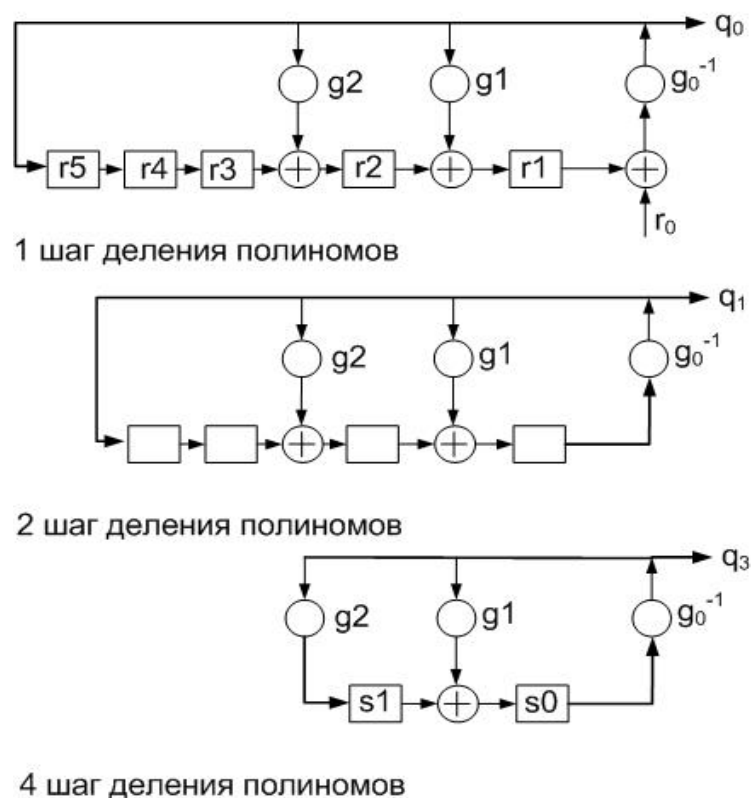


Рис. 1. Схема деления полиномов

На первом шаге сдвиговый регистр содержит коэффициенты полинома $R(x)$, на последнем шаге $(k-l)$ коэффициентов $S(x)$. Умножение и сложение в схеме выполняется по правилам арифметики полей Галуа.

5. Умножение полиномов

Результат умножения полинома $A(x) = a_0 x^k + a_1 x^{k-1} + \dots + a_{k-1} x + a_k$ на полином $B(x) = b_0 x^l + a_1 x^{l-1} + \dots + a_{l-1} x + a_l$ можно получить схемой, аналогичной схеме нерекурсивного цифрового фильтра, в которой операции умножения и сложения выполняются в по-

ле Галуа. Коэффициенты фильтра – это коэффициенты полинома с большей степенью, на вход схемы подается последовательность коэффициентов второго полинома и $(k - l + 1)$ нулевых элементов. Схема умножения полиномов для $k=2$ и $l=3$ приведена на рисунке 2.

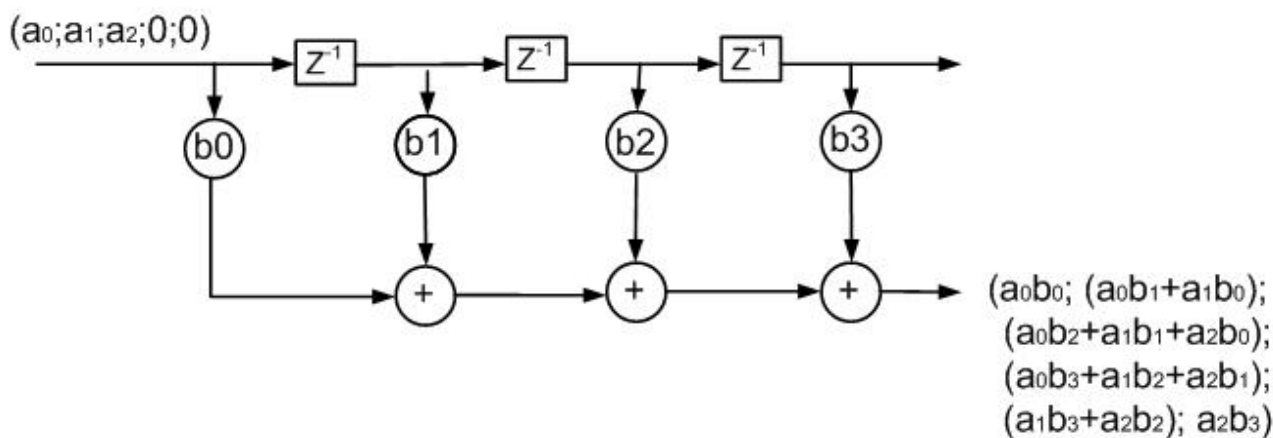


Рис. 2. Схема умножения полиномов

В начальном состоянии ячейки регистра сдвига содержат нулевые элементы. На выходе схемы последовательно формируются коэффициенты полинома степени $(k + 1)$.

Заключение

Рассмотренные алгоритмы математических операций в полях Галуа ориентированы на аппаратную в базисе ПЛИС или заказных ИС. Разработанные алгоритмы представлены в виде библиотеки моделей на языке VHDL. Модели параметризованы, могут использоваться для произвольной размерности поля Галуа 2^n . Разработанные модели использованы при разработке декодеров для кодов БЧХ и Рида–Соломона.

Библиографический список

1. Блейхут Р. Теория и практика кодов, контролирующих ошибки – М.: Мир, 1986. – 576 с.

РАЗРАБОТКА АЛГОРИТМА УЛУЧШЕНИЯ КАЧЕСТВА ИЗОБРАЖЕНИЙ, СЖАТЫХ МЕТОДОМ JPEG

С.Н. Кириллов, И.В. Косткин, А.С. Михайлов

Рязанский государственный радиотехнический университет,

Аннотация. В данной работе рассмотрены алгоритмы устранения артефактов блочности на цифровых изображениях сжатым методом JPEG и разработан алгоритм, который включил в себя достоинства существующих методов.

Ключевые слова: JPEG, артефакты блочности.

DEVELOPMENT OF ALGORITHMS OF IMAGE ENHANCEMENT, COMPRESSION JPEG METHOD

S.N. Kirillov, I.V. Kostkina, A.S. Mikhailov

Ryazan State Radio Engineering University,

Annotation. In this paper the algorithms eliminate blocking artifacts in digital images JPEG compression method and developed an algorithm that included the advantages of the existing methods.

Keywords: JPEG, blocking artifacts.

1. Введение

В настоящее время основной трафик, передаваемый по цифровым каналам связи составляют графические и видео данные. На передающей стороне данные сжимаются, а затем восстанавливаются на приемной. Это делается с целью экономии трафика, но не всегда удается восстановить изображение с требуемым качеством. JPEG – это изображения, которые

были сжаты с целью уменьшения размера файлов, что делает их идеальными для обмена и размещения в интернете. Вследствие этого, при попытке увеличить или использовать изображение повторно, оно может выглядеть зернистым (появятся артефакты блочности) или заретушированным.

2. Анализ существующих алгоритмов

В настоящее время существует множество алгоритмов устранения «блочности» (алгоритмов деблокинга), но все они могут быть разделены на несколько основных групп, поскольку основаны на разных подходах к устранению «блочности» на изображении[1-4]:

1. Методы, основанные на изменении алгоритма кодирования изображения.
2. Методы, которые вносят изменения в схему квантования.
3. Методы, основанные на фильтрации изображения.
4. Комбинированные методы.

Все существующие алгоритмы обладают своими достоинствами и недостатками, и для разных целей могут использоваться разные методы устранения артефактов блочности.

В работе были рассмотрены методы устранения блочных искажений с помощью усредняющего фильтра, различных видов интерполяции и был разработан алгоритм для усовершенствования метода интерполяции, который позволяет ускорить обработку и улучшить качество обработанного изображения.

Для оценки результатов работы использовалась попарная оценка ухудшения качества снимков DSIS (DoubleStimulusImpairmentScale)[5]. Наблюдателю предлагалось сравнить два изображения – искаженное и оригинальное продолжительности теста – 8 секунд. Наблюдатель оценивал визуальные искажения по пятибалльной шкале. Максимальный балл 5 – соответствует незаметным искажениям, средний балл 3 – искажения мешают смотреть, минимальный 1 – изображение просматривать невозможно.

Использование усредняющего фильтра позволяет устранить блочные искажения, но он обрабатывает все изображение и затрагивает ту область, где обработка не требуется, в результате чего качество обработанного изображения становится хуже.

При анализе методов устранения артефактов блочности с помощью различных видов интерполяции был сделан вывод, что наилучший метод для уменьшения артефактов блочности – это метод линейной интерполяции (рис. 1).

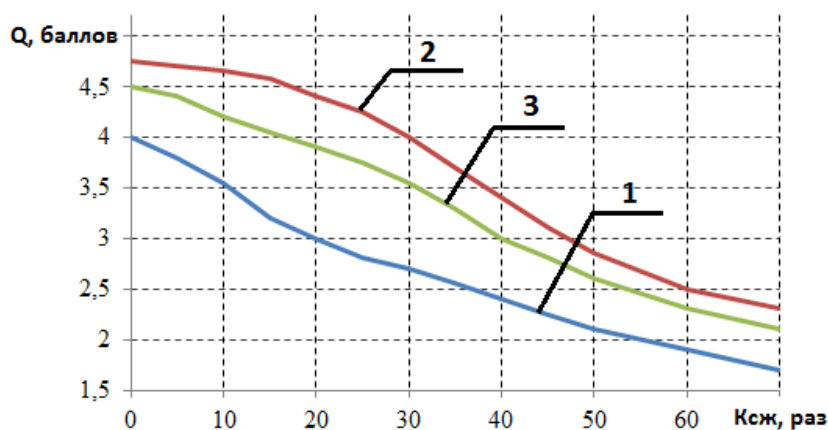


Рис. 1. Сравнение различных методов интерполяции: 1 - метод усреднения с ближайшими соседями, 2 - метод линейной интерполяции, 3 - метод квадратурной интерполяции

3. Разработка метода устранения артефактов блочности

Рассмотренные методы устранения артефактов блочности обладают серьезным недостатком – они обрабатывают все изображение (даже ту часть, где обработка не требуется), в результате качество изображения ухудшается. Чтобы избавиться от этого недостатка, а также для снижения вычислительных затрат был разработан метод поиска блочных искажений.

Для обнаружения артефактов блочности необходимо:

1. Вычислить абсолютную разность между пикселями, лежащих по разные стороны от границы блока:

1) для нахождения границы подверженной блочным искажениям находим разность: $x_9 - x_7$,

2) для нахождения границы изображения находим разность $x_{11} - x_{10}$ и $x_6 - x_5$, а затем их усредняем.

2. Определить порог, с которым будет производиться сравнение.

На рисунке 2 изображен график распределения плотностей вероятностей, где $p_1(z)$ соответствует границе объекта и $p_2(z)$ – границе изображения, T – порог.

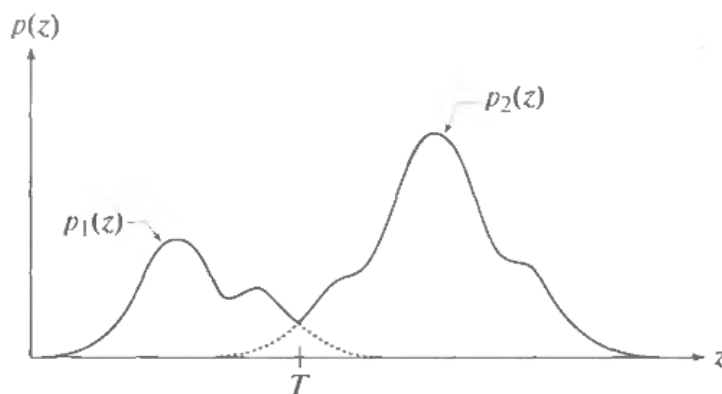


Рис. 2. График плотности распределения вероятности

Плотность распределения вероятности их смеси имеет вид:

$$P(z) = P_1 p_1(z) + P_2 p_2(z) \quad (1),$$

где P_1 и P_2 априорные вероятности появления границы объекта и границы изображения соответственно.

Предполагая, что каждый пиксель принадлежит либо к объекту, либо к изображению, получим:

$$P_1 + P_2 = 1 \quad (2)$$

Вероятность того, что случайная величина примет значение в интервале $[a, b]$, есть интеграл ее плотности распределения вероятности по интервалу от a до b , который численно равен площади под кривой плотности распределения вероятности между этими пределами. Вероятность того, что пиксель будет ошибочно классифицирован как принадлежащий изображению:

$$E_2(T) = \int_{-\infty}^T p_2(z) dz \quad (3)$$

Аналогично находим вероятность того, что пиксель будет ошибочно классифицирован как принадлежащий объекту:

$$E_1(T) = \int_{-\infty}^T p_1(z) dz \quad (4)$$

Тогда общая вероятность ошибки:

$$E(T) = P_1 E_1(T) + P_2 E_2(T) \quad (5)$$

Примем $P_1 = P_2 = 0.5$

Чтобы найти порог, при котором значение ошибки будет минимально необходимо продифференцировать $E(T)$ по T . Применяв формулу Ньютона-Лейбница и приравняв результат нулю, получим:

$$P_1 P_1'(T) = P_2 P_2'(T) \quad (6)$$

Решив это уравнение относительно T , получим значение порога.

Достоинством данного метода является то, что он находит блочные искажения и применяет к ним линейную интерполяцию. Это позволяет повысить качество изображения по сравнению с методами простой интерполяции, при которых обрабатывается все изображение. Чтобы понять присутствует блок на границе матрицы 8×8 или нет, необходимо найти разницу между соседними пикселями от границы блока и второго и третьего пикселями от границы, и сравнить полученную величину с порогом, который определяется по гистограмме распределения разности между пикселями.

Если разница между соседними пикселями окажется ниже порога T , то это означает, что присутствует блочные искажения, которые необходимо устранить, а если разница окажется больше порога T , то это означает, что присутствует граница объекта на изображении, которую не нужно обрабатывать.

Предложенный алгоритм сравнивался с существующими программами JpegEnhancer 1.8 и UnJpeg 1.5 (рис. 3).

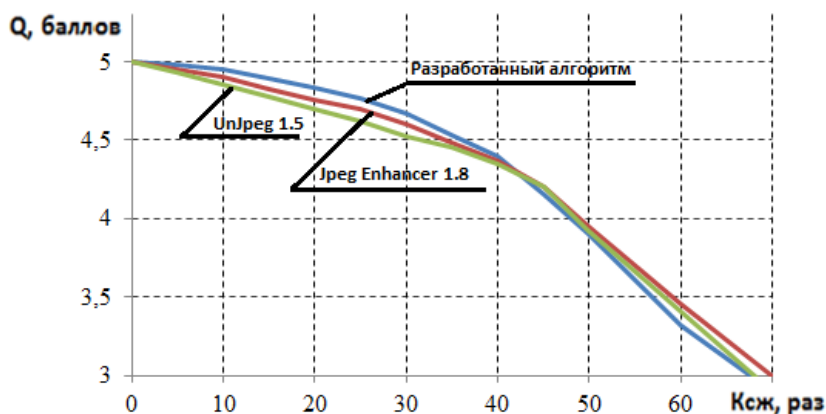


Рис. 3 Сравнение разработанного метода с существующими программами

На основании проведенного исследования можно сделать вывод о том, что данный алгоритм целесообразно применять при коэффициенте сжатия от 15 до 40, так как именно в этом диапазоне наблюдается повышение качества обработки изображения по сравнению с известными методами.

Библиографический список

1. Z. Wang, A. C. Bovik, B. L. Evans, "Blind measurement of blocking artifacts in images," in Proc. IEEE Int. Conf. Image Proc., vol. 3, pp. 981-984, sept. 2000
2. Fan Z., and R. L. de Queiroz, "Identification of Bitmap Compression History: JPEG Detection and Quantizer Estimation", IEEE Transactions on Image Processing, vol. 12, №2, february
3. H. S. Malvar and D. H. Staelin, «Reduction of blocking effects in image coding with a lapped orthogonal transform», in Proc. ICASSP 88, New York, pp. 781-784.
4. H. C. Reeve, III, and J. S. Lim, «Reduction of blocking effect in image coding», in Proc. ICASSP 83, Boston, MA, pp. 1212-1215.
5. ITU-R BT.500-11

МЕТОДЫ ОЦЕНКИ КАЧЕСТВА РЕЧЕВЫХ СИГНАЛОВ В СЛОЖНЫХ АКУСТИЧЕСКИХ УСЛОВИЯХ

А.С. Чекренёва

Рязанский государственный радиотехнический университет,

Российская Федерация, Рязань, anastasyvip@yandex.ru

Аннотация. В данной работе рассматривается влияние акустических помех и шумов на качество речевого сигнала. Проводится анализ методов, а также описана комплексная оценка качества речевых сигналов.

Ключевые слова: акустическая обстановка, качество речи, субъективная оценка, комплексный подход.

METHODS FOR EVALUATING THE QUALITY OF VOICE SIGNALS IN DIFFICULT ACOUSTIC ENVIRONMENTS

A.S. Chekrenyova

Ryazan State Radio Engineering University,

Russian Federation, Ryazan, anastasyvip@yandex.ru

Abstract. This paper considers the impact of acoustic noises and noise on quality of a voice signal. The analysis of methods is carried out, and also complex estimate of the quality of voice signals is described.

Keywords: acoustic conditions, voice quality, subjective appraisal, integrated approach.

1. Введение

Речевые сигналы (РС) являются одним из основных видов информации, который передается в каналах связи в современных инфотелекоммуникационных системах. Именно поэтому в системах передачи РС особое внимание уделяют качеству. В данном случае к качеству РС можно отнести разборчивость (объективная количественная мера, которая определяет возможность тракта передавать смысловую информацию, содержащуюся в РС в определенных акустических условиях окружающей среды), узнаваемость (отражает информацию о говорящем абоненте, т.е. его индивидуальных особенностях речи) и сохранность всех особенностей речи конкретного человека (эмоциональная окраска, тембр и т.п.) [1].

2. Влияние акустических шумов на качество РС

Под акустической обстановкой в общем смысле понимается совокупность акустических событий. Акустическое событие – это короткое или длинное звуковое явление, которое слышится на фонограмме или в оригинальном звучании. Акустическая обстановка – это все звуки, которые сопровождают РС (звуки транспорта, музыки, других людей и т.д.). Шум является воздействием, мешающим восприятию полезной информации, содержащейся в речевом сигнале. Помимо потери полезной информации в сообщении, шум может вызывать утомление, изменения в сердечно-сосудистой системе, головные боли и т.п. Наиболее опасным для человека является высокочастотный шум. С точки зрения качества связи, помехи, возникающие в канале связи могут подразделяться на широкополосный белый шум, окрашенный шум с полосой в диапазоне частот человеческой речи, а также речеподобные помехи, представляющие собой сигнал с амплитудной и частотной модуляцией. В данном случае наиболее опасными и трудноустраняемыми являются речеподобные помехи.

3. Методы оценки качества речи

Рассмотрим следующие критерии объективной оценки качества восстановленного РС [2]:

- Среднеквадратическая ошибка (СКО)

$$SKO = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N (x(i) - y(i))^2, \quad (1)$$

где $x(i)$ и $y(i)$ – i -е отсчеты исходного и восстановленного РС; N – объединенное количество отсчетов в РС;

- критерий отношения сигнал-шум (ОСШ)

$$ОСШ = 10 \lg \sum_{i=1}^N x^2(i) / \sum_{i=1}^N (x(i) - y(i))^2, \quad (2)$$

- анализ корреляционной характеристики

$$L = \frac{1}{N_c} \sum_{i=1}^{N_i} \lambda(i) l(i), \quad (3)$$

где $\lambda(i)$ – мера спектральной неравномерности РС на i -м сегменте анализа; $l(i)$ – мера субполосных искажений РС на i -м сегменте анализа; N_n – число сегментов в речевом фрагменте;

- расстояние Итакура-Саито (ISD) и Кепстральное расстояние (CD)

$$ISD = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} \left(\frac{P(\omega)}{\hat{P}(\omega)} - \log \frac{P(\omega)}{\hat{P}(\omega)} - 1 \right) d\omega, \quad (4)$$

- спектральное искажение барков DSD (Bark Spectral Distortion)

$$BSD = \sum_{i=1}^N (S_n^{(k)}(i) - S_y^{(k)}(i))^2, \quad (5)$$

где $S_x^{(k)}$ и $S_y^{(k)}$ – спектры барков k -го сегмента исходного и восстановленного РС в i -й критической полосе; N – объединенное количество критических полос;

- модифицированное искажение спектра барков MBSD (Modified BarkSpectral Distortion)

$$MBSD = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N \sum_{i=1}^K M(n, i) (D(n, i)), \quad (6)$$

где $M(n, i)$ и $D(n, i)$ – i -е показатели искажений ощущения и разницы уровней громкости n -го сегмента анализа; N – число сегментов в речевом фрагменте; K – объединенное количество спектральных полос [3];

- критерий LPC – спектральная разница огибающей между чистым входным сигналом и обработанным или поврежденным сигналом

$$d_{LLR}(\vec{a}_p, \vec{a}_c) = \log \left(\frac{\vec{a}_c R_c \vec{a}_p^T}{\vec{a}_c R_c \vec{a}_c^T} \right), \quad (7)$$

где a_c LPC – вектор чистого РС, a_p обработанный (расширенный) РС, R_c автокорреляционная матрица исходного РС;

- взвешенный спектральный склон WSS

$$d_{WSS} = \frac{1}{M} \sum_{m=0}^{M-1} \frac{\sum_{j=1}^K W(j, m) (S_c(j, m) - S_p(j, m))^2}{\sum_{j=1}^K W(j, m)}, \quad (8)$$

где $S_c(j, m), S_p(j, m)$ – склоны спектра j -ой полосы частот;

- метод AI-ST делит сигнал на короткие (30 мс) сегменты данных, вычисляет AI для каждого сегмента и в среднем сегментарные значения AI над всеми фрагментами анализа:

$$AI - ST = \frac{1}{M} \sum_{m=0}^{M-1} \frac{\sum_{j=1}^K W(j, m) T(j, m)}{\sum_{j=1}^K W(j, m)}, \quad (9)$$

где M – объединенное число сегментов данных в сигнале, $W(j, m)$ – весовая функция (функция группы значений, размещенных на j -ой полосе частот);

- квадрат величины когерентности MSC:

$$MSC(\omega) = \frac{\left| \sum_{m=1}^M X_m(\omega) Y_m^*(\omega) \right|^2}{\sum_{m=1}^M |X_m(\omega)|^2 \sum_{m=1}^M |Y_m(\omega)|^2}, \quad (10)$$

где * означает комплексное сопряжение, $X_m(\omega)$ и $Y_m(\omega)$ – обозначены спектры БПФ сигналов $x(t)$ и $y(t)$, соответственно, вычисляемых в m -ом сегменте данных.

В качестве субъективной оценки качества рассмотрены оценки MOS (Mean Opinion Score), которая является одним из субъективных методов оценки качества и определяется в рекомендации P.800 МСЭ-Т для нахождения оценки качества передачи речи, а также оценки согласно ГОСТ Р 50840-95, который устанавливает нормы качества передачи РС и методы измерений.

4. Комплексная оценка качества речевых сигналов

Полученная объективная комплексная оценка качества восстановленного РС сравнивается с результатами субъективной оценки, согласно ГОСТ Р 50840-95 и объективной оценкой, на основе алгоритма PESQ.

В качестве методов оценки могут быть выбраны критерии объективной оценки качества РС, наиболее распространенные и коррелированные с субъективными методами во временной, частотной области и области спектральной динамики.

С помощью весовых коэффициентов α_1 , α_2 , α_n , используя группу критериев объективной оценки качества РС, возможно получить результаты, близкие к результатам субъективной оценки качества РС. Таким образом, весь процесс оценивания становится автоматическим, достаточно быстрым и универсальным.

Используя критерий из n -количества критериев, можно получить многокритериальную оценку по формуле:

$$K = \alpha_1 K_1 + \alpha_2 K_2 + \dots + \alpha_n K_n. \quad (11)$$

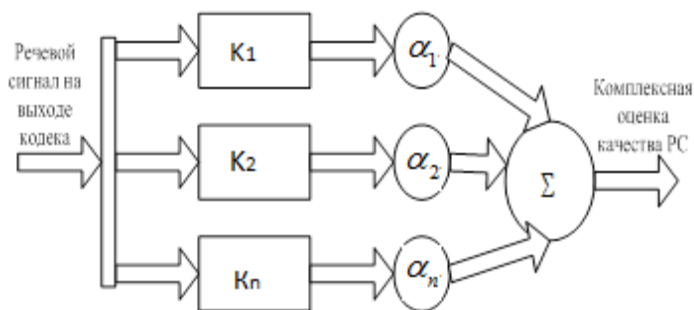


Рис. 1. Универсальный блок оценки качества РС

Заключение

В результате, можно сделать выводы об актуальности использования метода оценки качества РС, учитывающий влияние акустических шумов таким образом, чтобы объективная оценка наиболее близко соответствовала субъективной. Для реализации данной задачи необходимо использовать комплексную оценку качества РС.

Библиографический список

1. Дмитриев В.Т., Константинова Д.С. Алгоритм комплексной оценки качества речи в канале связи//Вестник РГРТУ. - 2016. - №3-57
2. Шелухин О. И., Лукьянцев Н. Ф. Цифровая обработка и передача речи. – М.: Радио и связь, 2000. – С 456.
- Цвикер Э., Фельдкеллер Р. Ухо как приемник информации – 2-е изд., перераб. и доп – М.: Связь, 1971. – С 255.

РАЗРАБОТКА КОМПЬЮТЕРНОЙ МОДЕЛИ СИСТЕМЫ СВЯЗИ С ТЕХНОЛОГИЕЙ OFDM

Е.А. Павкина

Рязанский государственный радиотехнический университет

Аннотация. В ходе данной работы были рассмотрены основы технологии OFDM. Проанализированы стандарты, которые используют эту технологию, а также характеристики и параметры систем связи с технологией OFDM. На этом основании была составлена структурная схема и алгоритм работы программы путем использования MATLAB.

Мной была разработана модель системы связи с технологией OFDM. Созданная модель предназначена для исследования скорости передачи при различных видах модуляции, а также оценивания количества ошибок при заданных значениях ОСШ.

Ключевые слова: передатчик, приемник, модуляция, демодуляция, циклический префикс, защитный интервал, система связи, OFDM, частота, ОСШ, ошибки поднесущая.

DEVELOPMENT OF COMPUTER MODELS OF COMMUNICATION WITH OFDM TECHNOLOGY

E. Pavkina

Ryazan State Radio Engineering University

Abstract. In the course of this work OFDM technology basics were discussed. Analyzed standards that use this technology, and characteristics and parameters of the communication systems with OFDM technology. On this basis, it was compiled block diagram of the algorithm of the program through the use of MATLAB.

Me model was developed communication system with OFDM technology. The created model is designed for the transmission of rate studies with different modulation types and estimating the number of errors for given values of SNR.

Keywords: transmitter, receiver, modulation, demodulation, cyclic pre-fixe, the guard interval, the communication system, the OFDM, frequency, SNR, error-schaya lifted.

1. Введение

Целью данного проекта является разработка модели системы связи с технологией OFDM, а также оценивание производительности при изменении некоторых ее основных параметров. Эта цель была достигнута путем использования программы MATLAB для имитации базовой системы OFDM.

OFDM (иначе: мультиплексирование с ортогональным частотным разделением каналов) является многопрофильной схемой цифровой связи для решения двух проблем. Оно сочетает в себе большое количество низкоскоростных каналов передачи данных для построения комплексной системы связи с высокой спектральной эффективностью. Ортогональность дает возможность располагать близко друг от друга поднесущие. Низкая скорость передачи данных каждого символа имеет большую длительность, что значительно уменьшает помехи между символами (ISI) [1]. Хотя идея OFDM основалась еще в 1966 году, она никогда широко не использовалась до последнего десятилетия, теперь этот принцип используется во всех стандартах передачи данных, например: ADSL (проводная передача данных), DVB-T (стандарт цифрового телевидения), WiFi (высокоскоростной беспроводной доступ в Интернет), LTE (подвижная связь 4-го поколения). [2]

2. Принцип работы систем связи с технологией OFDM

Количество поднесущих в системе OFDM не ограничивается, но зависит от спектральной полосы размером IFFT, которая определяется сложностью системы [3]. Чем сложнее (и более дорогостоящая), система OFDM, тем выше IFFT размер она имеет. Связь можно описать так:

$$\text{numbers of carriers} = \frac{\text{IFFTsize}}{2} - 2 \quad (1)$$

Может быть использовано большое количество поднесущих, и тогда выше достигается скорость передачи данных.

Выбор M-PSK модуляции изменяет скорость передачи данных и BitRateError (BER). Чем выше порядок M-PSK по отношению к размеру символа, тем меньше количество сим-

волов необходимо для передачи, таким образом достигается высокая скорость передачи данных. Но это приводит к более высокому BER, так как диапазон 0-360 градусов фаз будут разделены на поддиапазоны, и поддиапазоны будут иметь маленький размер, поэтому полученные фазы могут быть расшифрованы неправильно. OFDM сигналы имеют высокое отношение пиковой к средней мощности, поэтому сигнал должен быть устойчив к ограничениям, связанным со свойствами передатчика[4].

3. Структурная схема моделируемой системы связи. Алгоритм работы программы

Программа моделирования MATLAB состоит из шести файлов. Необходимо запустить OFDM_SIM.m файл, а другие м-файлы будут вызываться по мере необходимости. Исходными данными для моделирования могут являться файлы растрового изображения (*.bmp), которые выбираются пользователем самостоятельно. Файл представляет собой 256 уровней оттенков серого цвета, размером 8 бит. Затем данные исходного изображения будут преобразованы в символы с размерностью (бит / символ). В данной модели системе связи предусматривает 4 вида модуляции. С помощью передатчика OFDM преобразованные данные разделяются на несколько кадров. OFDM-модулятор осуществляет процесс модуляции по кадрам. Перед выходом из передатчика модулированные кадры временного сигнала объединяются вместе с защитными интервалами, вставленными между кадрами, а также с парой одинаковых заголовков, добавленных в начале и в конце потока данных. Канал связи моделируется путем добавления гауссова белого шума и эффекта амплитудного ограничения. В принятом сигнале приемник с помощью детектора огибающей обнаруживает начало и конец каждого кадра. Каждый обнаруженный кадр временного сигнала демодулируется в полезные данные. Затем демодулированные данные обратно преобразуются в исходные данные размером 8-битного слова. Расчеты ошибок выполняются в конце программы. Алгоритм работы программы отражает рисунок 1.

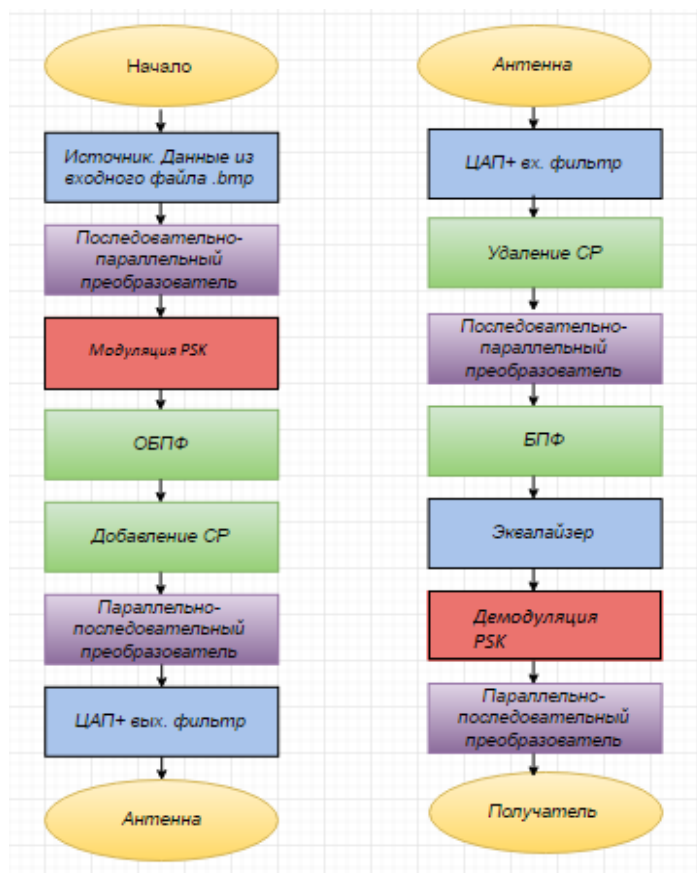


Рис. 1. Алгоритм работы программы

4. Программная реализация

Так как MATLAB имеет встроенную функцию "IFFT ()", которая выполняет обратное быстрое Преобразование Фурье, то я для моделирования выбираю ОБПФ. Шесть м-файлов написаны в MATLAB для разработки модели системы связи OFDM. Один из них является основным программным файлом сценария, который должен быть запущен, в то время как другие м-файлы будут вызываться в течение выполнения моделирования. 256 уровней серого растрового изображения являются источником входного сигнала. Еще один файл растрового изображения будет генерироваться в конце моделирования в качестве принимаемого изображения. Три файла для хранения данных (err_calc.mat, ofdm_parameters.mat, received.mat) образуются в процессе моделирования. err_calc.mat архивируются базовые сигналы перед передачей, и восстанавливаются в конце моделирования для расчетов ошибок. ofdm_parameters.mat архивируют параметры, инициализируются в начале моделирования и резервируют их для приемника, чтобы использовать позже.

В действительности, в этом моделировании приемник всегда будет иметь эти параметры ofdm_parameters.mat, они настраиваются пользователем в начале и передаются в приемник. received.mat сохраняет временной сигнал после того, как он проходит через канал, и позволяет приемнику читать его. Когда моделирование протекает через передатчик и OFDM канал, он делает паузу и ждет, когда пользователь нажмет любую клавишу, чтобы вызвать продолжения работы, а именно приемную сторону модели системы связи. Причина использования двух последних файлов является то, что, как только приемник OFDM продолжает работу, программа удалит все данные / переменные, хранящиеся в рабочей области MATLAB. Это позволяет смоделировать реальную ситуацию, в которой OFDM приемники не имеют данных для принятого сигнала на выходе канала связи.

Выводы

Разработана модель системы связи с технологией OFDM, которая позволяет оценивать качество работы системы при изменении вида модуляции при различных значениях ОСШ.

Спектральная эффективность основана на порядках PSK. График на рисунке 2 показывает, что время 16-PSK и 256-PSK в несколько раз меньше, чем BPSK.

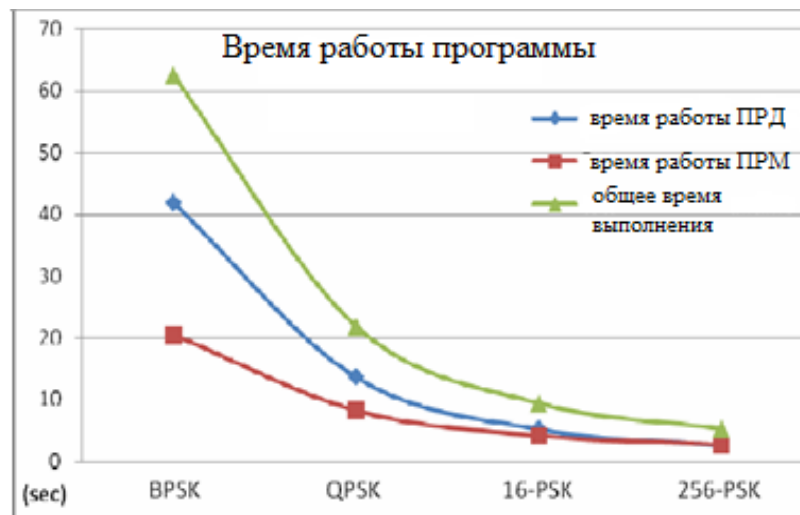


Рис. 2. Время выполнения программы при различных модуляциях

SNR обратно пропорционально частоте появления ошибок.

На рисунке 3 показана зависимость между количеством BER в процентах при различных SNR для всех четырех методов M-PSK. Как и следовало ожидать, модуляция более высокого порядка требует большего SNR, чтобы минимизировать BER.

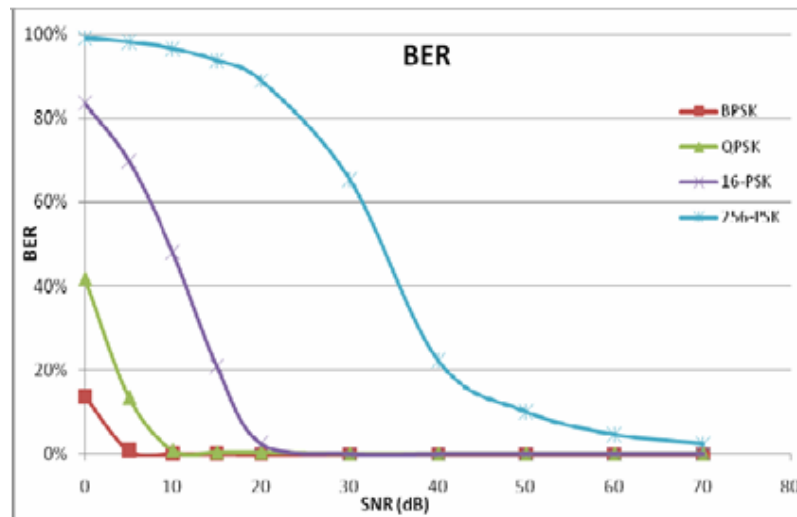


Рис. 3. Процент BER при различных SNR

Как мы видим из рисунка – 4, 256-PSK и 16-PSK позволяют при относительно большом SNR передавать данные с приемлемой погрешностью. При модуляции 256-PSK, устанавливая низкое ОСШ, например SNR=15 дБ, изображение на выходе распознаваемо, хотя имеем достаточно высокий BER=93,63%. Это происходит потому, что при декодировании черно-белого цифрового изображения с 256-уровнями не все ошибки заметны для человеческого глаза, но будут учитываться при битовых ошибках.

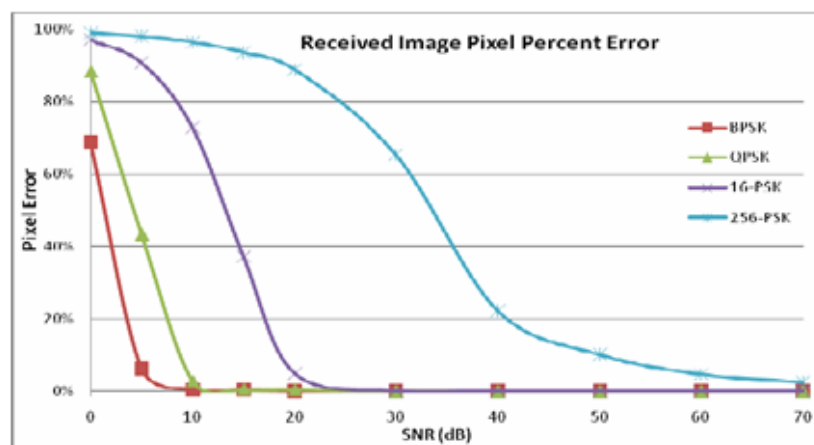


Рис. 4. Процент PixelError при различных SNR

Библиографический список

1. Schulze, Henrik and Christian Luders. Theory and Applications of OFDM and CDMA John Wiley & Sons, Ltd. 2005
2. М. Г. Бакулин, А.М. Шлома "Технология OFDM" учебное пособие – 2015 Secure Data Card IP Core. Altera Corporation - University Program. 2014.
3. А.Л. Гельгор, Е.А. Попов "Система цифрового телевизионного вещания стандарта DVB-T" учебное пособие Санкт-Петербург, 2011г.
4. Lawrey, Eric "Adaptive Techniques for Multiuser OFDM" Ph.D. Thesis, James Cook University 2001

ПЕРЕХОД НА ТЕХНОЛОГИЮ ETHERNET В ЦЕЛЯХ МОДЕРНИЗАЦИИ СЕТИ И ИСПОЛЬЗОВАНИЕ В НЕЙ ТЕХНОЛОГИИ ДОСТУПА В ИНТЕРНЕТ IPOE

В.Ю. Гомозков

*Рязанский государственный радиотехнический университет,
Россия, Рязань, fclm2011@mail.ru*

Аннотация. В данной работе рассмотрена целесообразность перехода с технологии DOCSIS на Ethernet. Рассмотрены преимущества сети Ethernet;

Ключевые слова: Ethernet, DOCSIS, IPoverE.

TRANSITION TO ETHERNET FOR TECHNOLOGY AREA CONNECTION MODERNIZATION AND USE IN IT TECHNOLOGY INTERNET ACCESS IPOE

V.Y. Gomozkov

*Ryazan State University of Radio Engineering,
Russia, Ryazan, fclm2011@mail.ru*

Abstract. In this paper we consider the feasibility of the transition to DOCSIS technology on Ethernet. We consider the advantages of Ethernet network;

Keywords: Ethernet, DOCSIS, IPoverE.

В настоящее время бурно развиваются все области знаний, связанные с телекоммуникациями и обменом информацией на большом расстоянии в реальном времени. С момента изобретения радио прошло достаточно много времени и с тех пор было разработано и спроектировано множество различных средств и технологий коммуникаций, что в значительной степени повлияло на человеческое общество. Но технический прогресс не стоит на месте и даже самые новейшие оборудование и технологии стремительно устаревают, так как появляются более совершенные по всем параметрам технологии. К этому относятся и сети передачи данных, которые очень быстро и прочно вошли в наше общество. За совсем не большой промежуток времени (5 лет) интернет обзавелся аудиторией в 50 000 000 человек. Другим средствам коммуникации понадобилось намного больше времени. Технология DOCSIS долгое время была достаточно востребованной для подключения к интернету и передачи IP трафика в сетях.

В этом стандарте по сети кабельного телевидения информация передается абоненту со скоростью до 42 Мбит/с (Ширина полосы пропускания 6 МГц. Модуляция, используемая в стандарте- 256 QAM) Абонентский трафик передается со скоростью до 10 Мбит/с (upstreamпоток). Технология, в свою очередь, стерла господствующее ранее решение о несовместимости оборудования различных производителей. Здесь используются сетевые протоколы и методы модуляции, гарантирующие совместимость.[2]

Технология DOCSIS ранее была достаточно популярна.

Преимущества:

1) Обслуживание и эксплуатация такой сети не требует использования дополнительных кабельных линий, и требуется относительно не больших затрат со стороны оператора. Эти факторы позволяют данной технологии быть простой и удобной при различных темпах подключения.

2) А также, сети DOCSIS отличаются простотой администрирования. Практически во всех головных станциях (CMTS) есть функция сканирования состояния сети. Существует ряд стандартов, дающие возможность DOCSIS взаимодействовать с внешними сетями передачи мультимедийных услуг. Стандарт DOCSIS 3.0 позволяет достигать скорости в 100 Мбит/с для абонента, но только такое подключение оказывается очень накладным.

Но, как и любая технология, DOCSIS не лишен недостатков.

- Разделяемая среда передачи данных. Из-за этого возникает проблема резкого снижения скорости, при большой загруженности сети (много абонентов использующих линию в течение определенного периода времени) В первых стандартах эта проблема была очень актуальна. Но компании-операторы предусмотрели возможность предоставления линии со ста-

бильной скоростью передачи, что требует дополнительной платы со стороны абонента. Однако эта задача не решаема при совместном использовании модема

- Задержки в обратном канале. Особенно актуально, при передаче данных пользователю по сетевому протоколу TCP/IP, так как при получении нового фрейма, переданных абоненту данных, TCP/IP ждет подтверждения того, что хотя бы один кадр из всей серии получен. При перегрузке полосы в upstream-канале существенно замедляется отправка данных даже если downstream-канал (прямой канал) практически свободен.

Даже если осуществить переход DOCSIS 3.0, сложно будет конкурировать с технологией Ethernet.

Эта технология пакетной передачи данных, по витой паре или оптоволоконным линиям, которые активно используются на «последней миле» - сегмент сети от оператора до абонента.

Ключевые особенности такой технологии:

- Относительно низкая стоимость оборудования, простота монтажа, эксплуатации и обслуживания сети. Описаны стандарты, в которых скорость передачи достигает 40 Гбит/с, но сети именно с такой высокой скоростью будут только вводиться в эксплуатацию

- Наличие постоянного доступа в интернет, позволяющего компьютеру абонента быть постоянно подключенным к интернету

- Структура сетей, организованных навитой пары, увеличивает отказоустойчивость и упрощает обслуживание сети, так как есть возможность следить за состоянием сети и проще устранять неисправности отдельных кабелей, соединяющих пользователя с коммутатором.[1]

Ethernet относится к классу широкополосных (broadband) технологий. Он обеспечивает скорость передачи данных от 10 до 100 Мбит/с, причем симметрично - скорость не зависит от того, скачиваете Вы файл к себе на компьютер, или отправляете его.

Изначально Ethernet был офисной технологией. Но развитие сети привело к тому что использование VPN и VLAN сделали из Ethernet очень надежной технологией. Имеется возможность использовать различные типы IP-адресов, позволяющих сделать глобальную сеть более безопасной и анонимной.

Повсеместное применение оптического волокна, кольцевой топологии с резервными линиями и маршрутизаторы помимо увеличения пропускной способности сильно повысили надежность и устойчивость к различного рода воздействиям

В данный момент наиболее актуален гигабитный Ethernet (Gigabit Ethernet, 1 Гбит/с), и в некоторых странах вводится в эксплуатацию 10-гигабитный Ethernet (10G Ethernet, 10 Гбит/с).[3]

Формат кадра сети Ethernet

Ethernet Version 2 — самый актуальный формат кадра, который используется сейчас. Такая модификация используется в Internet Protocol.

- Novell — внутренняя модификация IEEE 802.3 без LLC.
- Кадр IEEE 802.2 LLC.
- Кадр IEEE 802.2 LLC/SNAP.
- Некоторые сетевые карты Ethernet, производимые компанией Hewlett-Packard использовали при работе кадр формата IEEE 802.12, соответствующий стандарту 100VG-AnyLAN.

Иногда в Ethernet-кадре добавляется тег IEEE 802.1Q, идентифицирующий VLAN, к которой он адресован, и IEEE 802.1p, обозначающий приоритет.

Разные типы кадра имеют различный формат и значение MTU.

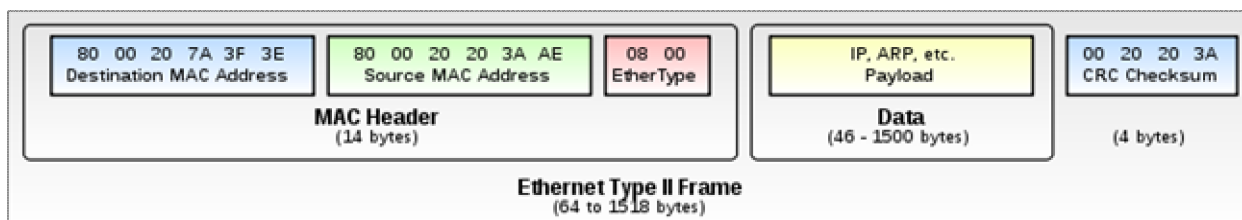


Рис. 1. Форматы Ethernet-кадра

Уникальность MAC-адресов

При разработке технологии Ethernet было задумано, что каждое сетевое устройство будет содержать совершенно уникальный, отличный от других номер (6 байтный MAC-адрес), заложенный в интерфейс устройства фирмой-изготовителем оборудования. Такой адрес используется для установления и регистрации в сети адресата и отправителя кадра, то есть появление в сети нового устройства не требует настройки для него MAC-адреса.

Все MAC-адреса единичны и уникальны за счет того что координирующий комитет дает каждой фирме-изготовителю 16 000 000 адресов, и если адреса заканчиваются, можно сделать запрос на новый пакет адресов. Три первые символа адреса дают возможность идентифицировать производителя.



Рис. 2. Обобщенная схема реализации сети Ethernet

В данной работе считаю важным упомянуть непосредственно о технологиях доступа в интернет, использующейся в сетях Ethernet:

В России особенно популярны две технологии: PPTP и PPPoE. В этих технологиях создается PPP-туннель, по которому передается абонентский трафик. Данные технологии требуют правильной настройки абонентского оборудования и ввода логина и пароля при каждом подключении к сети. Это может вызвать определенные сложности, так как не все пользователи способны самостоятельно произвести настройку своего оборудования, а персональные данные для авторизации могут быть утеряны. Так же, если у абонента имеется несколько устройств, способных осуществить выход в Интернет, то настраивать придется каждое оборудование отдельно. Все это вынуждает операторов связи организовывать круглосуточную службу технической поддержки, которая помогает пользователям настроить оборудование и устранить ошибки подключения, что для самих пользователей является не очень удобным.

Технология IPoE (IP over Ethernet) принципиально отличается от PPTP и PPPoE. Для передачи абонентского трафика не требуется организация PPP-туннеля, он передается как в обычных локальных сетях. Настройка оборудования производится автоматически при первом подключении сетевого кабеля к оборудованию. В дальнейшем настройка и авторизация пользователя в сети не потребуются, соединение будет производиться абсолютно прозрачно для пользователя. Благодаря этому оператор связи может серьезно сэкономить на техниче-

ской поддержке, а для пользователей доступ в Интернет будет максимально упрощен и сведется лишь к подключению сетевого кабеля к своему устройству.

Благодаря этому, технология IPoE является очень перспективной в наше время и все больше операторов внедряют ее в как существующие, так и строящиеся сети. Технология IPoE позволила сделать еще один шаг на пути эволюционного развития сети Интернет в сторону упрощения, так как с ее помощью сеть Интернет стала еще более доступной.

Библиографический список

1. Компьютерные сети. Принципы, технологии, протоколы. 4-е изд./ В. Г. Олифер, Н. А. Олифер. – СПб.: Питер, 2010. – 944 с.: ил.
2. Технология DOCSIS[Электронный ресурс], URL: <https://ru.wikipedia.org/wiki/DOCSIS> (дата обращения 05.02.2017)
3. Технологии современных сетей Ethernet. Методы коммутации и управления потоками данных. Елена Смирнова, Павел Козик, 2012 г.

УДК 007.51; ГРНТИ 50.41.25

МЕТОДЫ ПОВЫШЕНИЯ ДОСТОВЕРНОСТИ ПРИ ПЕРЕДАЧЕ ДАННЫХ

С.И. Сурков

*Рязанский государственный радиотехнический университет,
Рязань, ss_1994@mail.ru*

Аннотация. В данной работе рассматривался метод повышения достоверности данных, путем применения корректирующего кода.

Ключевые слова: достоверность, передача данных, корректирующий код.

METHODS OF INCREASING RELIABILITY IN DATA TRANSFER

S.I. Surkov

*Ryazan State Radio Engineering University,
Ryazan, ss_1994@mail.ru*

Abstract. In this paper, the considered method of increase of reliability of the data by the application of a correcting code.

Keywords: reliability, data transfer, correctitude code.

Очень большое значение имеет достоверность информации при передаче. Если возникает ошибка при передаче по время телефонного разговора появится треск, но можно будет понять, что имели ввиду на том конце. Тоже самое нельзя сказать о передаче данных, даже один неправильно принятый бит может очень серьезно сказаться на достоверности целых блоков информации.

Ошибки возникают по двум причинам:

1) Вследствие сбоев в работе некоторой части оборудования. К ним можно отнести коллизии. Как правило такие ошибки система передачи исправляет сама, имея ряд заранее разработанных инструкций;

2) Вследствие неблагоприятной помеховой обстановки возникающей из-за атмосферных явлений или внешних источников.

Одним из способов увеличения достоверности информации является использование корректирующих кодов. Данные коды не всегда могут исправить ошибку, но всегда могут её найти, что минимизирует получение ошибочных данных.

Корректирующими кодами являются только коды, которые несут в себе избыточность и для них должно выполняться неравенство

$$m^n > K,$$

где m — число позиций, n — длина кодовой комбинации, K — объём алфавита источника.

Суть нахождения ошибок в полученной комбинации $\tilde{b}_k$ заключается в том, что для передачи информации применяются не все $N = m^n$ возможные кодовые комбинации, а только небольшая их часть:

$$K \ll m^n = N.$$

Эти K применяемых комбинаций именуются разрешёнными, а оставшиеся $N - K$ комбинаций — запрещёнными. При воздействии помех передаваемая разрешённая комбинация превращается в одну из запрещённых, таким образом обнаруживаются случаи ошибок или ошибки. Если же совокупность ошибок окажется такой, что переданная разрешённая комбинация превратится в одну из других разрешённых, то такие ошибки не будут обнаружены. Как только ошибка обнаружена, по обратному каналу на передающую сторону отправляется запрос на повторную передачу комбинации, в которой обнаружена ошибка. Если же обратный канал в системе не предусмотрен, то информация просто теряется. Как следствие, в системах без обратного канала используют коды, которые позволяют не только обнаружить, но и исправить ошибку.

Выбранный алгоритм позволяет исправить ошибки в принятых кодовых комбинациях. На примере простой геометрической трактовки рассмотрим декодирования с исправлением ошибок.

Всё разнообразие кодовых комбинаций N разделяется на K непересекающихся подмножеств, приписываемых своим отдельным символам источника. Разделение выполняется так, чтобы при декодировании запрещённых комбинаций восстановить ту из разрешённых, которая могла быть передана с наибольшей вероятностью. Если кодовую комбинацию длиной n рассматривать как вектор в n -мерном пространстве, то это будет та из разрешённых комбинаций, которая находится ближе всего к принятой запрещённой:

$$\tilde{b}_j = \arg \min_i \|b' - b_i\|,$$

где $\tilde{b}_j$ — результат декодера относительно переданной комбинации, — принятая комбинация, b_i — все допустимые кодовые комбинации, $\|b' - b_i\|$ — разностное расстояние.

В двоичном случае ($m=2$) пространство двоичных векторов длиной n называют пространством Хемминга. Длина вектора в пространстве Хемминга равна числу единиц в этом векторе, а расстояние между двумя векторами равно числу разрядов, в которых эти вектора различаются:

$$|b| = \sqrt{\sum_i b_i^2} = \sqrt{\sum_i b_i};$$

$$|b' - b| = \sqrt{\sum_i [(b')_i \oplus b_i]^2} = \sqrt{\sum_i [(b')_i \oplus b_i]}.$$

Как правило система работает или в режиме исправления ошибок, или в режиме обнаружения, однако, возможны и системы, в которых часть запрещённых комбинаций (например, близкие по расстоянию к разрешённой) вначале декодируются, а оставшиеся (например те, для которых отличие по расстоянию велико) перезапрашиваются.

Для данных кодов с обнаружением и исправлением ошибок добавляются понятия исправляющей и обнаруживающей способности кода.

Обнаруживающей способностью кода является число ошибок, которое данный код позволяет обнаружить. Исправляющей способностью называется количество ошибок, которое может исправить данный код. Обнаруживающая и исправляющая способности кодов определяются величиной кодового расстояния.

Кодовым расстоянием $d_{\min}$ называется минимальное расстояние между двумя разрешёнными комбинациями данного кода.

Блочный код с кодовым расстоянием $d_{\min}$ может гарантированно обнаружить $q_0 = d_{\min} - 1$ ошибок. Действительно, поскольку между двумя разрешёнными кодовыми комбинациями расстояние не меньше $d_{\min}$, то любая комбинация с числом ошибок меньше $d_{\min}$ попадает в число запрещённых, что позволяет обнаружить ошибку. Поскольку в принципе из-за большого числа ошибок передаваемая кодовая комбинация может превратиться в запрещённую, расстояние до которой будет больше $d_{\min}$ и, кроме того, расстояние между некоторыми кодовыми комбинациями также могут быть больше $d_{\min}$, код может обнаружить и большее число ошибок. Однако вероятности появления таких ошибок пренебрежимо малы и поэтому они обычно не учитываются.

Аналогичным образом, можно сказать, что исправляющая способность кода с заданным

$$d_{\min} \quad q_H < \frac{d_{\min}}{2}.$$

Поскольку все комбинации с числом ошибок меньше $\frac{d_{\min}}{2}$ окажутся внутри области разбиения соответствующей переданной комбинации и, следовательно, будут исправлены. Для нечетных $d_{\min}$ исправляющая способность

$$q_H = \frac{d_{\min} - 1}{2},$$

а для чётных

$$q_H = \frac{d_{\min}}{2} - 1.$$

В симметричном двоичном канале вероятность ошибки кратности q в комбинации длины n

$$p_q = C_n^q p_0^q (1 - p_0)^{n-q},$$

где p_0 — возможность ошибки в элементе, быстро убывает с ростом q . Как следствие, обычно достаточно малую вероятность ошибки декодирования позволяют получить коды с исправляющей способностью q_H порядка 1 ...3 ошибок.

Таким образом, данные коды позволяют повысить достоверность сообщения. Верность ошибочного приема кодовой комбинации формируется как верность возникновения в ней хотя бы одной ошибки. При использовании систематических корректирующих кодов к первоначальной комбинации прибавляются проверочные биты, которые способствуют обнаружению и исправлению ошибки.

Однако, у корректирующих кодов есть и минусы. Их использование требует больше вычислительных затрат, а так же падает скорость передачи, за счет внесения избыточности. И чем она больше, тем меньше скорость.

Библиографический список

1. Банкет В.Л. Сигнально-кодовые конструкции в телекоммуникационных системах. Одесса: Феникс - 2009. С. 39-41.
2. Блейхур Р. Теория и практика кодов, корректирующих ошибки / Блейхур Р.: пер. с англ. — М.: Мир, 1986.- 567с.
3. Зюко А.Г. Помехоустойчивость и эффективность передачи информации / [Зюко А.Г., Фалько А.И., Панфилов И.П., Банкет В.Л., Иваненко П.В.] под ред. А.Г. Зюко. — М.: Радио и связь, 1985. - 272с.

ОБЗОР МЕТОДОВ ПОВЫШЕНИЯ ПОМЕХОЗАЩИЩЕННОСТИ ПРИЕМА СИГНАЛОВ В ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ СИСТЕМАХ

А.В. Егоров, В.В. Благонадеждин, А.В. Звездочкин

Рязанский государственный радиотехнический университет,

Россия, Рязань, reced1v33rus33@gmail.com

Аннотация. В данной работе проведен обзор существующих методов обеспечения повышения помехозащищенности приема сигналов в телекоммуникационных системах, основанных на подавлении и компенсации помех, разнесенном приеме.

Ключевые слова: электромагнитная совместимость (ЭМС), радиоэлектронное средство (РЭС), повышение помехозащищенности.

OVERVIEW OF THE METHODS OF INCREASING NOISE IMMUNITY RECEPTION OF SIGNALS IN TELECOMMUNICATION SYSTEM

A.V. Egorov, V.V. Blagonadezhdin, A.V. Zvezdochkin

Ryazan State Radioengineering University,

Russia, Ryazan reced1v33rus33@gmail.com

Annotation. In this paper, a review of the existing maintenance methods to increase noise immunity receiving signals in telecommunication systems based on suppression and noise compensation, diversity reception.

Keywords: electromagnetic compatibility (EMC), radioelectronic system (RES), increased noise immunity.

1. Введение

Расширение сферы применения и увеличение количества РЭС, создающих радиопомехи, привело к возникновению и последующему росту электромагнитных полей искусственного происхождения и вызвало необходимость обеспечения ЭМС РЭС [1].

Со временем данная проблема стала достаточно серьезной, затрагивающей многие отрасли радиотехники, и потребовала эффективного использования РЧС [1]. Для разрешения данной проблемы было предложено множество способов, к которым относятся следующие группы методов [2,3,4]:

1. основанные на применении компенсирующих помехи устройств;

2. посредством использования схмотехнических решений, подавляющих импульсные помехи (ИП) [2,3,4].

Приведенные методы могут быть реализованы с помощью таких схмотехнических решений как:

- различные компенсационные устройства;

- системы, служащие для подавления импульсных помех различными способами [2,3,4].

2. Методы обеспечения ЭМС при помощи одноканальных компенсаторов помех.

Назначением оптимальных одноканальных устройств компенсации является разграничение АМ и ЧМ сигналов, поступающих в одно и тоже время на вход приемника [2,3,4]. Существуют следующие варианты:

- Оптимальный следящий КП для двух ЧМ сигналов:

- Оптимальное устройство для разделения двух АМ сигналов, позволяющее:

- разграничивать сигналы, которые располагаются в одном частотном диапазоне;

- повысить помехоустойчивость приемника;

- обеспечить значительное улучшение отношения сигнал/шум (ОСШ) (25–28 дБ) на выходе, если сравнивать с простым синхронным приемником при расстройке между несущими, которая равна верхней модулирующей частоте, и при отношении сигнальной и помеховой мощностей на входе, равном 0 дБ[2,3,4].

- Итерационные КП, особенностью которых является то, что при значительном различии уровней сигналов, которые необходимо разделить, оптимальное устройство ком-

пенсации возможно преобразовать в оптимальное итерационное устройство компенсации, так как в них не стоит вопрос устойчивости. Путем использования данных устройств можно добиться значительных успехов в вопросе разделения передаваемых в общем диапазоне частот сигналов с частотной модуляцией.

3. Методы обеспечения ЭМС РЭС при помощи двухканальных компенсаторов помех в системах связи с ЧМ

В большинстве систем используются устройства компенсации с двумя каналами. Они подразделены на устройства:

- имеющие опорный вход;
- устройства с поступающими одновременно на входы мешающим и полезным сигналами.

Устройства компенсации широко используются для защиты земных станций (ЗС) от РРС, осуществляющих вещание или транспортировку информации на СВЧ в спутниковых системах. Они позволяют увеличить свободу выбора мест размещения наземных станций, добиться снижения затрат на развертывание линий. В данных компенсаторах применяется дополнительное приемное оборудование, направленное на источник помехи [2,3,4].

В большинстве случаев метод реализуется применением субоптимального КП, к преимуществам которого можно отнести простоту и сохранение эффективности по сравнению с оптимальным компенсатором.

Применение схем компенсации позволяет добиться значительного снижения уровня мешающих излучений (до 40dB) [5], а так же способствует улучшению электромагнитной совместимости РЭС, использующих для работы одинаковые частоты, и более эффективному использованию радиочастотного ресурса. Данные устройства эффективны, когда общепринятые способы (например, разнесение систем, воздействующих друг на друга) не приносят должного результата [2,3,4].

4. Методы обеспечения ЭМС РЭС при помощи устройств подавления импульсных помех.

К ним относятся:

- запирающие (бланкирующие) тракты приема полезного сообщения (ПС) во время действия ИП либо использование схемы мгновенной автоматической регулировки усиления (МАРУ), снижающей усиление приемника практически до нуля [7];

- применение схемы ШОУ (широкополосного усилителя, ограничителя и усилителя с узкой полосой), в которой полоса узкополосного усилителя согласована с необходимой шириной полосы излучения, а соотношение полос усилителей определяет степень подавления амплитуды импульсной помехи [7];

- метод подавления ИП за счет экстраполяции искаженных значений полезного сообщения. Сравнивая его с отличающимися простотой схемами, использующими два изложенных выше метода, можно прийти к выводу о значительном повышении качества восстановления участков полезного сообщения, пораженных импульсной помехой. Но такая реализация осложняется при превышении длительностью помехи интервала корреляции сигнала.

- метод подавления ИП при приеме сообщений с существенно неравномерным спектром. Данный метод применим, например, к спектру ТВ сигнала, имеющему сложную структуру. Он подразумевает использование экстраполяции для того, чтобы восстановить искаженный участок сигнала. Эксперименты [6] подтвердили эффективность метода в случаях высокой надежности обнаружения ИП. В некоторых ситуациях используется разнесенный прием: на помеху настраивается отдельное радиоприемное устройство. Такой вариант способствует улучшению помеховой ситуации;

- метод подавления ИП за счет интерполяции искаженных значений полезного сообщения. Обычно используется экстраполяция и интерполяция полезных низкочастотных сигналов. Если время корреляции ПС превышает несколько раз длительность ИП, то сигнал восстанавливается достаточно точно. Однако выполняется данное условие далеко не во всех случаях [2, 3, 4].

Библиографический список

1. Использование радиочастотного спектра и радиопомехи / Егоров Е.И., Калашников Н.И., Михайлов А.С. — М.: Радио и связь, 1986. — 304 с., ил.
2. Управление радиочастотным спектром и электромагнитная совместимость радиосистем. Учебн. пособие / Под ред. д.т.н., проф. М.А. Быховского. — М.: Эко-Трендз, 2006. — 376 с.: ил.
3. Основы управления использованием радиочастотного спектра. Т. 2: Обеспечение электромагнитной совместимости радиосистем. / Под ред. М.А. Быховского. — М.: КРАСАНД, 2012. — 552 с.
4. Материалы сайта: <http://www.studfiles.ru/preview/5394836/>.
5. Быховский М.А. Потенциальная помехоустойчивость двухканального приема сигналов с частотной модуляцией // Труды НИИР. — 1979. — № 1.
6. Быховский М.А., Терехов А.С. Анализ и оптимизация одного метода подавления импульсных помех // Труды НИИР. — 1986. — № 4.
7. Теория электрической связи: учебное пособие / К.К. Васильев, В.А. Глушков, А.В. Дормидонтов, А.Г. Нестеренко; под общ. ред. К.К. Васильева. — Ульяновск: УлГТУ, 2008. — 452 с.

УДК 004.934.8'1; ГРНТИ 34.55.21

ЭФФЕКТ БИНАУРАЛЬНОЙ ДЕМАСКИРОВКИ ДЛЯ ИДЕНТИФИКАЦИИ ДИКТОРА В АКУСТИЧЕСКИХ ШУМАХ

Д.Н. Кручок

*Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники,
Республика Беларусь, Минск, den.dj.dnk@gmail.com*

Аннотация. В данной работе описан метод предобработки исходного речевого сигнала для идентификации диктора в акустических шумах на основе эффекта бинауральной демаскировки.

Ключевые слова: психоакустика, бинауральная демаскировка, идентификация диктора

THE BINAURAL UNMASKING EFFECT FOR SPEAKER IDENTIFICATION IN ACOUSTIC NOISES

D.N. Kruchok

*Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics,
Belarus, Minsk, den.dj.dnk@gmail.com*

Abstract. This paper deals with the speech signal processing method based on binaural unmasking effect for speaker identification in acoustic noises.

Keywords: psychoacoustics, binaural unmasking, speaker identification

При проектировании систем идентификации диктора изучается акустическая обстановка среды, в которой будет эксплуатироваться система в дальнейшем. На основе полученных данных разрабатываются алгоритмы предобработки (очистка от шума, ревербераций и пр.), извлечения (получение характеристического вектора), построения модели диктора («голосой образ») и определение решающих правил. Система обучается под конкретные условия для достижения заданного уровня распознавания. Несмотря на высокую эффективность систем идентификации в закрытых помещениях, результаты распознавания в местах с наличием акустических шумов ещё далеки от допустимых и в своей работе требуют вмешательства человека.

Эффект бинауральной демаскировки (эффект вечеринки) заключается в том, что слуховая система человека способна выделить интересующий слушателя разговор на фоне общего разговора или шума. Причем, при стимуляции обеих ушей разными сигналами, эффект значительно возрастает и сигнал лучше воспринимается человеком.

Проводились эксперименты для тональных и речевых сигналов, в которых имелся сигнал, полностью маскируемый шумом, а также сигнал, содержащий идентичный шум, которые посылались через наушники на уши человека в моно и стерео вариантах. Когда в одно ухо шёл шум, а в другое – речевой сигнал и шум, то тогда маскированный до этого речевой сигнал вновь будет услышан (сигнал как бы освобождается от шума, его уровень субъективно повышается на 9 дБ) [1]. Данный эффект и называется бинауральной демаскировкой и для его учета была предложена модель слуховой системы, известная как модель Дурлаха (рис. 1).

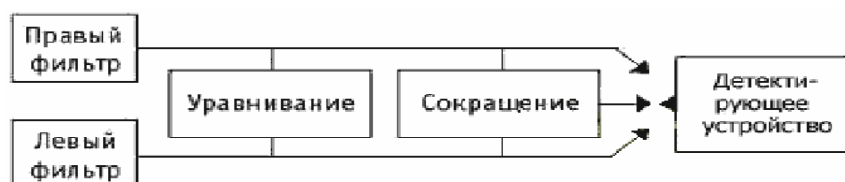


Рис. 1. Структура модели Дурлаха [1]

В соответствии с этой моделью звук, пройдя фильтры критических полос на базилярной мембране (БМ) в каждом ухе, моноуральным и бинауральным путями поступит в слуховые центры мозга к "различающему устройству", которое определяет, присутствует ли полезный сигнал в данном шумовом окружении. Различающее устройство переключается между тремя возможными каналами (два моноуральных и один бинауральный) и как основу для ответной реакции использует канал с наиболее подходящим соотношением сигнал/шум. Моноуральные каналы идут непосредственно к различающему устройству, а прохождение раздражения по бинауральному каналу включает две стадии: уравнивание и сокращение. На первой стадии сигналы из обеих ушей уравниваются по амплитуде (уравнивающая стадия), затем в стадии сокращения эти сигналы вычитаются друг из друга. При одинаковых комбинациях сигналов в обоих ушах $C+Ш=C+Ш$ входной бинауральный сигнал полностью сокращается, и различающее устройство вынуждено выбирать между моноуральными каналами, поэтому разность уровня маскировки не выявится. Однако при условии, что шум повернут по фазе, то есть когда $C+Ш=C+(-Ш)=2C$, происходит взаимное сокращение шумов и сигнал усиливается до 15 дБ. Модель работает не безупречно из-за наличия внутриушного шума (поэтому выигрыш только на 15 дБ), точного поворота по фазе не происходит, не полностью уравниваются стимулы и т.д [1].

Таким образом, используя модель Дурлаха при восприятии зашумленного звукового сигнала, можно усилить полезный сигнал на 9 дБ в случае, когда шум имеет одинаковую фазу, и вплоть до 15 дБ – когда фаза будет противоположна.

Прежде чем система идентификации диктора сможет распознавать диктора, её необходимо обучить. Во время обучения подготавливается речевая база, состоящая из выражений каждого известного диктора, который должен быть идентифицирован, для построения (обучения) модели для этого диктора. Обычно это стадия выполняется перед тем, как будет эксплуатироваться система идентификации, однако разрабатываются варианты обучения системы в процессе её работы (добавление нового диктора).

Во время тестирования, неизвестное речевое выражение сравнивается с каждой натренированной моделью диктора. В идентификации с закрытым набором неизвестные личности принадлежат базе дикторов, которые участвовали в процессе обучения, и тогда проблема со случайным диктором, не участвующим в обучении отпадает. Главным показателем эффективности таких систем является точность распознавания (усреднённый процент правильного распознавания среди всех дикторов в базе). Идентификация с закрытым набором обычно характерна для ведомственных организаций, где группы лиц известны, их данные могут быть собраны и храниться в базе данных, и для которых идентификация будет происходить внутри их ведомства или отдела (т.е. нет «внешних» пользователей).

В идентификации с открытым набором, неизвестным диктором может быть любой человек. Так как идентификация всегда осуществляется среди конечного, известного круга лиц, то невозможно идентифицировать случайного диктора. Поэтому первой задачей идентификации с открытым набором является определение, принадлежит ли диктор к базе известных дикторов, и если нет, то отклонить такого диктора, в противном случае – идентификация выполняется как с закрытым набором. Для таких систем важно определить принадлежность диктора к базе, иначе случайный диктор будет всегда идентифицироваться.

Общая структурная схема системы идентификации диктора представлена на рисунке 2.

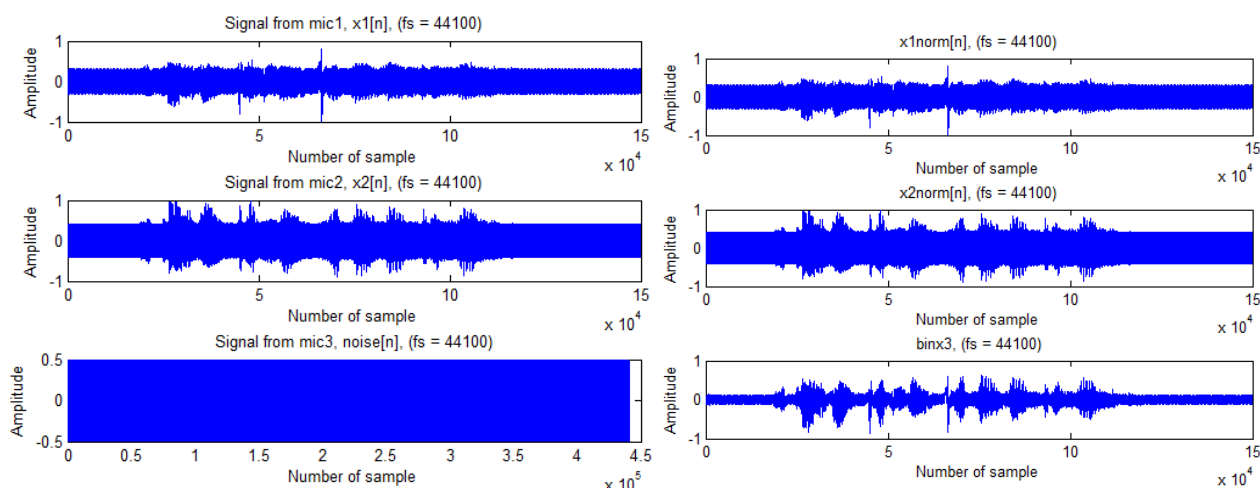


Рис. 4. Записанные речевые сигналы (слева – с шумом; справа – полученный бинауральный сигнал)

Таким образом, использование двух микрофонов в процессе записи сигнала позволяет получить третий сигнал, используя эффект бинауральной демаскировки, с наибольшим уровнем отношения сигнал-шум, а значит улучшит результат дальнейшей идентификации диктора.

Библиографический список

1. Алдошина И.А. Основы психоакустики / И.А. Алдошина – М. : Оборонгиз, 2000. – 154 с.
2. Кручок Д.Н., А.А. Петровский Система идентификации диктора в акустических шумах на основе антропоморфической обработки речевого сигнала / Д.Н. Кручок, А.А. Петровский // Доклады БГУИР, – 2016. – С.47-53.

УДК 004.7; ГРНТИ 49.03.01

ПРОЕКТИРОВАНИЕ УЗЛА МУЛЬТИСЕРВИСНОГО ДОСТУПА И ВКЛЮЧЕНИЕ ЕГО В ТФОП С ПРИМЕНЕНИЕМ ТЕХНОЛОГИИ SOFTSWITCH

Р.Д. Крылов

*Рязанский государственный радиотехнический университет,
Россия, Рязань, KrylovRomanDmitr@mail.ru*

Аннотация. Современный рынок связи находится на таком этапе, когда операторы имеют благоприятную возможность обойти все трудности конвергенции, присущие сетям прошлых лет, и перейти напрямую к сетям следующего поколения на базе технологии, которая получила следующее название «Newgenerationnetwork».

Ключевые слова: Newgenerationnetwork, Softswitch.

DESIGN MULTI SERVICE ACCESSNODEAND INCLUSION IT INTO POTS WITH USE TECHNOLOGY SOFTSWITCH

R.D. Krylov

*Ryazan State Radio Engineering University,
Russia, Ryazan, KrylovRomanDmitr@mail.ru*

Abstract. Modern market communication will be set up, when we have the opportunities to bypass all the difficulties of convergences, the inherent network of last years and jump directly to are new generation called NGN (Newgenerationnetwork). Our version of system ensures good result.

Keywords: Newgenerationnetwork, Softswitch.

Ни для кого не секрет, что современным пользователям рынка инфокоммуникационных услуг необходим широкий класс различных служб и приложений, предполагающий огромное количество технологий, протоколов и скоростей передачи данных. При этом, пользователи зачастую выбирают поставщика служб в зависимости от двух критериев: цены и надежности продукта.

NGN (от англ. nextgenerationnetworks, newgenerationnetworks — сети следующего/нового поколения) — мультисервисные сети доступа, важнейшей частью которых являются действующие IP-сети, включающие абсолютное или частичное предоставление услуг передачи речи и мультимедийных данных.

Сначала, для передачи различной информации отводились отдельные, ведомственные сети связи: телеграфная сеть, телефонная сеть и пр. Во второй половине XX века возникла идея соединить все ведомственные сети связи в одну единую. Так получила свое начало концепция современных сетей ISDN (Integrated Services Digital Network) — цифровая сеть с интеграцией служб, позволяющая объединить услуги телефонии и обмена данными. Основополагающей сетью ISDN-сети является телефонная сеть общего пользования (ТФОП).

В конце XX века по различным причинам (высокая цена ISDN-оборудования, быстрое развитие IP-сетей, появления на рынке новых приложений и услуг) идея создания глобальной сети ISDN потерпела фиаско. На смену технологии ISDN, пришла другая концепция сетей следующего поколения — NGN. Сеть NGN опирается на сеть передачи данных на базе протокола IP, в отличие от сети ISDN.

Исходя из простого определения, сеть NGN — это общедоступная, стандартная пакетная сеть, способная с должным качеством поддерживать все существующие приложения и услуги, обеспечивая необходимую доступность и защищенность, позволяя быстро реагировать на новые требования по функциональности и пропускной способности [1].

Актуальность данной работы заключается в том, что для улучшения качества обслуживания абонентов и предоставления услуг TriplePlay (это комплексная услуга получения пользователем доступа к ресурсам Интернет, телевидению и телефонной связи) необходима организация современных абонентских доступов на основе оборудования NGN.

Сеть следующего поколения (NGN) - сеть, которая оптимально удовлетворяет требованиям операторов с экономической точки зрения для получения прибыли.

Концепция NGN предусматривает создание современной мультисервисной сети, возникшей по следующим причинам:

- свободная конкуренция между различными поставщиками услуг,
- стремительный рост голосового трафика и трафика передачи данных с использованием сети Интернет
- появившаяся потребность рынка в предоставлении обобщенной мобильности пользователей.

Словенская компания Iskratel представила свой уникальный продукт, который полностью удовлетворяет всем современным требованиям современного рынка инфокоммуникационных услуг — SI3000 MultiService Access Node (SI3000 MSAN).

SI3000 MSAN, мультисервисный узел абонентского доступа SI3000, представляющий собой наиболее уникальный, из существующих, вариант развертывания абонентского доступа. Он предоставляет любые комбинации отправки и получения высокоскоростных, мультимедийных данных по фиксированным и беспроводным сетям доступа.

Управление и мониторинг MSAN осуществляются удаленно и централизованно, с помощью специальных плат (которые бывают продублированы) и ПО (программного обеспечения). В ряде случаев управление и контроль мультисервисной платформы осуществляются с помощью уникального центрального сервера. Кроме того, MSAN включает в себя такой важный критерий, как QoS (Quality of Service — качество обслуживания), позволяющий в любом выделенном абоненту канале передавать и принимать несколько независимых друг от друга потоков данных и информации. Этот подход незаменим для пользователей при формировании индивидуальных пакетов услуг, если, например, оператор может предоставить услугу TriplePlay.

Для того чтобы лучше понять принцип построения сетей следующего поколения приводится обобщенная структура, включающая в себя 4 уровня.

- уровень доступа
- транспортный уровень

- уровень управления коммутацией
- уровень услуг и эксплуатационного управления

Нередко встречается и более простая 3-х уровневая архитектура проектирования сети NGN, в которой функции уровня доступа и транспортной сети берет на себя транспортный уровень [2].

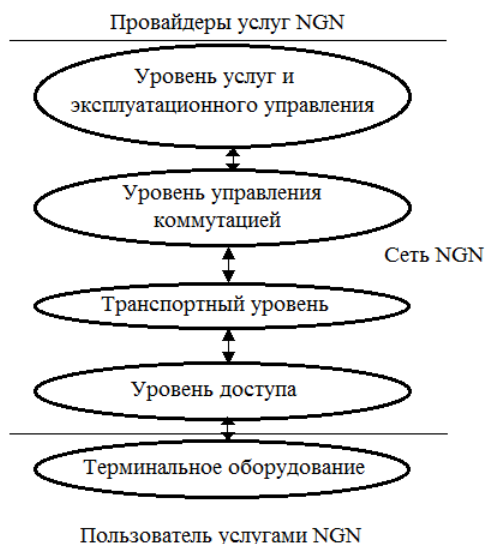


Рис. 1. Обобщенная 4-х уровневая архитектура NGN

Из единого (центрального) центра оператор может наблюдать за хранящейся информацией, управлять разными конфигурациями сети, обновлять сетевую топологию и программное обеспечение, а также выполнять другие различные действия по настройке сети.

Существуют множество разных способов для объединения MSAN между собой, чтобы наиболее эффективно и грамотно использовать сетевые интерфейсы путем концентрации трафика, исходя из построения сети и задач по обеспечению её безопасности и конфиденциальности.[3]

Сеть нового поколения (NGN) должна опираться на уже существующие службы путем внедрения программной распределенной коммутации. Для взаимодействия с различными сетями и типами сигнализаций, было придумано устройство Softswitch, программируемый коммутатор, который является ключевой частью мультисервисной сети.

Оборудование, выполняющее функции гибкого коммутатора, должно включать в себя устройство управления шлюзами (MediaGatewayController, MGC) и шлюз сигнализации (SignalingGateway, SG).

В общем случае, комплекс оборудования, воплощающий функции гибкого программируемого коммутатора, может содержать следующие прикладные программно-аппаратные устройства: шлюз транспорта, сервер дополнительных приложений, сервер медиа доступа, SIP-прокси-сервер, привратник семейства протоколов H.323.

Связь между программным гибким коммутатором (CS) и узлом управления (MN) происходит по специальным соединениям при помощи технологии Ethernet .[4]

Следует отметить, что управление, оптимизация и конфигурация сети происходит дистанционно, что облегчает анализ качества сети и ее эксплуатацию.

В основе выбора технологии и концепции перспективного развития сети связи должны присутствовать и мотивы экономического характера. В мультисервисных сетях эти мотивы выражаются в предоставлении различных новых услуг и уменьшении затрат на их построение благодаря уникальной возможности построения технологической инфраструктуры с распределенной коммутацией и гибкой структурой управления. Построению мультисервис-

ной сети - это очень сложный процесс, поэтому проектирование подобных систем представляет собой высокое «технологическое искусство» системного интегратора.

Технология NGN может использоваться только с помощью механизмов пакетной передачи и технологий программной коммутации, которые являются основными элементами мультисервисной сети.

Использование коммутатора SoftSwitch предоставляет реальные возможности автоматизации процесса импорта данных о представленных услугах в существующие на предприятиях автоматизированные системы комплексных расчетов (АСКР).

Самое главное в NGN - учет состояния баланса между ее ценой, надежностью и качеством услуг.

Библиографический список

1. Гольдштейн Б.С., Пинчук А.В., Суховицкий А.Л. IP-телефония. – М.: Радио и связь, 2001
2. Тематическая подборка ДЦНТИ «Развитие сетей широкополосного доступа»
3. «NGN: принципы построения и организации», Бакланов, И.Г.
4. «Еще раз о Softswitch или сравнение реализаций трехгранной пирамиды», А.Б. Гольдштейн

УДК 621.396.43

УНИФИЦИРОВАННАЯ ПРОЦЕДУРА ИНТЕГРАЦИЯ ЦИФРОВОЙ АТС НА СЕТИ СВЯЗИ ОБЩЕГО ПОЛЬЗОВАНИЯ

О.Е. Шустиков, Е.В. Еремеев

*Рязанский государственный радиотехнический университет,
Россия, Рязань rgrtu@rsreu.ru*

Аннотация. В данной работе проведен обзор существующих методов интеграции и совместимость их с фрагментами любой технологии на сети общего пользования.

Ключевые слова: интеграция цифровой АТС, технологии.

DESIGN INDUSTRIAL CONDITIONAL ENTERPRISE NETWORK

O.E. Shustikov, E.V. Eremeev

*rgrtu@rsreu.ru
Ryazan State Radio Engineering University
Russia, Ryazan*

Annotation. In this paper, a review of existing methods for integration and interoperability with fragments of any technology on the public network.

Keywords: integration of digital ATS, technology.

1. Введение

Широкий спектр телекоммуникационных технологий, которые в настоящее время используют на сетях связи общего пользования делает актуальным вопрос разработки унифицированной процедуры интеграции цифровой АТС. [1]

2. Унифицированная процедура интеграции цифровой АТС

В данной работе предлагается рассмотреть возможность унифицированного подхода для интеграции цифровой АТС на сети связи общего пользования. Как правило, современная цифровая АТС имеет практически все известные интерфейсы с поддержкой необходимых протоколов для подключения к сегментам сети связи с любой технологией. Однако, последовательность этапов для интеграции цифровой АТС в зависимости от специфики технологии, как правило, не рассматривается.

При интеграции цифровой АТС следует выделить основные этапы:

- 1) В основном интеграция происходит по сигнализации ОКС-7 (частные случаи по протоколам SIP, H232).

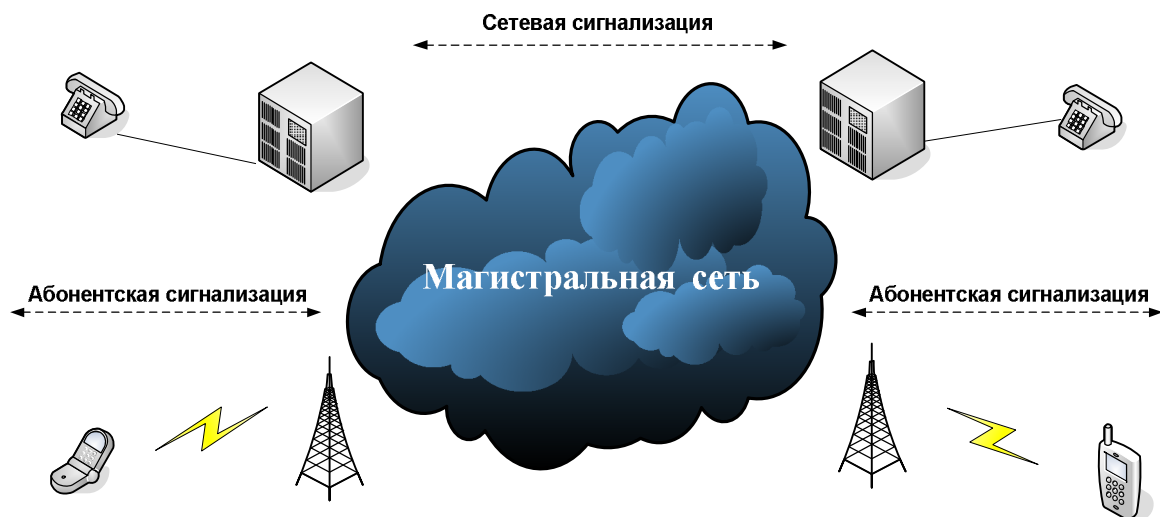


Рис. 1. Абонентская и сетевая сигнализации

2) По сети ISDN (интерфейсы BRI и PRI)

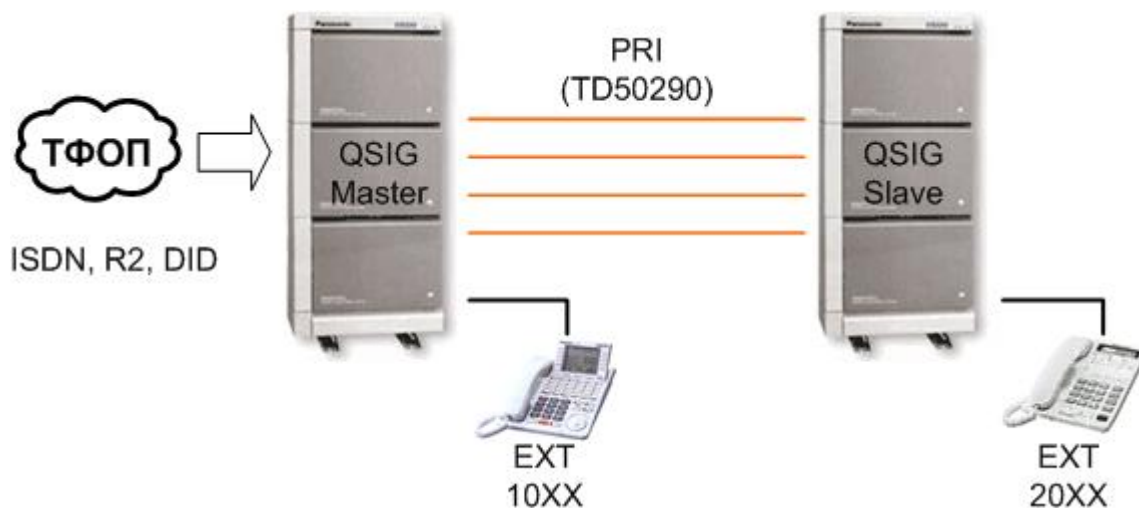


Рис. 2. Осуществление связи между абонентами двух станций по интерфейсу PRI

Исходными данными являются:

- 1) Количество абонентов
- 2) Объем передаваемой информации по линии
- 3) Пропускная способность ЦАТС

Исходя из этих параметров, выбирается метод интеграции.

Основными параметрами интеграции являются: скорость передачи, количество каналов, время задержки, длина линии.

Скорость передачи характеризует быстроту передачи данных по линии. Чем выше скорость тем лучше.

Количество каналов показывает сколько можно одновременно передать информации.

Время задержки - то время, при котором сигнал задерживается по некоторым причинам.

Длина линии показывает максимальное расстояние, на которое можно передать информацию.

Таблица 1 - Технические характеристики видов интеграции

Вид интеграции	Скорость передачи, кбит/с	Количество каналов	Задержка, мс	Длина линии, м
Интерфейс BRI	144	2	250	1800
Интерфейс PRI	2048	30	125	5000
протокол SIP	16	1	300	300
протокол H232	64	1	500	500

Из этой таблицы видно что самый оптимальный из методов является интерфейс PRI, так как здесь используются наибольшее количество каналов, наименьшее время задержки, максимальная скорость потока Е1 и длина линии.

Также можно организовать вынос абонентской емкости или реализовать соединение нескольких удаленных АТС. При этом абоненты 2-й АТС будут принимать входящие звонки, прошедшие транзитом через 1-ю АТС из ТФОП (ISDN, R2, DID), а также совершать исходящие звонки, используя внешние линии 1-й АТС. Также возможна прямая внутренняя связь между абонентами этой АТС, с передачей номера и имени звонящего.[2]

3. Вывод

Таким образом, в данной работе были рассмотрены существующие методы интеграции, что позволяет разработать унифицированный метод для цифровой АТС на сети общего пользования.

Библиографический список:

1. Олифер В. Г., Олифер Н. А., Компьютерные сети. Принципы, технологии, протоколы. Издание 4-ое.
2. Шмалько А.В., Цифровые сети связи: основы планирования и построения. -М.:Эко-Тренд, 2001, 284 с.

УДК 621.396.669

РЕАЛИЗАЦИЯ АДАПТИВНОГО КВАНТОВАТЕЛЯ НА БАЗЕ РЕКУРРЕНТНЫХ ИСКУССТВЕННЫХ НЕЙРОННЫХ СЕТЕЙ

С.Н. Кириллов, Е.С. Сазонова

Рязанский государственный радиотехнический университет,

kirillov.lab@gmail.com, katrinik94@mail.ru

Аннотация. Рассматриваются вопросы выбора архитектур искусственных нейронных сетей и вопросы проектирования и оптимизации структур нейросетевых реализаций адаптивного квантователя речевых сигналов.

Ключевые слова: искусственные нейронные сети, нейронная сеть Хопфилда, нейронная сеть Хеминга, нейронная сеть Элмена и нейронная сеть Джордана, адаптивная дифференциальная импульсно-кодовая модуляция, адаптация, квантователь, речевые сигналы, стандарт G.722.

IMPLEMENTATION ADAPTIVE QUANTIZER BASED ON RECURRENT ISKUSTVENNO NEURAL NETWORKS

S.N. Kirillov, E.S. Sazonova

Ryazan State Radio Engineering University

kirillov.lab@gmail.com, katrinik94@mail.ru

Annotation. Issues of choice architectures of artificial neural networks, and the design and optimization of structures of neural network implementations of the adaptive quantizer speech signals.

Keywords: artificial neural network, Hopfield neural network, neural network Hemet, neural network and neural network Elmena Jordan, Adaptive Differential Pulse Code Modulation, adaptation, quantizer, voice signals, G.722 standard.

Введение. В настоящее время передача речевых сигналов (РС) является одним из основных направлений в телекоммуникационной области. Однако передача РС в чистом виде невозможна, в связи с этим возникает необходимость в кодировании исходного сообщения.

Адаптивная дифференциальная импульсно-кодовая модуляция (АДИКМ) позволяет закодировать РС с наилучшим качеством и обеспечить передачу с наименьшей скоростью. Алгоритм АДИКМ предполагает изменение шага квантования для снижения требуемой полосы пропускания для заданного отношения сигнал/шум, а также адаптивное предсказание РС для обеспечения необходимой скорости передачи. Ранее была рассмотрена возможность реализации предсказателя речевых сигналов в кодерах речи на базе искусственной нейронной сети (ИНС) [1].

В современном мире ИНС представляют собой весьма перспективную вычислительную технологию, позволяющую находить новые решения и подходы при исследовании различных динамических задач. Благодаря одному из основных своих свойств – толерантности – ИНС обеспечивает решения робастные к различным видам искажений. Нейронные сети способны моделировать нелинейные процессы, работать с зашумленными данными и к новым исходным данным в известной задаче, благодаря всему этому ИНС находит применения при решении широкого класса задач различной проблематики. [2].

Выбор архитектуры ИНС для реализации адаптивного квантователя. Для реализации адаптивного квантователя необходимо рассматривать рекуррентные архитектуры ИНС. В рекуррентных сетях в основном используется два способа организации обратной связи [3]: локальная – на уровне отдельных нейронов; и глобальная – охватывающая сеть в целом. Таким образом, если за основу рекуррентной сети принять многослойный персептрон, то локальная обратная связь организуется на уровне отдельного слоя, а глобальная связывает нейроны выходного слоя со входами сети.

В качестве рекуррентных ИНС для реализации адаптивного квантователя были выбраны нейронная сеть Хопфилда, нейронная сеть Хеминга, нейронная сеть Элмена и нейронная сеть Джордана.

Исторически первой рекуррентной сетью явилась ИНС Хопфилда, получившая в дальнейшем широкое распространения для решения задач оптимизации и ассоциативной памяти. Структурная схема нейронной сети Хопфилда приведена на рисунке 1.

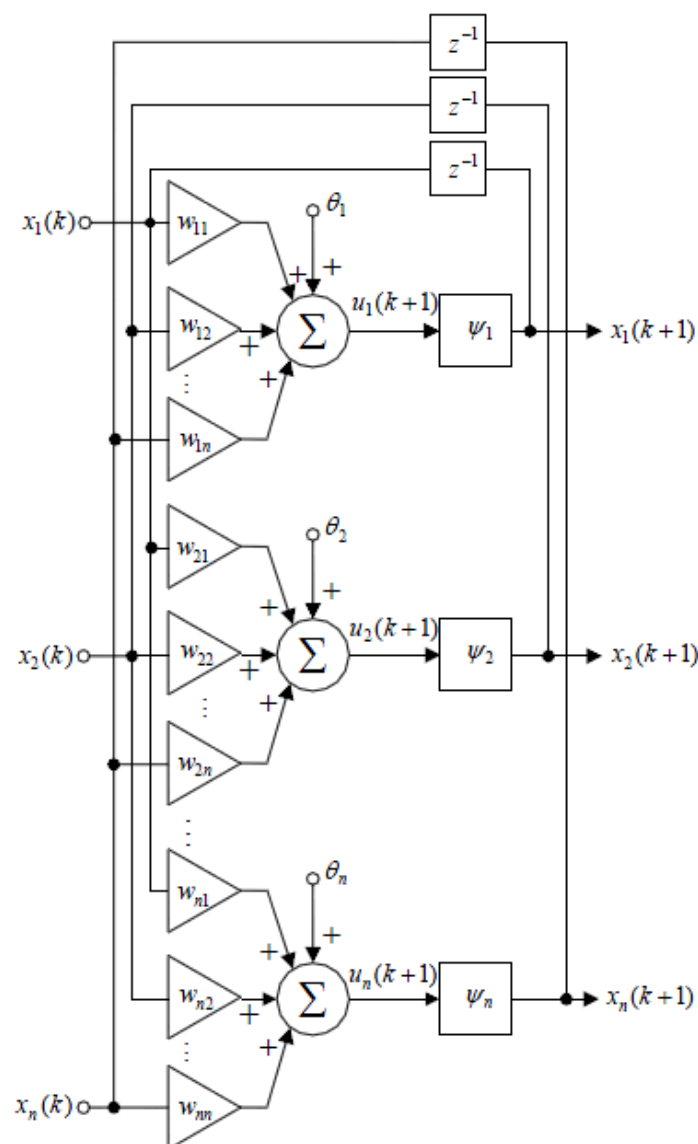


Рис. 1. Структурная схема ИНС Хопфилда

Нейронная сеть Хэмминга была предложена для решения задачи распознавания путем сравнения предъявляемого образа с одним из эталонов, формирующих обучающую выборку $x(1), x(2), \dots, x(N)$. Особенностью данной сети является то, что и анализируемый образ, и эталоны задаются в форме бинарных векторов, а расстояние между ними определяется хэмминговой метрикой.

На рисунке 2 представлена схема нейронной сети Хэмминга, имеющая двухслойную архитектуру.

Сеть имеет n входов, N нейронов по числу имеющихся эталонов в скрытом слое и N рекуррентных нейронов в выходном слое. Скрытый слой образован линейными ассоциаторами, синаптические веса которых подобно вероятностной нейронной сети устанавливаются заранее и определяются значениями компонент векторов-эталонов $x(j)$,

$$j = 1, 2, \dots, N.$$

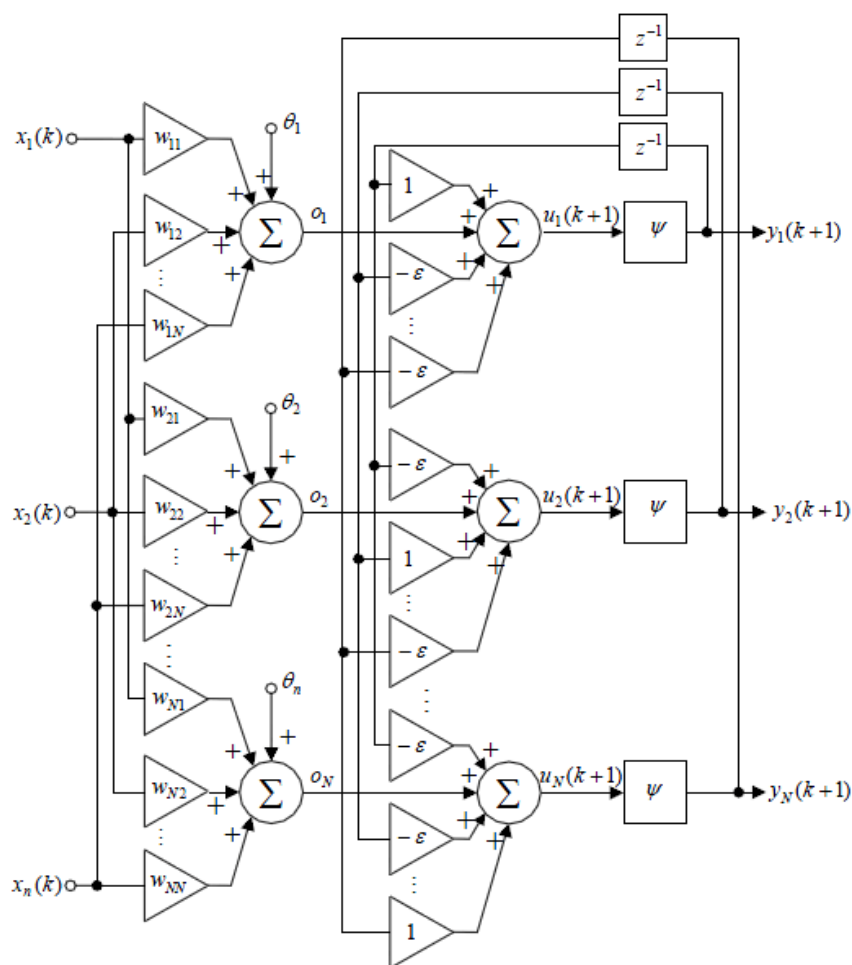


Рис. 2. Структурная схема ИНС Хеминга

В 1990 году Дж. Элменом была предложена многослойная рекуррентная нейронная сеть, предназначенная для определения границ между отдельными словами в непрерывном потоке фонов. В дополнение к традиционным скрытому и выходному слоям в сеть введен специальный слой обратной связи, называемый контекстным или слоем состояний. Этот слой получает сигналы с выхода скрытого слоя и через элементы задержки подает их на входной слой, сохраняя таким образом обрабатываемую информацию в течение одного временного такта.

«Строительными блоками» сети Элмена являются стандартные нейроны с активационными функциями типа гиперболического тангенса, адаптивные линейные ассоциаторы и элементы задержки n_l . Обучается сеть с помощью алгоритма обратного распространения ошибок. Структурная схема нейронной сети Элмена приведена на рисунке 3.

Сеть Элмена получила распространение в системах управления движущимися объектами, при построении систем технического зрения, обнаружения изменения свойств сигналов, например, в задачах предсказания землетрясений и др. .

Еще одной рекуррентной сетью, является ИНС Джордана. Структурная схема данной ИНС приведена на рисунке 4.

Подобно сети Элмена данная ИНС имеет скрытый, выходной и контекстный слой с тем отличием, что сигнал на контекстный слой поступает с выхода сети, а сам этот слой состояний образован сумматорами, охваченными через элемент задержки обратной связью с фактором забывания $0 < \alpha < 1$.

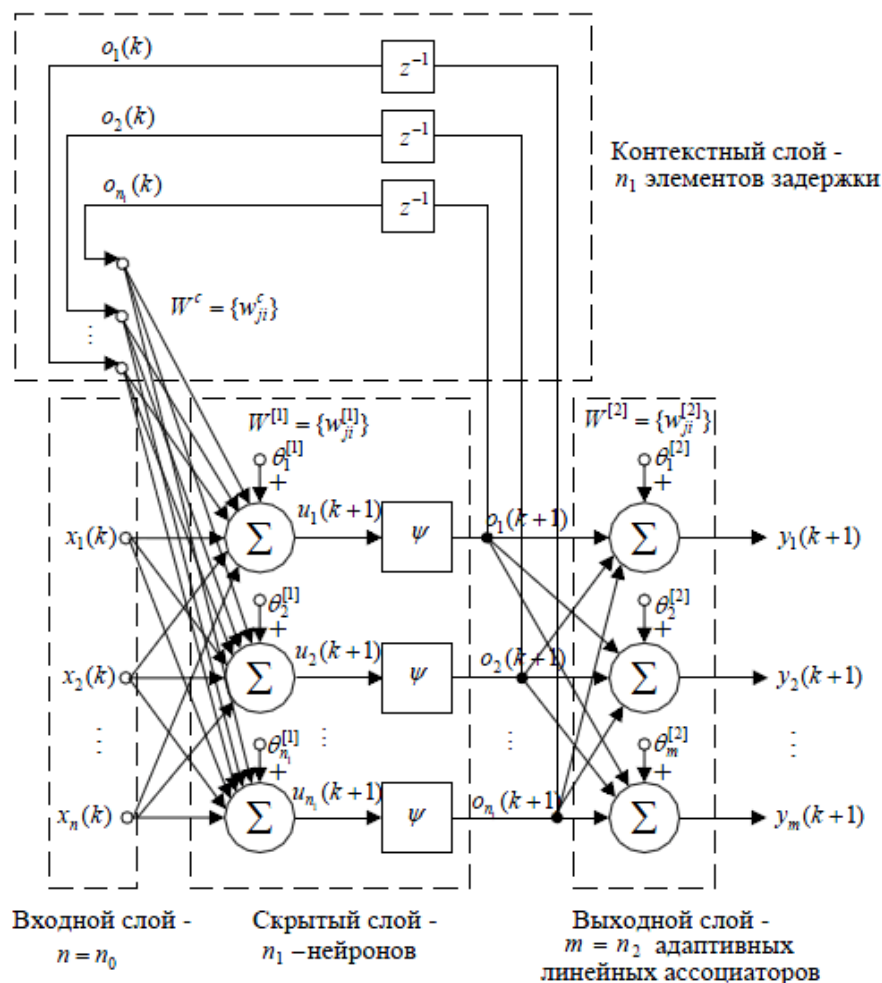


Рис. 3. Структурная схема ИНС Элмена

Таким образом, сигнал на выходе контекстных нейронов определяется не только текущими выходами сети, но и их экспоненциально взвешенными предыдущими значениями, что обеспечивает этой сети более «глубокую» память по сравнению с ИНС Элмена.

Заключение. В ходе проведенных исследований было отмечено что выходные значения адаптивного квантователя на базе ИНС Элмена наиболее точно соответствуют исходной обучающей выборке, состоящей из выходных значений РС после прохождения через адаптивный квантователь, входящий в кодек АДИКМ соответствующий стандарту G.722.

Дальнейшие исследования предполагают построения кодека АДИКМ на базе ИНС с применением известных нейросетевых реализаций адаптивного квантователя и адаптивного предсказателя, а так же определение его характеристик и сравнение их с характеристиками кодека АДИКМ соответствующего стандарту G.722.

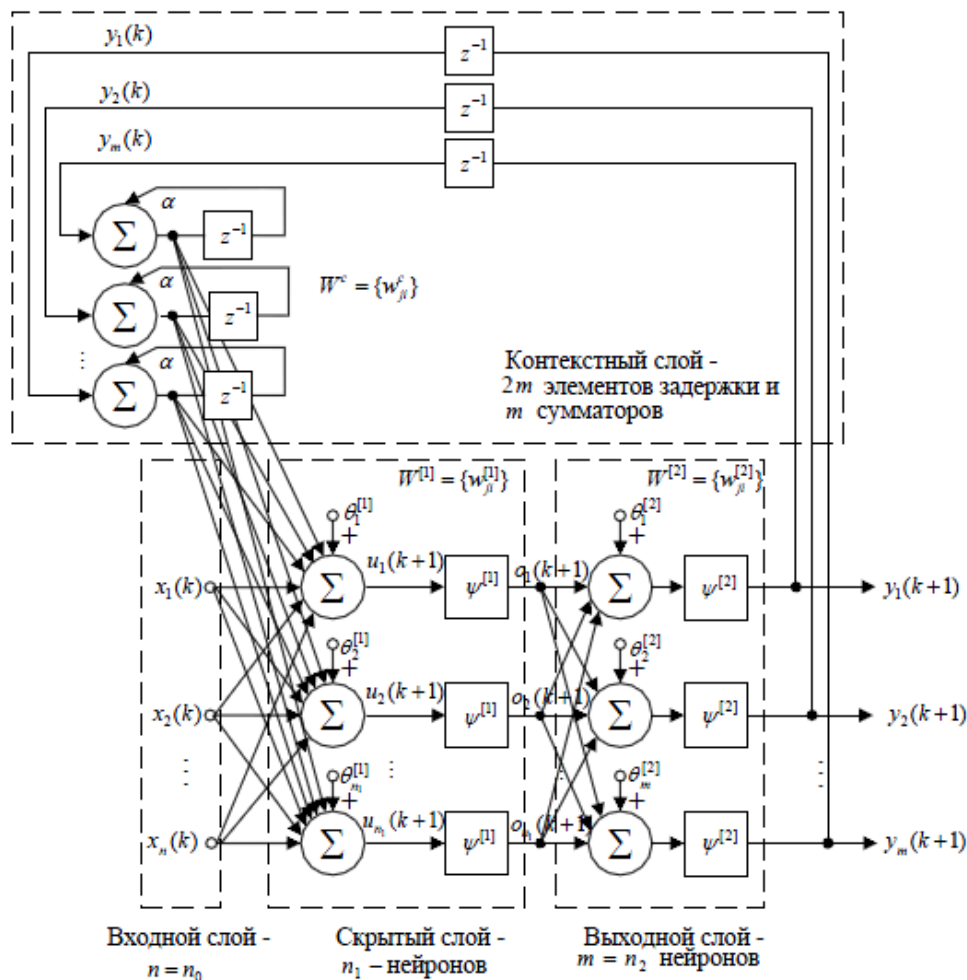


Рис. 4. Структурная схема ИНС Джордана

Библиографический список

1. Кириллов С.Н., Сазонова Е.С. Нейросетевая реализация предсказателя речевых сигналов в кодерах речи// Вестник РГРТУ № 56 – 2016 – с. 31-37
2. Кириллов С.Н., Попова Е.С. Нейросетевая реализация кодера речевых сигналов адаптивного к уровню акустических шумов. Вестник РГРТУ, 2015 № 54, с. 40-44
3. Осовский С. Нейронные сети для обработки информации / Пер. с польского И.Д. Рудинского. - М.: Финансы и статистика, 2002

УДК 681.3.07; ГРНТИ 49.27.99

МОДЕЛИРОВАНИЕ ТЕХНОЛОГИИ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ С РАЗНЕСЕННЫМ ПРИЕМОМ ПО МЕТОДУ MRC

А. Гаврилов, Е. Попков

Рязанский государственный радиотехнический университет,
Россия, Рязань, vagesha93@gmail.com

Аннотация. В данной работе описана модель системы передачи данных с квадратурной модуляцией (QAM) и пространственно разнесённым приёмом сигналов по методу оптимального линейного сложения, позволяющая оценить помехоустойчивость такой системы.

Ключевые слова: MRC, модель, релейские замирания.

MODELING OF DATA TRANSMISSION WITH SPATIAL DIVERSITY RECEPTION USING MRC

A. Gavrilov, E. Popkov

Ryazan radio engineering university,
Russia, Ryazan, vagesha93@gmail.com

Abstract. This paper describes implementation of the model of data transmission systems with quadrature modulation (QAM) and the spatial diversity reception of signals by the method of maximum ratio combining, allows to evaluate the noise immunity of the system.

Keywords: MRC, model, Rayleigh Fading

В каналах с релейскими замираниями переданные сигналы испытывают сильные флуктуации уровня и изменения фазы. Чтобы уменьшить влияние замираний можно использовать несколько приемников, которые принимают копии одного и того же сигнала, переданные через независимые федингуемые пути. Даже если отдельный путь имеет сильное затухание, можно обеспечить надежную оценку переданных сигналов через другие пути распространения, объединяя принятые по разным путям сигналы на принимающей станции.

Одним из используемых на практике для повышения качества приема в условиях замираний, предполагающим разнесенный прием на несколько антенн, является метод оптимального линейного сложения MRC (Maximum Ratio Combining)

На рисунке 1 представлена структурная схема низкочастотного эквивалента системы связи с использованием технологии MRC с двумя приемниками [5]. В некоторый момент передается сигнал x . Как видно из рисунка, переданный сигнал x проходит по двум разным каналам с коэффициентами передачи h_1 и h_2 . Для простоты полагается, что каналы являются однопутевыми, а их влияние на сигнал моделируется как комплексное мультипликативное искажение, характеризуемое модулями $|h_1|$ и $|h_2|$ и фазами θ_1 или θ_2 :

$$h_1 = |h_1|e^{j\theta_1} \quad (1)$$

$$h_2 = |h_2|e^{j\theta_2} \quad (2)$$

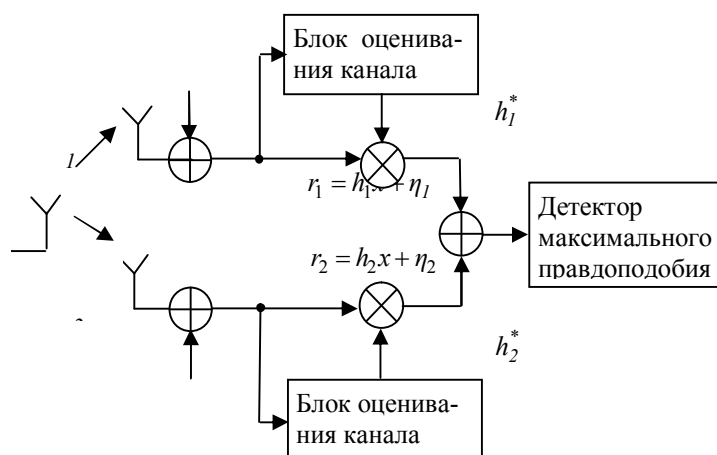


Рис.1. Низкочастотное представление MRC-метода с использованием двух приемных антенн

Каждый приемник, как показано на рисунке 1, добавляет шум. Следовательно, принятые низкочастотные сигналы можно записать в виде:

$$r_1 = h_1x + \eta_1, \quad (3)$$

$$r_2 = h_2x + \eta_2, \quad (4)$$

где η_1 и η_2 — комплексные отсчеты шума.

Эти же соотношения в матричной форме имеют вид

$$\begin{bmatrix} r_1 \\ r_2 \end{bmatrix} = x \begin{bmatrix} h_1 \\ h_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \eta_1 \\ \eta_2 \end{bmatrix}. \quad (5)$$

Полагая, что имеется точная информация о канале, т.е. имеется точный оценщик канала, принятые сигналы r_1 и r_2 могут быть умножены на комплексно-сопряженные коэффициенты передачи h_1^* и h_2^* соответственно, чтобы устранить влияние каналов. После умножения, как следует из рисунка 1, соответствующие сигналы объединяются на входе детектора максимального правдоподобия (рис. 1) следующим образом:

$$\tilde{x} = h_1^* r_1 + h_2^* r_2. \quad (6)$$

С учетом (3) и (4)

$$\tilde{x} = h_1^* h_1 x + h_1^* \eta_1 + h_2^* h_2 x + h_2^* \eta_2, \quad (7)$$

или

$$\tilde{x} = (|h_1|^2 + |h_2|^2) \cdot x + h_1^* \cdot \eta_1 + h_2^* \cdot \eta_2. \quad (8)$$

Объединенный сигнал $\tilde{x}$ подается на детектор максимального правдоподобия, который принимает оптимальное решение, с точки зрения евклидова расстояния между объединенным сигналом $\tilde{x}$ и всеми возможными передаваемыми сигналами. Аналитически правило принятия наиболее правдоподобного решения может быть представлено в следующей форме:

$$\text{dist}(\tilde{x}, x_i) \leq \text{dist}(\tilde{x}, x_j), \forall i \neq j, \quad (9)$$

где $\text{dist}(A, B)$ - евклидово расстояние между сигналами A и B и индекс j охватывает все возможные передаваемые сигналы. Из соотношения (9) можно видеть, что наиболее правдоподобным сигналом является сигнал, имеющий минимальное евклидово расстояние от объединенного сигнала $\tilde{x}$.

Модель системы передачи данных с QAM и MRC, выполненная в среде визуального моделирования Simulink пакета для автоматизации научных исследования MATLAB, показана на рисунке 2.

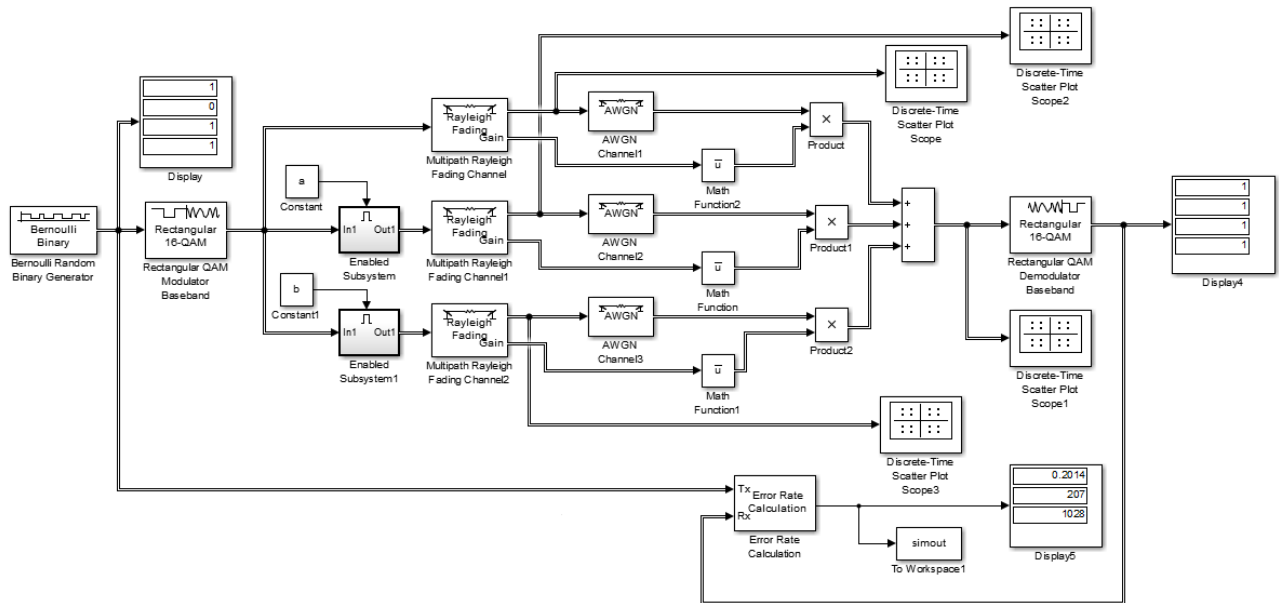


Рис. 2. Модель системы передачи данных с QAM и MRC

Модель состоит из:

- генератора передаваемых данных Bernoulli Random Binary Generator;
- подсистемы QAM-модулятора Rectangular QAM Modulator Baseband;
- подсистемы QAM-демодулятора Rectangular QAM Demodulator Baseband;
- системы каналов Multipath Rayleigh Fading Channel;

- блока AWGN, имитирующий аддитивную гауссовскую помеху типа «белый шум»;
- блока оценивания вероятности битовой ошибки Error Rate Calculation;
- дисплея, отображающего оценки вероятности ошибки, число ошибок и общее число переданных бит в тестовой последовательности переданных данных;
- блока simout вывода результатов моделирования в рабочую область To Workspace для последующего отображения в виде графических зависимостей битовой ошибки BER от отношения сигнал шум E_b/N_0 , где E_b – затрачиваемая на передачу одного бита энергия, а N_0 – спектральная плотность шума.
- блоков, отображающих сигнальные созвездия

Модель имитирует прием на одну (вход Rx1), две (входы Rx1 и Rx2) и три (входы Rx1, Rx2 и Rx3) антенны (рис. 2). Коэффициенты передачи каналов h_1 , h_2 , h_3 определяются оценщиками каналов по переданным пилот-сигналам.

Модель предполагает статистическое исследование, что реализуется путем ее многократного запуска с разными параметрами моделирования. Получаемые при этом результаты отображаются в виде графиков зависимости оценки вероятности битовой ошибки BER от отношения сигнал/шум E_b/N_0 для разных конфигураций системы, т.е. для разного числа приемных антенн. На рисунке 3 представлены результаты, полученные для случаев приема на одну, две и три антенны в системе с 8-ью поднесущими дополненными 8-ью нулями при использовании квадратурной модуляции QAM для модуляции поднесущих. Как следует из графиков, применение трех антенн с обработкой QAM-сигналов по методу MRC позволяет рассчитывать на выигрыш порядка 5 dB.

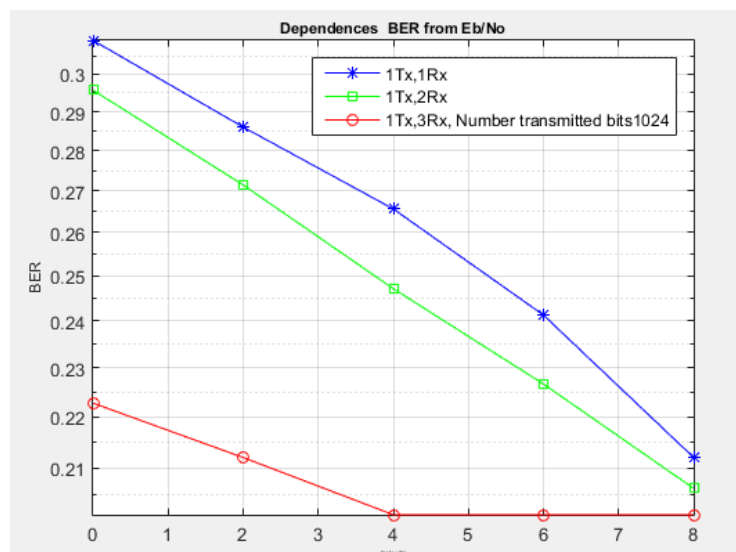


Рис. 3. Зависимость вероятности битовой ошибки BER от величины отношения сигнал/шум E_b/N_0 в системе с QAM и разнесенным приемом по методу оптимального линейного сложения MRC для вариантов приема на одну (1Tx, 1Rx), две (1Tx, 2Rx) и три (1Tx, 3Rx) антенны: в системе 8 ортогональных поднесущих, дополненных 8-ью нулями, вид модуляции поднесущих - QAM, передача ведется в условиях Релеевских замираний и белого гауссовского шума, длина тестовой последовательности 1024 бит

Библиографический список

1. Alamouti S. M. Simple Transmit Diversity Technique for Wireless Communications. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, vol. 16, pp. 1451—1458, October 1998.
2. Brennan D. Linear diversity combining techniques. Proc. IRE, vol. 47, pp. 1075—1102, 1959.
3. Прокис Дж. Цифровая связь. Пер с англ./ Под ред. Д.Д. Кловского. – М. Радио и связь. 2000. с. 670-672.
4. Еременко А.И., Пименов В.А. Этапы развития и преимущества применения технологии ортогонального частотного мультиплексирования (OFDM) / Телекоммуникации. - 2007. - №12. – С. 18-21.
5. Шлома А.М., Бакулин М.Г., Крейнделин, В.Б., Шумов А.П.. Новые алгоритмы формирования и обработки сигналов в системах подвижной связи./ Под ред. проф. А.М. Шломы. – М. Горячая линия – Телеком, 2008. – 344 с.

ВАРИАНТЫ ПОСТРОЕНИЯ СЕТЕЙ IP-ТЕЛЕФОНИИ ПРИ ПЕРЕДАЧЕ РЕЧЕВЫХ СИГНАЛОВ НА ОСНОВЕ ПРЕДСТАВЛЕНИЯ ХУРГИНА-ЯКОВЛЕВА

В.Т. Дмитриев, А.Д. Суздальцев

*Рязанский государственный радиотехнический университет,
Россия, Рязань, vol77@rambler.ru, Suzdaltsev_a@rambler.ru*

Аннотация. В данной работе описаны методы проектирования IP-сети на основе алгоритма Хургина-Яковлева для применения в телефонии. Показаны достоинства и недостатки при использовании данного алгоритма.

Ключевые слова: IP-телефония, алгоритм Хургина-Яковлева, построение сети.

OPTIONS DESIGNING NETWORK IP-TELEPHONY THE TRANSMISSION OF SPEECH SIGNALS BASED ON THE SUBMISSION OF KHURGIN-YAKOVLEV

V.T. Dmitriev, A.D. Suzdaltsev

*Ryazan state radio engineering university,
Russia, Ryazan, vol77@rambler.ru, Suzdaltsev_a@rambler.ru*

Abstract. This paper describes methods of designing IP-networks based on Khurgin-Yakovlev algorithm for use in telephony. Shows advantages and disadvantages of using this algorithm.

Keywords: IP-telephony, the algorithm of Khurgin-Yakovlev, network construction.

Для передачи речевой информации все больше и больше компаний предпочитают использовать метод установки IP-АТС для передачи по сетевому кабелю. Такой способ обладает рядом положительных преимуществ: не нужно прокладывать телефонный кабель – все строится на основе существующей компьютерной сети, причем сделать это максимально быстро и легко. Данная технология продолжит распространение, о чем говорят прогнозы Cisco: объем данных, проходящий по сетям IP в России за 2015 по 2020 гг. утроится, при темпах прироста 25%. Таким образом, в 281 раз увеличив трафик всего российского Интернета за 2005 г. [1]. Вследствие повышенной популярности необходимо предлагать новые методики проектирования для обеспечения конфиденциальности разговора, а также более грамотного распределения ресурсов при передаче РС.

В основе алгоритма, созданного Я. И. Хургиным и В. П. Яковлевым, лежит положение о том, что РС, имеющий верхнюю граничную частоту F и финитный спектр, передается по каналу связи в виде групп из отсчетов сигнала и его первых $N-1$ производных, взятых с частотой дискретизации f_d :

$$F_d = 2F/N = f_{0d}/N,$$

где $f_{0d} = 2F$ – частота дискретизации, определенная по теореме В.А. Котельникова.

В случае представления РС в виде отсчетов сигнала и его первых производных схема прибора восстановления на приеме будет включать пару каналов, в каждом из которых реализовывается обработка групп отсчетов сигнала и производной. Это позволяет уменьшить задержку при кодировании и обработки с использованием различных кодеков РС за счет распараллеливания вычислений.

При увеличении количества каналов возрастает помехоустойчивость и защищенность, однако, при этом увеличивается ошибка восстановления, что приводит к ухудшению качества РС на приеме.

Как можно увидеть из структурной схемы алгоритма, представленной на рисунке 1, предварительно выполняется дискретизация исходного сигнала с частотой, определяемой согласно теореме В.А. Котельникова f_k .

Дискретизированный сигнал приходит в дифференциатор с целью выделения отсчетов производной. В дециматоре производится децимация каждого второго отсчета сигнала и производной.

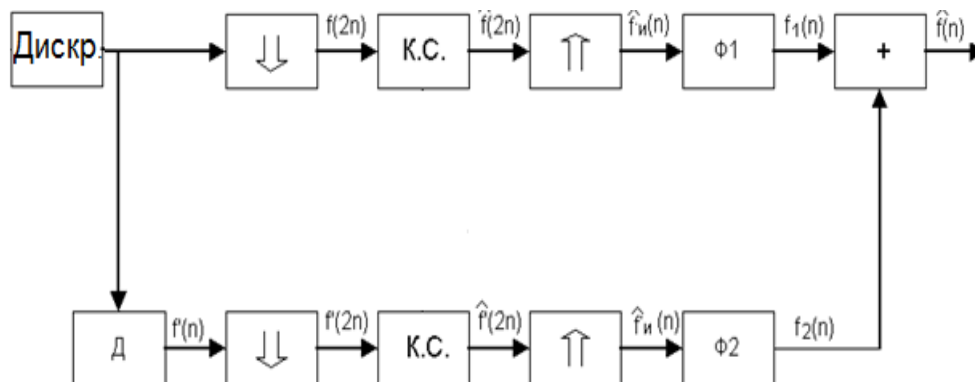


Рис. 1. Структурная схема системы обработки РС для представления Хургина – Яковлева

После этого отсчеты приходят на кодирующее устройство и в канал связи. А оттуда – в приемник, работающий в двухканальном режиме. Далее следует декодер, после работы которого совокупность отсчетов сигнала и производной приходят на интерполятор, где совершается добавление нулевых отсчетов в промежутки между ближними отсчетами входного сигнала и производной.

В результате эти отсчеты приходят на восстанавливающие фильтры (Ф 1 и Ф 2) и далее на сумматор. При этом уже на выходе из которого следуют отсчеты восстановленного сигнала.

Среди положительных качеств алгоритма Хургина–Яковлева следует обозначить:

- 1) Повышение помехоустойчивости при действии шумов в канале связи по соотношению с алгоритмом, основанным на теореме В.А. Котельникова (более 1,3 дБ).
- 2) Способность распараллелить обработку, тем самым понизить затраты на вычисление, соответственно увеличивается быстродействие. Например, в выборке отсчетов сигнала 32...256 увеличение составляет 10...20%.
- 3) С маскированием сигнала при использовании высоких порядков производной наблюдается выигрыш в скрытности передачи.
- 4) Новые возможности по созданию алгоритмов маскирования сигнала в IP-сетях.
- 5) Более простая реализация восстанавливающих фильтров.
- 6) Улучшение качества РС после приема.

Но также стоит выделить и недостатки, которые вносит алгоритм Хургина-Яковлева:

- Требуется большее количество восстанавливающих фильтров.
- При применении производных более высоких порядков случаются ошибки, что приводит к искажению сигнала.
- Необходима более сложная структура при реализации вокодеров на основе данного алгоритма.

Рассмотрены два способа реализации сетей IP-телефонии на основе алгоритма Хургина-Яковлева

В первом случае каналы могут быть реализованы на основе различной технологии, тем самым усложняя получение конфиденциальных данных. С каждого канала сигналы приходят в джиттер-буфер. На рисунке 2 продемонстрирован фрагмент сети, использующий проектирование на основе VoIP-технологии при использовании алгоритма Хургина-Яковлева. При этом способе построения IP-сети необходим согласованный выбор каналов передачи информации, так как они вносят различную задержку и могут привести к потере отсчетов сигнала.

Способ одновременной передачи отсчетов по нескольким каналам уменьшает вычислительные затраты для каждого канала при использовании частоты дискретизации $F_d = F_k/2$ на 15%...20%.

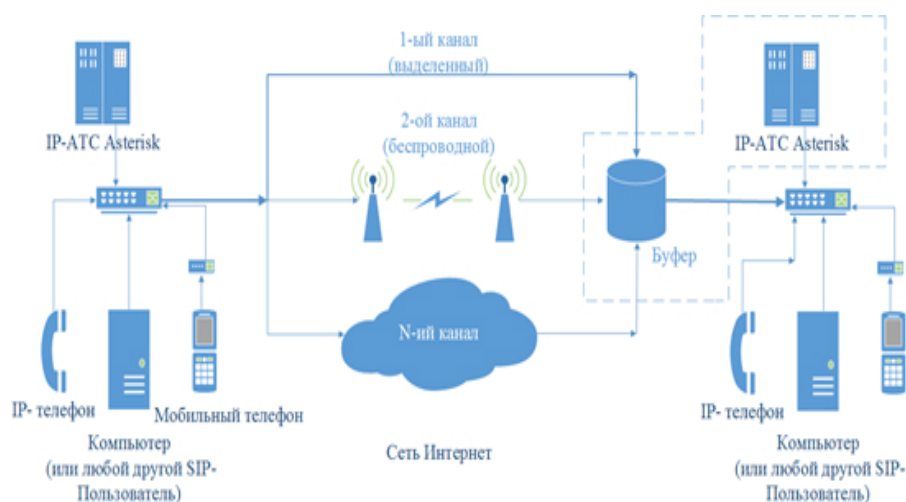


Рис. 2. Способ построения сети IP-телефонии при использовании первого способа реализации сети

Описанный вариант подразумевает увеличенные затраты, так как необходимо использовать разные технологии передачи информации. При возникновении задержек из-за принимающую сторону возникают ошибки.

Второй способ реализации сети предполагает использование дополнительной скрытности с применением алгоритмов маскирования для передаваемых отсчетов. На рисунке 3 представлена структура такого сигнала, которая состоит из совокупности отсчетов сигнала и производной взятых с соответствующими коэффициентами. Задержка отсчетов производной относительно сигнала понизит величину остаточной разборчивости маскированного РС.

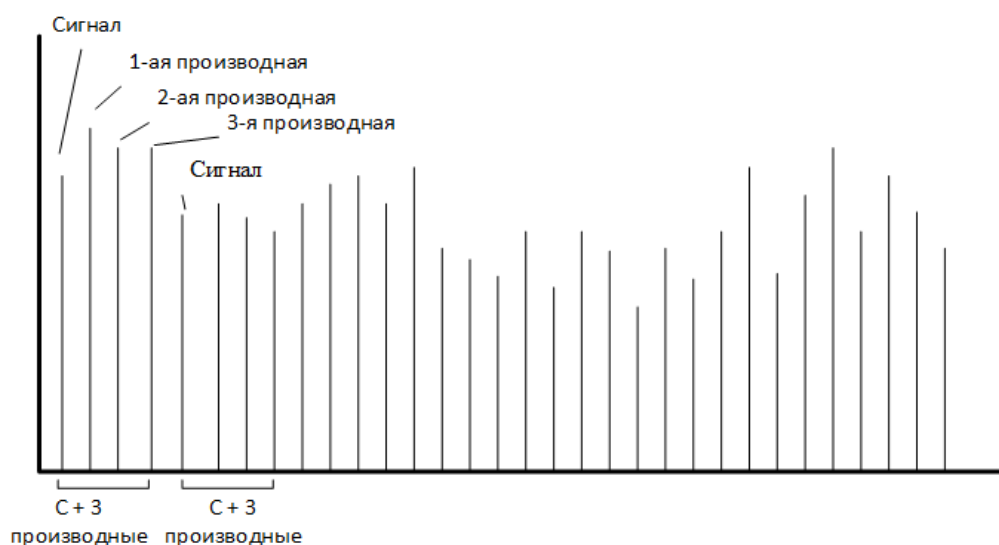


Рис. 3. Структура смеси сигнала и производной при втором способе реализации сети

Предложенный вариант построения сети IP-телефонии с использованием асинхронного маскирования обеспечивает высокую помехоустойчивость маскированного РС при применении большого числа сочетаний параметров алгоритма и большого числа ключей маскирования [3].

Библиографический список

1. Cisco VNI Forecast and Methodology 2015-2020 [Электронный ресурс] // White paper. -2016. Режим доступа: <https://goo.gl/0ep4aN> (дата обращения 12.02.2017).
2. Кириллов С.Н., Дмитриев В.Т. Реализационные возможности и помехоустойчивость процедуры восстановления сигналов на основе алгоритма Хургина-Яковлева // Радиотехника. 2003. № 1. С. 73-75.
3. Дмитриев В.Т., Лукьянов Д.И. Алгоритм маскирования на основе представления Хургина-Яковлева с использованием производных второго и третьего порядков // Вестник РГРТУ. 2012. №4. С. 13-17.

ПАРАЛЛЕЛЬНАЯ РЕАЛИЗАЦИЯ АЛГОРИТМА СУММА-ПРОИЗВЕДЕНИЯ

А. Дряхлов, Е. Мирохин, К. Терехов, И. Волков, Е. Лихобабин

Рязанский государственный радиотехнический университет,

Россия, Рязань, drahlov.a.a@tor.rsreu.ru, mirohin.e.i@tor.rsreu.ru,

terekhov.k.g@tor.rsreu.ru, volkov.i.y@tor.rsreu.ru, likhobabin.e.a@tor.rsreu.ru

Аннотация. В данной работе описана реализация организации параллельных вычислений для алгоритма сумма-произведения на GPU. Предложен вариант распределения данных для параллельной работы. Было произведено сравнения скорости работы параллельной и не параллельной реализации.

Ключевые слова: алгоритм сумма-произведения, LDPC коды, параллельные вычисления, вычисления на GPU, OpenCL.

PARALLEL IMPLEMENTATION OF THE SUM-PRODUCT ALGORITHM

A. Dryakhlov, E. Mirokhin, K. Terekhov, I. Volkov, E. Likhobabin

Ryazan state radio engineering university

Russia, Ryazan, drahlov.a.a@tor.rsreu.ru, mirohin.e.i@tor.rsreu.ru,

terekhov.k.g@tor.rsreu.ru, volkov.i.y@tor.rsreu.ru, likhobabin.e.a@tor.rsreu.ru

Abstract. Sum-product algorithm parallel implementation on GPU is described in the paper. A variant of data distribution for parallel computations is proposed. Processing time for parallel and non-parallel implementations was compared.

Keywords: sum-product algorithm, LDPC codes, parallel computing, computing on GPU, OpenCL.

1. Введение

Коды с низкой плотностью проверок на четность (low density parity check codes, LDPC) LDPC коды были предложены Р. Галлагером [1] еще в 1963 году, однако были забыты почти на 40 лет, в связи со сложностью реализации предложенного Галлагером итеративного алгоритма декодирования этих кодов. Новая волна интереса к LDPC кодам возникла в ответ на открытие, так называемых, турбо-кодов [2]. В настоящее время LDPC коды все шире применяются на практике, так стандарты DVB-T2, DVB-S2, DVB-C2, WiFi, WiMax, IEEE 802.15.3 уже используют эти коды. Как было замечено выше, у алгоритма, предложенного Галлагером, есть один существенный недостаток – его реализация требует существенных вычислительных затрат. В связи с чем появилось множество попыток упростить этот алгоритм с минимально возможными потерями в эффективности декодирования. В данной статье приводится обзор одного из способов увеличения эффективности модификации алгоритма Галлагера и особенности его реализации.

2. Декодирование LDPC кодов

Помимо нового класса кодов Р. Галлагер в своей работе предложил близкий к оптимальному алгоритм декодирования, названный им алгоритмом «распространения доверия» (алгоритм РД, АРД, belief propagation – BP), также известного как алгоритм «сумма-произведение» (алгоритм СП, АСП, sum-product algorithm – SPA). Одним из недостатков алгоритма, предложенного Галлагером, его высокая сложность реализации. Алгоритм распределения доверия имеет вероятностное описание, но описание в терминах логарифмических отношений проще в реализации. Подход с использованием логарифма отношения правдоподобия проще в реализации, не требуется на каждой итерации производить нормирование вероятностей, что позволяет сделать алгоритм более стабильным численно. Алгоритм можно рассмотреть без потери общности в общем виде, так как он верен для всех каналов без памяти.

С выводом алгоритма АРД можно ознакомиться в [1, 3], а на русском языке в [4]. Приведем только результат вывода.

Обозначения: N – число информационных бит в кодовом слове, M – число проверочных бит в кодовом слове. $M \times N$ – размерность проверочной матрицы LDPC кода. d_r – Хэммингов вес строки, d_c – Хэммингов вес столбца.

LDPC код представляется графом Таннера, показанным на рисунке 1. Узлы VN называются информационными узлами, CN – соответственно, проверочными. Граф будет содержать проверочные узлы в количестве M и информационные узлы в количестве N .

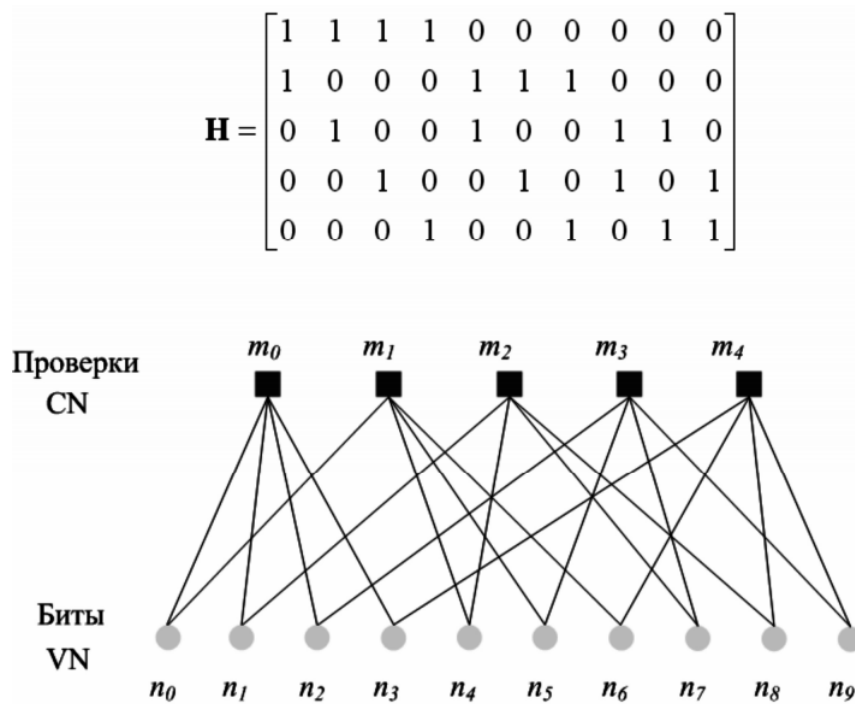


Рис. 1. Проверочная матрица и граф Таннера для линейного блочного кода $(10,5)$, $d_c = 2$, $d_v = 4$.

Алгоритм распространения доверия

1 шаг. Инициализация. Для всех узлов, инициализируется значение L_i :

$$L_i(x_i|y_i) = \ln \left(\frac{p(x_i = 0|y_i)}{p(x_i = 1|y_i)} \right)$$

2 шаг. Обновление проверочных узлов. Исходящие сообщения проверочных узлов, передаваемые информационным VN, CN вычисляются по формуле:

$$L_{j \rightarrow i} = \bigoplus_{i' \in (j) - \{i\}} L_{i' \rightarrow j}$$

3 шаг. Обновление битовых узлов. Исходящие сообщения информационных узлов $L_{i \rightarrow j}$, передаваемые проверочным CN, VN вычисляются по формуле:

$$L_{i \rightarrow j} = L_i + \sum_{j' \in N(i) - \{j\}} L_{j' \rightarrow i}$$

4 шаг. Вычисление апостериорных ЛОП. Для вычисления апостериорных логарифмов правдоподобия необходимо всех $j = 0, 1, \dots, N-1$ вычислить

$$L_i^{total} = L_i + \sum_{j \in N(i)} L_{j \rightarrow i}$$

5 шаг. Получение жестких решений. Для вычисления всех жестких решения необходимо для $i = 0, 1, \dots, N-1$ вычислить

$$\vartheta_i = \begin{cases} 1, & L_i^{total} < 0 \\ 0, & L_i^{total} \geq 0 \end{cases}$$

6 шаг. Проверка условия остановки. Для проверки условия остановки необходимо вычислить синдром $\hat{v}H^T$. Если $\hat{v}H^T = 0$ или число итераций достигло своего максимального значения, $\hat{v}$ принимается за результат декодирования, а вычисления прекращаются.

В описанном алгоритме $\boxplus$ – оператор суммы ЛОП.

$$\boxplus_{i \rightarrow j} = 2th^{-1} \left(\prod_{i' \in N(j) - \{i\}} th \left(\frac{1}{2} x_{i \rightarrow j} \right) \right)$$

Так как вычисление функция th и th^{-1} занимает большое количество вычислений

$$i' \in N(j) - \{i\} \boxplus L_{i \rightarrow j} = \prod_{i' \in N(j) - \{i\}} \alpha_{i'j} \cdot \phi \left(\sum_{i' \in N(j) - \{i\}} \phi(\beta_{i'j}) \right)$$

где

$$L_{i \rightarrow j} = \alpha_{i \rightarrow j} \beta_{i \rightarrow j},$$

$$\alpha_{i \rightarrow j} = \text{sign}(L_{i \rightarrow j}),$$

$$\beta_{i \rightarrow j} = |L_{i \rightarrow j}|,$$

$$\phi(x) = -\ln[\text{th}(x/2)] = \ln \left(\frac{e^x + 1}{e^x - 1} \right).$$

3. Параллельные вычисления

Так как для получения достоверного результата на низких вероятностях ошибки требуется провести вычисления на очень большом количестве кодовых слов, было принято решение распараллелить передачу информации от узлов друг к другу, чтобы сократить временные затраты.

4. Вычисления на GPU

В качестве распараллеливаемой функции выберем оператор вычисления логарифма отношения правдоподобия. Проведение вычислений на GPU средствами фреймворка OpenCL можно разделить на четыре основных этапа: инициализация GPU, загрузка программы на GPU, передача данных для вычисления в память GPU и получение результатов из памяти GPU.

Инициализация GPU в свою очередь включает в себя следующие этапы: инициализация платформы, инициализация устройства, создание ядра, контекста и очереди команд. После выполнения инициализации в ядро загружается написанная программа, которая может содержать как одну, так и из несколько функций. Для вызова записанной в GPU функции требуется передать ее аргументы в память GPU. Данная операция является основным фактором, ограничивающим скорость проведения вычислений, в виду малой пропускной способности канала передачи данных между ОЗУ и памятью GPU.

Таким образом, можно сформулировать условие, от выполнения которого будет зависеть эффективность распараллеливания вычислений с помощью GPU: вычислительные затраты должны быть много больше затрат на передачу данных из ОЗУ в память GPU. После загрузки данных в память GPU в очередь команд добавляется новая функция, с переданными аргументами. Параллелизм вычислений достигается тем, что распараллеливаемая функция

для каждого набора аргументов выполняется на своем отдельном вычислительном блоке GPU.

В свою очередь программа, выполняемая на CPU, после передачи аргументов и добавления нового элемента в очередь команд, не дожидаясь выполнения вычислений на GPU, переходит к формированию следующего набора аргументов.

После того как программа на CPU отправит для вычисления на GPU все возможные наборы аргументов, она ожидает завершения выполнения распараллеленной функции на всех вычислительных блоках и копирует результаты вычислений из памяти GPU в ОЗУ.

Код программы, выполняемый на GPU, представлен в листинге.

5. Результаты

Симуляция выполнялась на следующей тестовой платформе:

CPU – Intel Core i5-4460 (3200MHz, LGA1150, L3 6144Kb)

GPU – MSI GeForce GTX 1060 Ti (3 Gb, 1544 МГц частота ядра, 8008 МГц частота памяти, количество вычислительных блоков - 24);

ОЗУ – 32 Gb DDR3 1333 MHz.

Симуляция представляла собой декодирование 10000 кодовых слов с помощью алгоритма LLR-BP, с количеством итераций равным 50.

После сравнения результатов симуляции с использованием GPU и без использования GPU (на одном ядре CPU) выяснилось, что время выполнения с использованием GPU примерно в 40 раз больше чем время выполнения декодирования на одном ядре CPU.

Это связано с тем, что накладные расходы, связанные с передачей большого объема данных, во много раз превышают затраты, связанные с непосредственным вычислением LLR. Для уменьшения времени декодирования с использованием GPU следует увеличить уровень распараллеливания, выполняя на отдельных вычислительных блоках GPU не оператор расчета логарифмического отношения правдоподобия (LLR), а декодирование всего кодового слова полностью. Это позволит уменьшить объем передаваемых данных в память GPU по отношению к вычислительным затратам, что в итоге положительно скажется на времени декодирования.

6. Листинг программы

```
__kernel void boxOperator( __global double* kernelInputArray, uint sizeofArg, __global double* out, uint checkNumber )
{
    double lastCheck = kernelInputArray[0];
    double sumCheckToBit, currentCheck, sumX;
    int iter;

    for ( iter = 1; iter < sizeofArg; ++iter )
    {
        currentCheck = kernelInputArray[iter];
        sumX = currentCheck + lastCheck;

        if ( sumX > 700 )
            sumX = 700;

        sumCheckToBit = native_log( ( 1 + native_exp( sumX ) ) / ( native_exp( currentCheck )
+ native_exp( lastCheck ) ) );

        if ( sumCheckToBit < 0 )
            currentCheck = -1 * -sumCheckToBit;
        else
            currentCheck = sumCheckToBit;
```



```

    lastCheck = currentCheck;
}
out[checkNumber] = currentCheck;
};

```

Библиографический список

1. Gallager R.G. Low-density parity-check codes // Cambridge, MA: M.I.T. Press, 1963.DE2-115 User Manual. Terasic Technologies Inc. 2012.
2. Berrou C., Glavieux A, Thitimajshima P., «Near Shannon Limit Error-Correcting Coding and Decoding: TurboCodes», Proceedings of ICC'93, Geneva, Switzerland, pp. 1064-1070, May, 1993.
3. Ryan W.E., Lin S. Channel codes. Classical and modern // Cambridge, University Press, 2009.
4. Кравченко А.Н. Снижение сложности декодирования низкоплотностного кода. «Цифровая обработка сигналов». 2010, № 2, С.35-41.

УДК 504:621.37; ББК 28.08

ВЛИЯНИЕ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО ИЗЛУЧЕНИЯ МОБИЛЬНОЙ СВЯЗИ НА ЧЕЛОВЕКА

А.К. Сланов

Московский технический университет связи и информатики,

Россия, Москва, Slanov.a.k@yandex.ru

Аннотация. В данной работе приведён анализ последних отечественных и зарубежных работ по исследованию влияния электромагнитных волн мобильной связи на человека.

«Добровольное облучение мозга микроволнами от мобильного телефона является самым крупным биологическим экспериментом над человеком и человечеством».

Шведский нейрохирург, профессор Лэйф Сэлфорд

Число индивидуальных пользователей сотовых сетей в мире продолжает уверенно приближаться к 100%, а число мобильных соединений, согласно данным компании GSMA Intelligence, уже сейчас превысило число людей на планете. Мобильная связь окончательно укрепляет свои позиции в нашем обществе, но вопрос о том, насколько она безопасна для человека, всё ещё остаётся открытым и вызывающим самое пристальное внимание здравоохранительных организаций и учёного мира /1/.

Связь по мобильным телефонам осуществляется с помощью радиоволн, распространяемых через сеть фиксированных антенн, называемых базовыми станциями. Радиочастотные волны являются электромагнитными полями, которые в отличие от ионизирующего излучения, такого как рентгеновские лучи или гамма-лучи, не могут ни разрывать химические связи, ни вызывать ионизацию в организме человека.

Это, однако, не означает, что эти волны не оказывают вовсе никакого влияния. Современная классификация Всемирной организации здравоохранения относит радиочастотные электромагнитные поля к категории 2В, то есть к потенциально канцерогенным факторам /2/. Хотя на текущий момент и не было выявлено существенного вреда для здоровья человека, вызываемого использованием мобильных телефонов, важность вопроса и нехватка исследований о долгосрочном влиянии из-за того, что полное покрытие было достигнуто совсем недавно, приводит к сохранению данной консервативной оценки.

Американскими учеными был проведен опыт на влияние э/м волн, излучаемых мобильным телефоном. Для этого были взяты два мобильных телефона в режиме разговора, а между ними находилось свежее куриное яйцо. Через 40 минут оно стало горячее, через час – сварилось в мешочек. Представьте, что было с человеком, если во время общения вместо яйца находилась его голова. В результате исследования было обнаружено: влияние на клетки головного мозга, повышение температуры тела, разрушение структуры белковых

молекул. В последующем было установлено, что при разговоре по сотовому телефону более часа в день человек получает энергетическую нагрузку, сопоставимую с разрешенными условиями облучения в промышленности, но те, кто работает с источниками электромагнитного поля, находятся под надзором врачей. Поэтому тем, кто разговаривает по «мобильнику» более часа в день, желательно раз в год проходить медицинский осмотр.

Для доказательства влияния электромагнитного излучения был проведен эксперимент. Были взяты крысы, на которых воздействовали высокочастотным излучением от бытовых приборов через каждые 10 мин. В результате опыта, сердце каждой второй крысы остановилось, а клетка опустела наполовину. По словам Нины Рубцовой, доктора биологических наук, профессора, ведущего научного сотрудника НИИ медицины труда РАМН: после облучения крыс на частотах 450-1800 ГГц были установлены: порог действия излучения (предел, который человек может переносить без ущерба для здоровья), нормативы для радио и электрооборудования, которое генерируют э/м излучение радиочастотного диапазона.

Наиболее важным исследованием на эту тему из проведенных в последние годы можно считать исследование, проведенное сотрудниками Сиднейского университета. Проанализировав данные за 30 лет, учёные пришли к выводу, что использование мобильных телефонов не повышает риск заболевания раком мозга. Результаты исследования опубликовал журнал *Cancer Epidemiology* /3/. Сотовые телефоны появились в Австралии в 1987 году, и к 2014 году ими пользовались 94% населения. В научной работе учитывались онкологические диагнозы, поставленные 19858 мужчинам и 14222 женщинам в Австралии в период с 1982 по 2012 год. Выяснилось, что уровень заболеваемости раком мозга на протяжении этого срока оставался стабильным и, следовательно, не коррелировал с динамикой проникновения сотовых телефонов, как могло бы ожидать в случае наличия связи между этими факторами.

Таким образом, это исследование присоединяется к прочим схожим с ним, проводимым до него в США, Швеции, Норвегии, Дании, Финляндии и Швейцарии.

Основным механизмом взаимодействия между радиочастотной энергией и организмом человека является нагрев тканей. Характер нагрева определяется мощностью передатчика, его удалённостью и используемой для связи частотой сигнала. Поскольку первые поколения связи использовали более низкие частоты и, как следствие, уровень их проникновения выше, то ряд исследований показывает наличие краткосрочных изменений при их использовании. Результаты исследований краткосрочного влияния электромагнитного излучения носят более противоречивый характер, хотя также в подавляющем их большинстве доказываются отсутствие корреляций с состоянием здоровья.

Опубликованная в 2016 году в «Международном научно-исследовательском журнале» статья показывает /4/, что длительный разговор (более 5 минут) по мобильному телефону в стандарте GSM (2G) в большинстве случаев приводит к по меньшей мере незначительному спазму в бассейне магистральных мозговых артерий. Это, впрочем, не приводит к чему-то большему, чем небольшая головная боль у наиболее восприимчивых пользователей.

Есть поля, с которыми человек контактирует постоянно. Например, от Wi-Fi, который используют роутеры для подключения к сети Интернет. Лучше всех влияние э/м опасности чувствуют насекомые. Уходят тараканы, которые могут выдержать радиацию, пчелы в зоне действия интернета сбиваются с курса и пропадают, так как не могут найти дорогу домой. Появилось новое понятие «синдром внезапного разрушения колоний», когда пчелы покидают улья и оставляют матку и яйца. В Англии обнаружено, что погибло 60% популяции пчел и этот процесс не обратим. Пчелы покинули поля Португалии, Испании, Греции и Германии.

Мобильный телефон - опасный источник э/м излучения ультракороткой волны, которая распространяется недалеко, но во время разговора от мощного источника э/м колебаний человеческий мозг отделяют миллиметры. Термическое воздействие нагревает ухо и поверхностные ткани головы. Но еще наносят влияние на глаза: облучается хрусталик глаза, который не имеет нервов, кровеносных сосудов, в результате чего не охлаждается. Это может привести к поражению генетического аппарата, развитию катаракты и потере зрения.

Была обнаружена закономерность: центральная нервная система реагирует на это излучение во время разговора. Олег Александрович Григорьев, заведующий лабораторией радиобиологии и гигиены неионизирующих излучений ФМБЦ им. А.И. Бурназяна ФМБА России заявил: «Центральная нервная система начинает реагировать с тех пор, когда телефон поднесен к голове». Исследователи обнаружили, что через 10 лет риск заражения пользователей онкологическими заболеваниями повышается на 10%. Обычному пользователю кажется, что выключенный телефон не причиняет вред. Но даже в состоянии покоя он продолжает излучать э/м волны и воздействовать на человека. Аппарат негативно влияет в момент соединения с абонентом и в этот же момент достигает пика своего действия. Поэтому телефоны надо хранить дальше от жизненно важных органов, так как чем меньше говоришь по телефону, тем меньше получаешь дозу облучения. Есть поля, с которыми человек контактирует постоянно. Например, от Wi-Fi, который используют роутеры для подключения к сети Интернет. Лучшее влияние э/м опасности чувствуют насекомые. Уходят тараканы, которые могут выдержать радиацию, пчелы в зоне действия интернета сбиваются с курса и пропадают, так как не могут найти дорогу домой. Появилось новое понятие «синдром внезапного разрушения колоний», когда пчелы покидают ульи и оставляют матку и яйца. В Англии обнаружено, что погибло 60% популяции пчел и этот процесс не обратим. Пчелы покинули поля Португалии, Испании, Греции и Германии.

Вини Курана, американский эксперт по борьбе с раком, опубликовал доклад, который назвал «Приговор мобильной связи». Он проанализировал диагнозы, поставленные пользователям в течение 10 лет. Оказалось, что пользование мобильным телефоном в 10 раз увеличивает риск заболевания раком.

Последующие поколения мобильной связи используют более высокие частоты, что снижает проникающую способность излучения, ограничивая её воздействием на эпидермис. Так, согласно исследованию, представленному в 2015 году на Международной конференции IEEE по вопросам связи /5/, волны миллиметрового диапазона, которые в перспективе могут использоваться в том числе для мобильной связи, имеют таковую проникающую способность в пределах миллиметра. В рамках проекта COSMOS Project /6/, объединяющий национальные когортные исследования Великобритании, Франции, Дании, Норвегии, Швеции и Финляндии, с 2012 по 2016 год (в зависимости от страны), было зарегистрировано около 290 тысяч пользователей мобильной связи. Предметом изучения являются последствия долгосрочного использования мобильной связи старше 18 лет, чье состояние здоровья будет отслеживаться следующие 20-30 лет.

Можно сделать вывод, что вопрос воздействия электромагнитного излучения мобильных телефонов на человека — вопрос, который не безразличен общественности. Хотя у этого воздействия всё ещё не обнаружилось очевидных долгосрочных последствий, необходима тщательная и всесторонняя проверка всех факторов в условиях мира, приближённого к полному покрытию сотовыми сетями.

За последние 10-15 лет работы ученые сделали следующие выводы:

- под воздействием э/м излучения ДНК человека мутирует.
- э/м излучение влияет на обмен веществ организма, на РНК и ДНК клетки, что приводит к разрушению всего организма.
- э/м излучение влияет на кровь. После воздействия излучения эритроциты крови склеиваются и образуют монетные столбики (тромбы) после трех-пяти минут разговора по мобильному телефону.
- негативное воздействие на генном происходит в период развития эмбриона человека.

В Москве в районе Митино высокочастотные вышки и системы передач оказывают пагубное влияние на жителей этого района: треск от антенн мешает людям спать, возрастает количество жалоб на головные боли, недосыпание сказывается на здоровье. Телебашня Останкино также негативно влияет на здоровье людей, на иммунную систему, нервную систему, приводит к бессоннице и так далее.

Можно сделать вывод, что вопрос воздействия электромагнитного излучения мобильных телефонов и их стандартов на человека — вопрос, который не безразличен общественности, требует досконального и продолжительного изучения со стороны научного сообщества. Исследования влияния электромагнитного излучения существующих стандартов сотовой связи имеют огромное социальное значение в условиях стремительного развития использования сотовой связи в мире.

Библиографический список

1. Отчёт “Global mobile trends” GSMA Intelligence, 2016
2. «Электромагнитные поля и общественное здравоохранение: мобильные телефоны», Информационный бюллетень №193, Всемирная организация здравоохранения, 2014
3. “Has the incidence of brain cancer risen in Australia since the introduction of mobile phones 29 years ago?” Cancer Epidemiology, 2016
4. Сухоручкин А.А., Бахметьев А.С., Сухоручкин В.А. «Влияние электромагнитного излучения мобильного телефона на артерии головного мозга». Международный научно-исследовательский журнал. — 2016. — № 8 (50) Часть 2.
5. T. Wu, T. S. Rappaport, C. M. Collins, “The Human Body and Millimeter-Wave Wireless Communication Systems: Interactions and Implications”, 2015, IEEE International Conference on Communications (ICC)
6. Cell Phones and Cancer Risk Fact Sheet - National Cancer Institute, COSMOS (“Cohort Study of Mobile Phone Use and Health”), 2016

СЕКЦИЯ «ЦИФРОВЫЕ ИНФОРМАЦИОННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ РЕАЛЬНОГО ВРЕМЕНИ»

АНАЛИЗ СТРАТЕГИЙ ОЦЕНКИ ХАРАКТЕРИСТИК РАДИОКАНАЛА ПРИ ПРИЕМЕ OFDM СИГНАЛОВ ПО МНОГОЛУЧЕВЫМ КАНАЛАМ СВЯЗИ

Е.В. Шатилов, А.В. Бакке

*Рязанский государственный радиотехнический университет,
Россия, г.Рязань, killebra94@yandex.ru*

Аннотация. В данной работе рассмотрено несколько методов оценки частотной характеристики многолучевых каналов передачи и интерполяции в частотной области при работе с OFDM сигналами. Проводится сравнительный анализ стратегий оценки на примере систем связи с OFDM модуляцией стандарта IEEE 802.11a.

Ключевые слова: OFDM, эквалайзер, стандарт IEEE 802.11a, интерполяция, OFDM система.

ANALYSIS OF STRATEGIES FOR THE ASSESSMENT OF RADIO CHANNEL CHARACTERISTICS WHEN RECEIVING OFDM SIGNALS IN MULTIPATH COMMUNICATION CHANNELS

E.V. Shatilov, A.V. Bakke

*Ryazan state radio engineering University,
Russia, Ryazan, killebra94@yandex.ru*

Abstract. This paper several methods of evaluating the frequency characteristics of the multipath transmission channels and interpolation in the frequency domain when working with OFDM signals. A comparative analysis of assessment strategies for example, communication systems with OFDM modulation IEEE 802.11 a standard.

Keywords: OFDM, equalizer, IEEE 802.11 a, interpolation, OFDM system.

1. Введение

В настоящее время, для сетей передачи данных предъявляют высокие требования к скорости передачи информации и к качеству услуг, предоставляемых данной системой. Не стали исключением и системы связи, средой передачи которых является радиоканал. Для удовлетворения данных потребностей, широко используется ортогональное частотное мультиплексирование OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing). Суть метода заключается в том, чтобы расположить набор подканалов не создавая помех друг другу, и, в тоже время, увеличить спектральную эффективность системы, осуществив перекрывание спектров соседних подканалов. Такая реализация позволяет эффективно бороться с межсимвольной интерференцией, которая является одной из основных проблем в системах подвижной связи.

Важную роль в приеме OFDM сигналов играет так называемый эквалайзинг. Эквалайзинг – это метод, используемый в системах с временным разделением каналов для компенсации межсимвольных искажений. Задача эквалайзинга имеет важную роль в настоящих системах связи, потому что оценка характеристик канала связи влияет на качество принимаемого сигнала [1]. Чем эффективнее решается данная задача, тем более качественную услугу можно предоставить пользователю. Естественно, что под эффективностью реализации подразумевается не только повышение уровня схожести исходного и принятого сигнала, но и решение задачи эквалайзинга с минимальным количеством затрат.

Оценка канала связи осуществляется по пилот-сигналам. Пилот - сигналы - это выделенные поднесущие, которые используют для оценки радиоканала, а также для решения задач синхронизации.

2. Стандарт IEEE 802.11a

Стандарт IEEE 802.11a основан на технике частотного ортогонального разделения каналов с мультиплексированием (OFDM). Для разделения каналов применяется обратное преобразование Фурье с окном в 64 частотных подканала, однако из 64 ортогональных подканалов задействуется только 52 подканала: 48 подканалов для передачи данных, 4 пилот – сигнала для передачи служебной информации. Также отводится 11 подканалов для защитных интервалов.

В стандарте IEEE 802.11a используется квадратурная амплитудная модуляция 16-QAM и 64-QAM. В первом случае имеется 16 различных состояний сигнала, что позволяет закодировать 4 бита в одном символе, а во втором — уже 64 возможных состояния сигнала, что позволяет закодировать последовательность из 6 битов в одном символе. Модуляция 16-QAM применяется на скоростях 24 и 36 Мбит/с, а модуляция 64-QAM — на скоростях 48 и 54 Мбит/с.

На рисунке 1 представлен профиль OFDM – сигнала, смоделированного с помощью пакета прикладных программ MatLab R2016a.

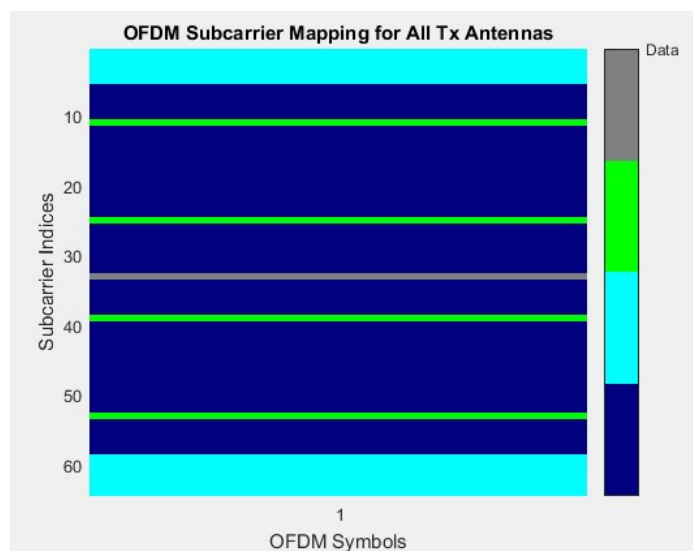


Рис. 1. Профиль OFDM символа

Назначение подканалов одного OFDM символа представлено ниже в таблице 1.

Таблица 1 - Описание OFDM профиля

№ п/п	Цвет на рисунке 1	Назначение подканала	Количество подканалов
1	Синий	Передача данных	48
2	Зеленый	Пилот – сигналы	4
3	Голубой	Защитный интервал	11
4	Серый	Центральная частота	1

3. Структура пилот – сигналов

В зависимости от расположения пилотов, различают три различных типа пилотных структур:

1. Блочный тип.
2. Гребенчатый тип.
3. Тип решетки.

1. Блочный тип

Блочный тип расположения пилотов показан на рисунке 2. В этом типе, OFDM символов пилоты передаются периодически на всех поднесущих. С помощью этих пилотов, выполняется интерполяция оценки канала во временной области.

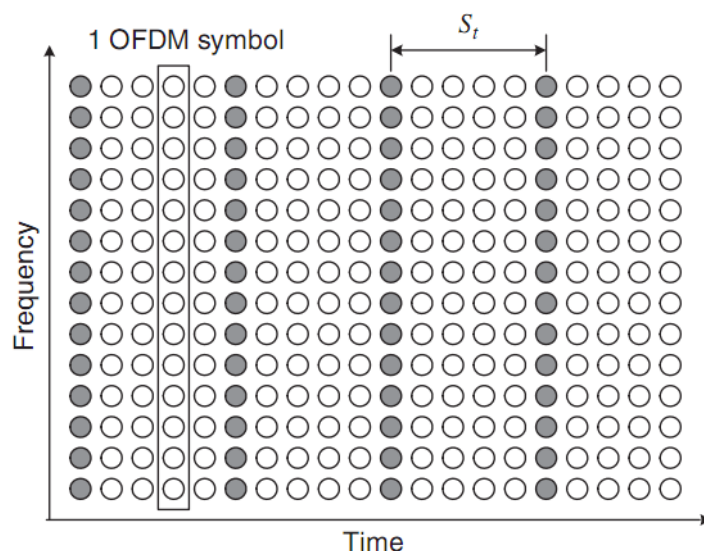


Рис. 2. Блочный тип расположения пилот-сигналов [2]

S_t – это период пилот символов. Для того, чтобы отслеживать изменяющуюся во времени характеристику канала, пилот символы должны быть размещены с частотой, обратной времени когерентности канала. Время когерентности обратно Доплеровской частоте канала.

Так как пилот тон периодически вводятся во всех поднесущих OFDM символа, блочный типа расположения пилотов подходит для частотно-селективных каналов. Для быстрого изменяющихся каналов, этот метод плохо подходит, так как сильно ухудшается эффективность системы за счёт уменьшения периода пилот символов.

2. Гребенчатый тип

Расположение пилотов данной структуре показано на рисунке 3. В этом типе, каждый символ OFDM имеет пилот тона на периодически расположенных поднесущих, которые используются для интерполяции оценки канала вдоль оси частот. S_f - период пилот тона по частоте. Для того, чтобы отслеживать частотно-селективных характеристик канала, пилот символы должны быть размещены с частотой когерентности канала. Частота когерентности обратно пропорциональна максимальной задержке распространения $\sigma_{\max}$.

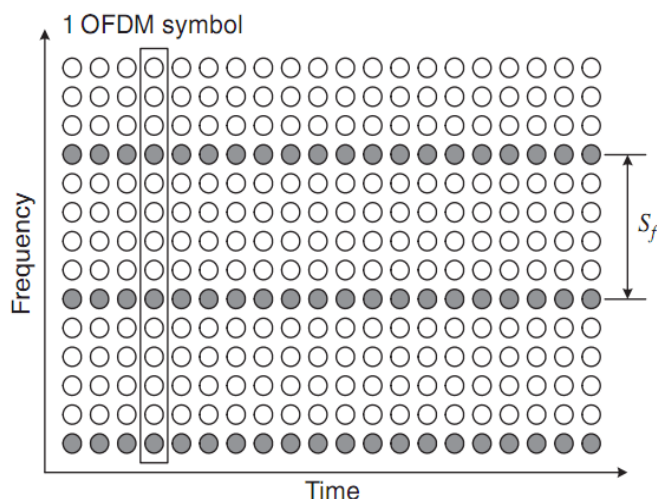


Рис. 3. Гребенчатый тип расположения пилот-сигналов [2]

В отличие от блочного типа, гребенчатый тип расположения пилотов подходит для каналов с быстрыми замираниями, но не для частотно-селективных каналов.

3. Тип решетки

Расположение пилотов типа решётки показано на рисунке 4. В этом типе, пилот тона вводятся и по оси времени и по оси частоты с заданными периодами. Такое расположение

пилотов даёт возможность интерполировать оценку канала как в частотной, так и во временной области. S_t и S_f - периоды пилот символов во времени и частоте, соответственно.

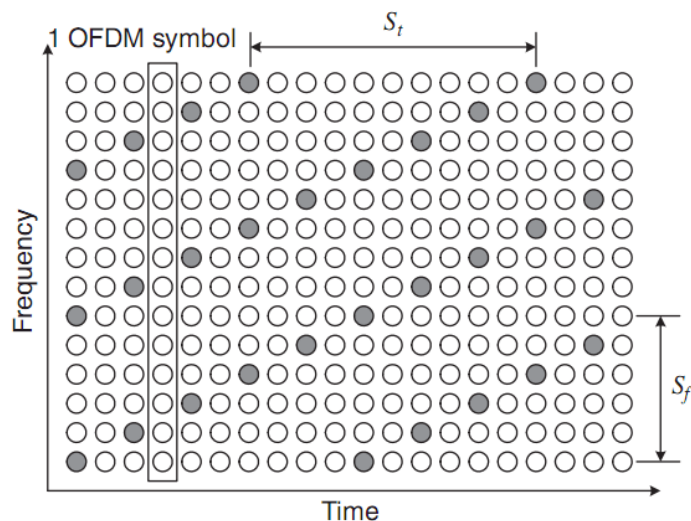


Рис. 4. Тип решетки [2]

4. Оценка канала на основе тренировочных символов

Тренировочные символы могут быть использованы для оценки канала, и, как правило, обеспечивают хорошую производительность. Тем не менее, при их использовании эффективность передачи уменьшается из-за необходимости добавления тренировочных символов, таких как преамбула или пилоты, которые передаются в дополнение к информационным символам и используют дополнительный частотный ресурс. В случаях, когда использование тренировочных символов допустимо, широко применяются методы наименьших квадратов (least-square - LS) и минимума среднеквадратичной ошибки (minimum-mean-square-error - MMSE). Также используется техника ДПФ на основе оценки канала для улучшения производительности LS или MMSE оценки канала за счет устранения воздействия шума за пределами максимальной задержки канала.

На рисунке 5 представлены результаты программного стенда, реализованного с помощью пакета прикладных программ MatLab R2016a. В модели используется 16-QAM модуляция. Профиль OFDM символа описан выше в разделе 2. В качестве канала связи смоделирован многолучевой канал с замираниями, а именно канал Джейкса.

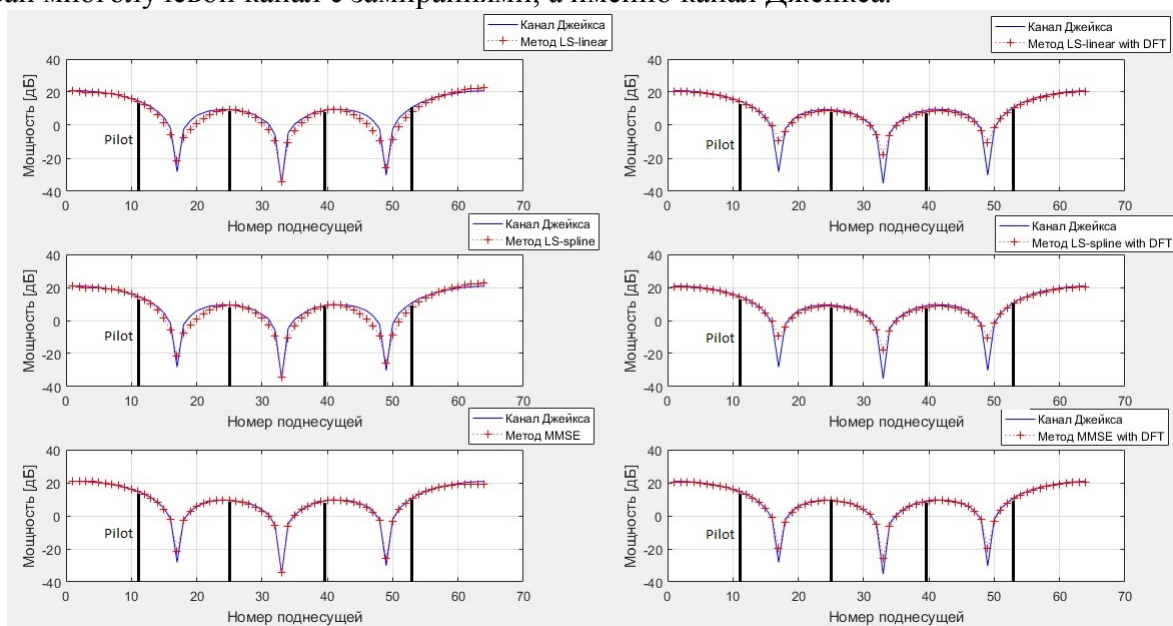


Рис. 5. Результаты моделирования при ОСШ = 40 дБ

При изменении ОСШ, метод MSE продолжает эффективно выполнять функции оценки канала связи (рис. 6).

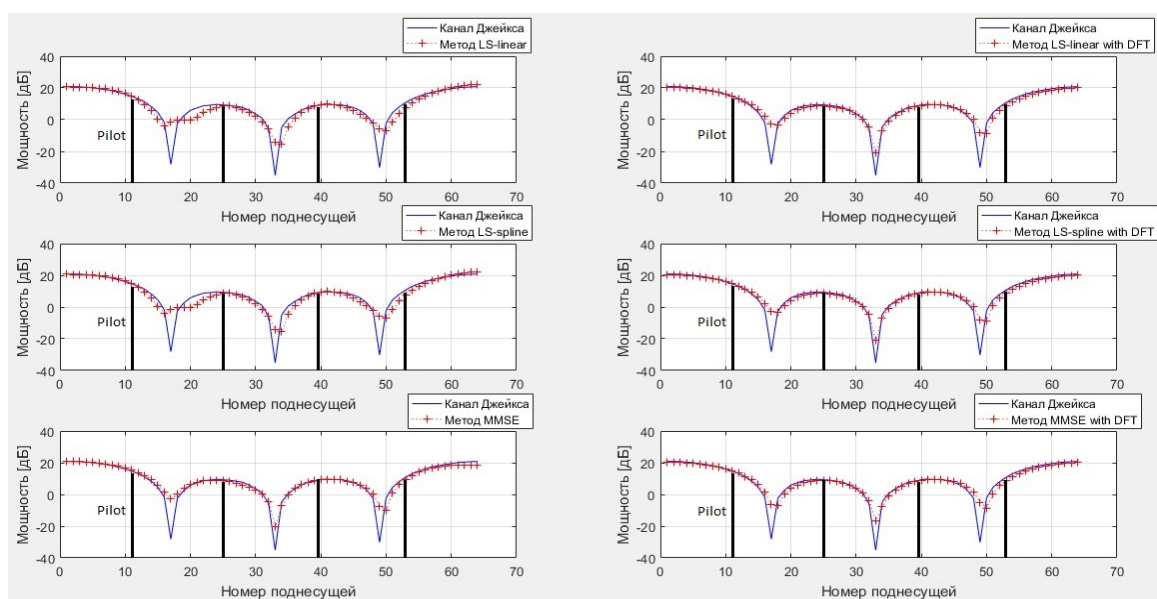


Рис. 6. Результаты моделирования при ОСШ = 20 дБ

Выводы

Таким образом были рассмотрены основные алгоритмы оценки канала связи. Произведена проверка алгоритмов в условиях распространения по мнголучевому каналу связи с замираниями. Проанализированна эффективность работы алгоритмах при различных отношениях сигнал – шум.

Библиографический список

1. А.В. Рашич Сети беспроводного доступа WiMax, Издательство политехнического университета, С.Пб.-2011- С.123-130.
2. Yong Soo Cho, Jackwon Kim, Won Young Yang, Chung G. Kang MIMO-OFDM Wireless Communications with MATLAB, Wiley.-2010- С.187-206.

РЕАЛИЗАЦИЯ ФОРМИРОВАТЕЛЯ СУБПОЛОСНОГО OFDM-СИМВОЛА

И.В. Субботин

Рязанский государственный радиотехнический университет, г. Рязань

Аннотация. В статье рассматриваются преимущества и недостатки технологии OFDM. Описывается и реализуется структура формирователя субполосного OFDM-символа на процессоре TMS320C6678. Для распараллеливания задачи на 8 ядер процессора используется технология OpenMP. В статье приводятся рисунки результирующего OFDM-символа, полученного с помощью субполосного формирователя во временной и частотной областях. **Ключевые слова.** DSP, многоядерный процессор, OFDM, OpenMP, субполосный, телекоммуникации.

SUB-BAND OFDM IMPLEMENTATION ON MULTICORE DSP

Igor V. Subbotin

Ryazan state radioengineering university, Ryazan

Abstract. This article discusses the advantages and disadvantages of OFDM technology. It describes the structure and an implementation of sub-band OFDM-symbol generator. The implementation is based on TMS320C6678 processor. OpenMP technique is applied to create 8-core software. OFDM-symbol obtained by sub-band generator in the time and frequency domains is illustrated in the paper.

Keywords: DSP, multicore, OFDM, OpenMP, sub-band, telecommunications.

1. Введение

С появлением во второй половине 60-х годов работ Кайзера по анализу и синтезу цифровых полосовых фильтров и работ Кули и Тьюки о быстрых методах вычисления дискретного преобразования Фурье связывают становление нового научного направления – теории цифровой обработки сигналов (ЦОС). С тех пор теория ЦОС претерпела существенное развитие и получила широчайшее практическое внедрение в многообразных прикладных областях. Тем не менее, и сегодня остается множество вопросов, требующих ответа. Одной из актуальных проблем ЦОС, является поиск методов построения цифровых фильтров и их наборов и их применение в телекоммуникационных системах [1].

Новым этапом на пути развития теории и применения банков ЦПФ стали широкополосные системы передачи данных со многими несущими, как альтернатива в ряде приложений технологии OFDM [8-10].

Известны [9] неоспоримые преимущества OFDM в системах высокоскоростной беспроводной передачи данных:

- значительное увеличение длительности символов (по отношению к методам модуляции с одной несущей), позволяющее вести эффективную борьбу с межсимвольной интерференцией (МСИ);
- возможность применения различных схем модуляции для каждой поднесущей, что позволяет адаптивно варьировать помехоустойчивость и скорость передачи информации;
- простая генерация передаваемого сигнала с использованием обратного БПФ и не менее простое разделение принимаемого сигнала с применением прямого БПФ;
- высокая спектральная эффективность, как результат адаптивной модуляции на поднесущих;
- существенное упрощение реализации адаптивного эквалайзера;
- эффективное сочетание технологий OFDM и MIMO.

Вместе с тем, как отмечено в работе [9], в некоторых областях, таких как когнитивное радио, системы беспроводной передачи с многопользовательским доступом на линии «мобильный абонент – базовая станция», технология OFDM трудно реализуема из-за проблемы синхронизации. Повышенный интерес к использованию банков фильтров для систем передачи данных со многими несущими – FBMC (FilterBankMulticarrier), был связан с поиском путей компенсации потерь спектральной эффективности и обеспечения работоспособности системы передачи данных со многими несущими в условиях частотно-временного рассеивания в многолучевых каналах связи, подверженных замираниям, доплеровскому смещению и расширению частот. Борьба с межсимвольной (МСИ) и межканальной интерференцией (МКИ) в условиях частотно-временного рассеивания – основная проблема на пути дальнейшего повышения эффективности широкополосной передачи данных со многими несущими.

В данной работе проводится оценка вычислительных затрат на реализацию и описывается реализация на многоядерном цифровом сигнальном процессоре с применением технологии OpenMP.

2. Теоритические предпосылки

Несмотря на простоту реализации и широкий спектр применения технологии OFDM, отмеченные выше недостатки этого популярного вида модуляции, требует проведения дальнейших исследований эффективности работы систем высокоскоростной передачи данных на основе банков фильтров и OFDM.

В первую очередь, это касается работы в условиях глубоких замираний, защиты от мощных сосредоточенных по спектру помех и доплеровских искажений. Одним из возможных подходов к решению поставленной задачи является сочетание достоинств и возможностей банков фильтров и OFDM.

Предлагается подход, предполагающий разбиение всего диапазона рабочих частот широкополосного группового сигнала на M поддиапазонов и реализацию внутри каждого поддиапазона более коротких OFDM сигналов.

На рисунке 1 представлена структурная схема синтезатора группового широкополосного OFDM сигнала. Высокоскоростной поток данных распределяется адаптивным коммутатором каналов на M частотных поддиапазонов с понижением частоты дискретизации (скорости потоков) в M раз. В каждом частотном поддиапазоне формируется i -ый OFDM сигнал, по классической структуре с применением L -точечного ОБПФ. Далее частота дискретизации каждого i OFDM повышается экспандером частоты дискретизации в M раз, низкочастотный фильтр с функцией передачи (частотной характеристикой) интерполирует промежуточные данные, а умножитель на комплексную функцию «транслирует» сигнал i OFDM в окрестность центральной частоты (как по классической схеме трансмультиплексора). Адаптивный синтезатор группового OFDM формирует широкополосный групповой OFDM сигнал, суммируя выходы всех задействованных частотных каналов. На приемной стороне реализуется дуальный.

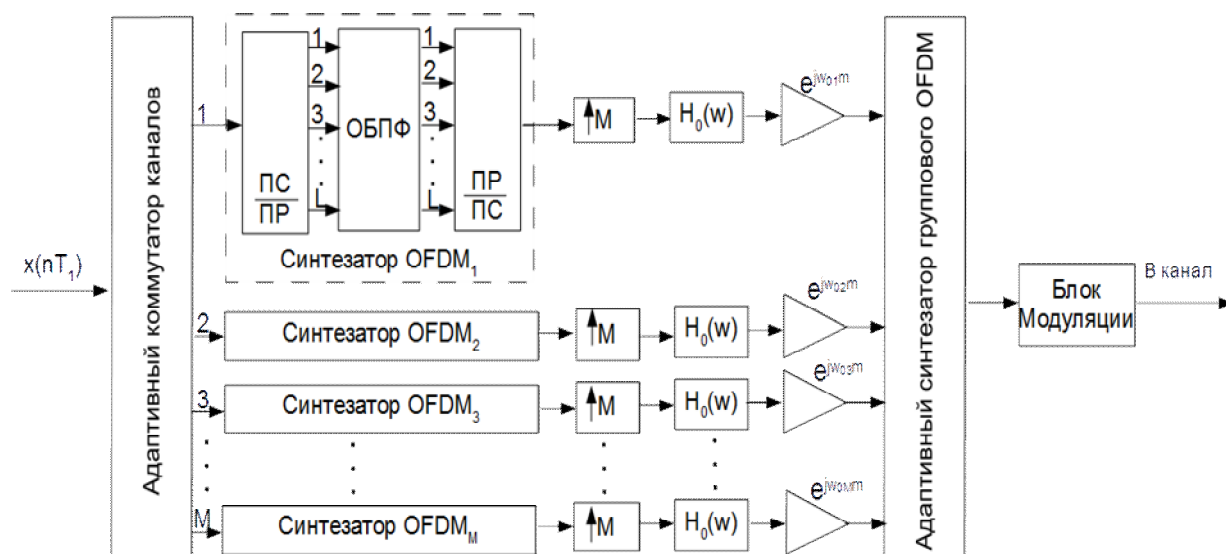


Рис. 1. Структура формирователя субполосного OFDM-символа

3. Реализация формирователя субполосного OFDM-символа

Структура формирователя субполосного OFDM-символа была представлена на рисунке 1. Проведем теоретическую оценку вычислительных затрат.

Реализация предложенного алгоритма формирования субполосного OFDM-символа производится на многоядерном цифровом сигнальном процессоре (ЦСП) TMS320C6678 фирмы Texas Instruments. Данный процессор представляет собой один из наиболее передовых ЦСП: число ядер – 8; тактовая частота достигает 1.4 ГГц; формат данных: фиксированная и плавающая точка; пиковая производительность – 358.84 GMACS, 179.2 GFLOPS.

Многоядерной реализации предшествует одноядерная реализация, позволяющая предварительно оптимизировать ПО и отладить его работу. При одноядерной реализации была поставлена цель максимально приблизиться к теоретическим оценкам вычислительных затрат и соответственно времени обработки. При этом важнейшим аспектом было правильное использование памяти процессора.

Переход к реализации на 8 ядрах процессора TMS320C6678 для рассматриваемой задачи оказывается достаточно очевидным, поскольку алгоритму присуща естественная параллельность. Поэтому вопрос о распараллеливании задачи в данном случае не стоит. Основное внимание уделяется технической реализации алгоритма и вопросу соотношения выигрыша от распараллеливания и дополнительных издержек на распараллеливание. OpenMP – это технология, которая является одной из наиболее популярных средств программирования компьютеров с общей памятью, базирующихся на традиционных языках программирования и использовании специальных расширений этих языков. Технология OpenMP позволяет при незначительном изменении последовательного кода программы, путем добавления всего нескольких строк кода легко и просто распараллеливать её на несколько ядер. Эффективность

данного инструментария с точки зрения удобства перехода от одноядерной к многоядерной реализации не вызывает сомнений. Однако это удобство должно быть чревато определенными издержками.

Общая структура кода после распараллеливания с использованием OpenMP оказалась следующей:

```
#pragma omp parallel for private(x, y, ...) shared(out_signal, ...)
for (m=0; m<M; m++)
{
    ifft(x, y, w1, len1);
    upsampling_filter(y, x, w2, len2, len3);
    subcarrier_modulation(x, y, w3, len2);
    #pragma omp critical
    accumulate2MSM(y, out_signal, len2);
}
```

В результате общее время обработки при многоядерной реализации составило 3 709 221 тактов процессора. Это в 7 раз быстрее по сравнению с одноядерной реализацией. Результат оказывается очень хорошим, поскольку алгоритм хорошо распараллеливается. Таким образом, многоядерная реализации потенциально позволяет сгладить недостатки субполосного формирования OFDM, связанные с большими вычислительными затратами. На рисунках 2 и 3 показан результирующий OFDM-символ, полученный с помощью субполосного формирователя во временной и частотной областях. Графики получены в программировании ЦСП с помощью разработанного программного обеспечения.

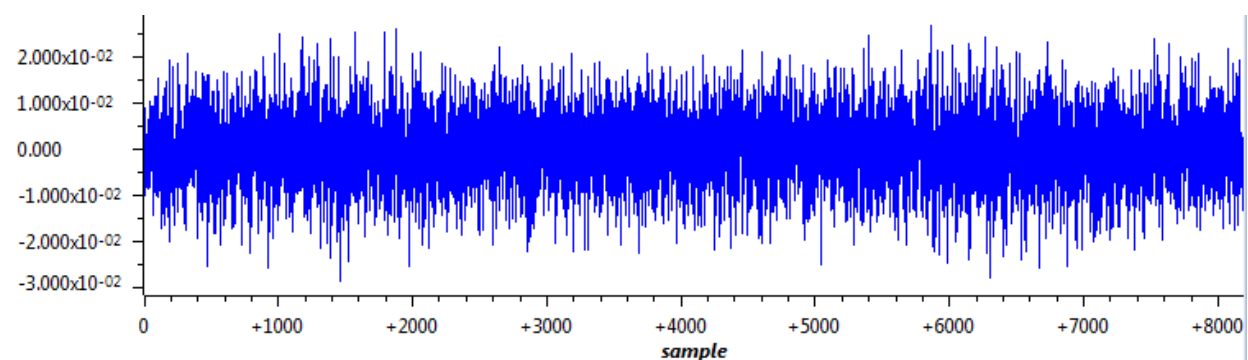


Рис. 2. OFDM-символ, временная область

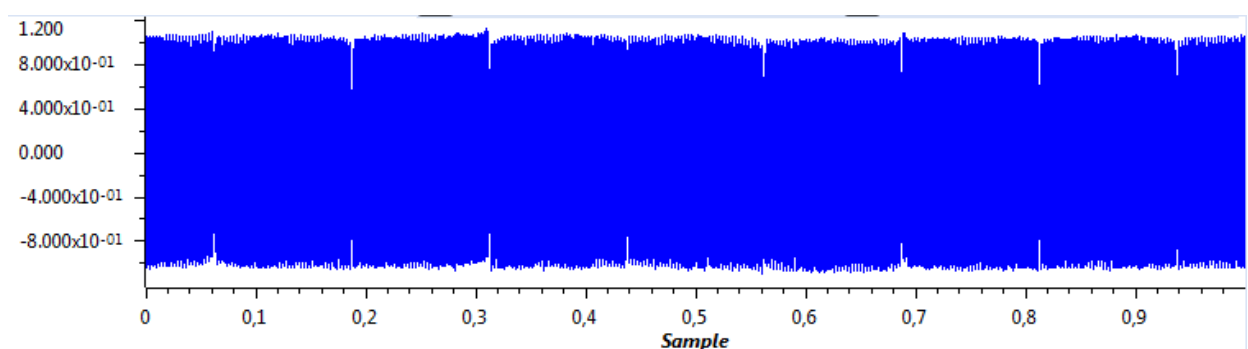


Рис. 3. OFDM-символ, частотная область

Библиографический список

1. Витязев В.В. Цифровая частотная селекция сигналов. – М.: Радио и связь, 1993. – 240 с.: ил.
2. Витязев В.В. Цифровая обработка сигналов: ретроспектива и современное состояние // Электросвязь. – 1997. – № 6.
3. Шойерманн Х., Геклер Х. Систематизированный обзор цифровых методов преобразования вида уплотнения каналов // ТИИЭР. 1981. Т. 69. № 11. С. 52–84.
4. Crochiere R.E., Rabiner L. Multirate Digital Signal Processing. Prentice Hall. Englewood Cliffs. – NJ, 1983.
5. Витязев В.В. Цифровая частотная селекция сигналов. М.: Радиоисвязь, 1993. 240 с.

6. Vaidyanathan P.P. Multirate Systems and Filter Banks. Prentice Hall. Englewood Cliffs. – NJ, 1993.
7. Mitra S.K. Digital Signal Processing: a computer-based approach. McGraw-Hill. Comp. Inc., 1998.
8. Farhang-Boroujeny B. Signal Processing Techniques for Software Radios // Lulu publishing house, 2010.
9. Behrouz Farhang-Boroujeny. OFDM Versus Filter Bank Multicarrier // IEEE Signal Processing Magazine, -2011, - Vol. 28, № 3, – P. 92-112.
10. Lin L. and Farhang-Boroujeny B. Cosine modulated multitone modulation for very high-speed digital subscriber lines // EURASIP J. Appl. Signal Processing, – 2006, Article ID 19329.
11. Овинников А.А. Методы анализа/синтеза сигналов в системах беспроводной связи со многими несущими // Электросвязь. 2013. № 9. – с. 28-32.
12. Волчков В.П. Новые технологии передачи и обработки информации на основе хорошо локализованных сигнальных базисов // Научные ведомости. 2009. № 15. – с. 181-189.
13. Витязев В.В., Горюшкин Р.С. Анализ шумов квантования многоскоростных структур узкополосных КИХ-фильтров // Цифровая обработка сигналов. 2015. № 4.
14. Витязев В.В., Никишкин П.Б. // Метод анализа/синтеза сигналов в системах передачи данных с частотным уплотнением каналов // Электросвязь. 2014. № 12. – с. 4-9.

ИССЛЕДОВАНИЕ ПРИНЦИПОВ АППАРАТНОЙ РЕАЛИЗАЦИИ LDPC ДЕКОДЕРА НА БАЗЕ ПЛИС

А.В. Лазарев

*Рязанский государственный радиотехнический университет,
Россия, Рязань, googlaz1@gmail.com*

Аннотация. Одно из главных достоинств LDPC кодов является их пригодность для параллельной реализации аппаратными средствами. Однако, конечная реализация LDPC декодеров, проведенная многими исследователями, часто различается по полученным характеристикам. В данной статье рассматриваются ключевые факторы, влияющие на аппаратную реализацию LDPC декодеров на базе ПЛИС.

Ключевые слова: LDPC, FPGA, ПЛИС, декодер, аппаратная архитектура декодера, Min-Sum

INVESTIGATION OF PRINCIPLES HARDWARE IMPLEMENTATION OF FPGA-BASED LDPC DECODER

A.V. Lazarev

*Ryazan State radio Engineering University,
Russia, Ryazan, googlaz1@gmail.com*

Abstract. One of the main advantages of LDPC codes is their suitability for parallel hardware implementation. However, the ultimate realization of LDPC decoders, held by many researchers are often obtained by different characteristics. This article discusses the key factors influencing the hardware implementation of LDPC decoder based on FPGA.

Keywords: LDPC, FPGA, Decoder, decoding architectures, Min-Sum

1. Введение

Коды с малой плотностью проверок на четность (Low Density Parity Check - LDPC) представляют собой класс прямой коррекции ошибок (FEC), обладают хорошей помехоустойчивостью и высокой степенью параллелизма алгоритмов декодирования, что делает их привлекательными для различных высокоскоростных систем связи.

Конструкция LDPC декодера зависит от ряда характеристик системы, которые в свою очередь подвергаются взаимодействиям с множеством параметров, а именно: аппаратной архитектуры, конструкции LDPC кода, алгоритма декодирования, количества итераций и т.д. На рисунке 1 представлена иллюстрация, обобщающая данные зависимости.

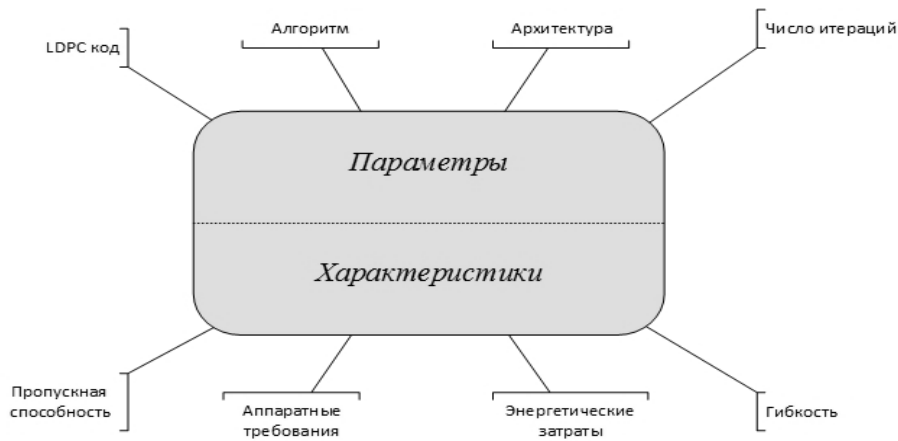


Рис. 1. Системные параметры и характеристики реализуемого на ПЛИС декодера LDPC

2. Введение в LDPC коды

LDPC коды являются линейными блоковыми кодами, включающими в себя K информационных бит и N -битные кодовые слова. Они поддаются свойствам и принципам построения, соответствующим этому классу корректирующих кодов. LDPC коды можно задать проверочной матрицей H размерностью $M \times N$, где $M = N - K$. Описание проверочной матрицы производится с помощью графа Таннера, который состоит из набора связанных между собой N переменных (информационных) узлов VN_i для представления столбцов матрицы H и M проверочных узлов CN_j для представления строк матрицы H [1]. Проверочный узел соединяется с переменным узлом всегда, когда элемент H_{ij} проверочной матрицы будет содержать ненулевое значение. Пример, иллюстрирующий связь графа Таннера с проверочной матрицы, изображен на рисунке 2.

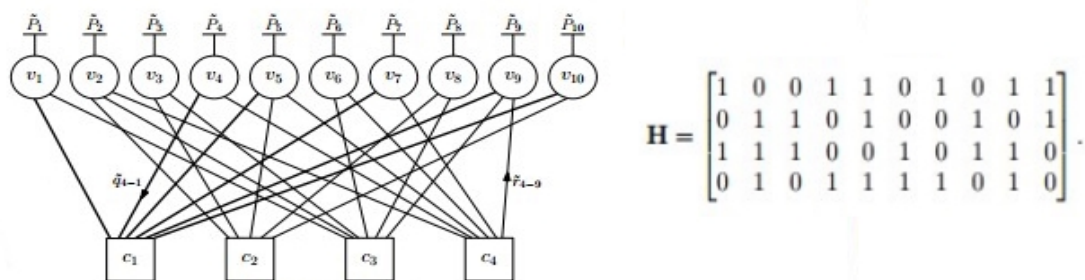


Рис. 2. Граф Таннера и связанная с ним проверочная матрица LDPC кода

Эффективность LDPC кода зависит от ряда структурных особенностей графа Таннера. Важной характеристикой является отсутствие коротких циклов. Цикл – это последовательность ребер, образующий замкнутый контур.

На рисунке 2 приведена проверочная матрица с нерегулярной структурой: каждая строка и каждый столбец матрицы H имеет различное распределение единиц, обозначаемое D_c и D_v соответственно. В данном примере распределение степеней проверочных узлов $D_c = 5.75$, а распределение информационных узлов $D_v = 2.3$. Нерегулярные LDPC коды обладают лучшими корректирующими способностями, приближаясь к пропускной способности канала, в сравнении с регулярными, для которых D_v и D_c являются постоянными.

Существует специальные методы, позволяющие предотвращать появление большого числа коротких циклов, негативно влияющих на производительность декодера:

- 1) *Случайные коды.* Неструктурированные и спроектированные случайным образом LDPC коды позволяют достичь наилучших результатов качества декодирования. Рекурсивный алгоритм в случайной позиции матрицы H размещает «1» и производит проверку на нарушение конструктивных ограничений.

- 2) *Псевдослучайные коды*. Такой метод генерации был предложен Галлагером [67], а также получил распространение способ, предложенный Маккеем и Рэдфордом Нилом [68].
- 3) *Квазициклические коды (QC-LDPC)*. QC-LDPC код подробно описан в [2]. Преимущество таких кодов заключается в простой процедуре кодирования, низкой сложности адресации в память при аппаратной реализации и высокой скорости алгоритма декодирования.
- 4) *Коды повторения-накопления (RA)*. Данный тип кодов выгоден из-за относительно простой процедуры кодирования/декодирования, в отличие от случайных кодов, и без существенных потерь в качестве декодирования. Проверочная матрица H в данном методе состоит из двух подматриц H_1 и H_2 , где $H_2(M \times M)$ – двухдиагональная единичная матрица. Эта структура позволяет вычислять биты четности, используя предыдущие значения битов четности и подмножество информационных битов, что, как выражено в названии метода, приводит к накоплению.
- 5) Алгоритм PEG. Данный алгоритм фокусируется на каждом отдельном VN_i , регулируя размещение ребер, неоднократно задавая множество «кандидатов» CN_j на соединение с переменным узлом. Из этого множества выбирается подмножество узлов с наименьшей степенью распределения и случайным образом извлекается один из них.

3. Декодирование

LDPC декодеры, как и любые другие линейные коды, могут основываться только на свойствах ортогональности порождающей и транспонированной проверочной матрицы. Однако, можно использовать методы, работающие с графом Таннера. Для мягкого декодирования используются алгоритмы, основанные на алгоритмах распространения доверия (Belief Propagation - BP) или Message Passing. Основным принципом работы данных методов является итеративный обмен сообщениями между информационными и проверочными узлами. При декодировании LDPC кода выполняется итеративный расчет двух типов сообщений: $q(i, j)$ - сообщение от i -го VN к j -му CN ; $r(j, i)$ – сообщение от j -го CN к i -му VN . Перед началом работы алгоритма, требуется инициализация и далее происходит перерасчет сообщений, передающихся между информационными и проверочными узлами. В реализации декодера, на входе которого используются логарифмический коэффициент правдоподобия (LLR), метрики информационных узлов $r(j, i)$ инициализируются значениями априорной вероятности, вычисленными из принятых демодулятором значений.

Рассмотрим пошагово работу алгоритма Sum-Product (SPA):

- На первой фазе итерации вычисляются значения:

$$q(i, j) = Li + \sum_{j' \in N(i) - \{j\}} r(j', i),$$

где Li – мягкое решение демодулятора.

- На второй фазе итерации:

$$r(j, i) = 2 \tanh^{-1} * \left(\prod_{j' \in M(j) - \{i\}} \tanh \frac{q(i', j)}{2} \right),$$

- Полученные значения сохраняются для следующей итерации.

Процесс обмена между VN_i и CN_j повторяются многократно. По окончании итерации формируется итоговый результат

$$L_i^{total} = Li + \sum_{j' \in N(i)} r(j', i),$$

на основании которого формируется жесткое решение.

Подобные вычисления при реализации на базе ПЛИС требуют огромных аппаратных ресурсов. Функции $\tanh^{-1}$ и $\tanh$ могут реализовываться в виде чтения из памяти заранее вычисленных значений. Поэтому широкое распространение получил алгоритм Min-Sum (MSA), аппроксимирующий проверочные метрики:

$$r'(j, i) = \min(|q(i'j)| * \prod_{j' \in M(j) - \{i\}} \text{sign}(q(i', j)).$$

При такой замене корректирующая способность декодера снижается, но в то же время значительно сокращаются аппаратные затраты. Для улучшения качества декодирования можно экспериментировать с коэффициентом нормализации.

В работе [2] для приближения к результатам декодирования алгоритма SPA предлагается использовать коэффициент нормализации $\alpha = E|c|/E|c'|$, который характеризует математическое ожидание c и c' соответственно:

$$r''(j, i) = r'(j, i) * \alpha$$

Реализация на ПЛИС подобной равенства требует наличие дополнительных умножителей либо использование операции сложения и сдвига при условии, что c' имеет короткую запись в двоичном виде.

Однако, в результате моделирования метода поиска минимума функции в программной среде MATLAB, было получено лучшее значение коэффициента по сравнению с методом [3]. Была написана программа, которая использует встроенную функцию MATLAB – *fminsearch*. Для поиска минимума функция использует метод Нелдера-Мида, не использующий градиентов и поэтому легко применимый к негладким функциям.

Исходные данные эксперимента: набор информационных векторов $N=16384$, $E_b/N_0=1.5$ дБ. Используемая сигнальная конструкция – QPSK. Результаты моделирования представлены на рисунке 3.

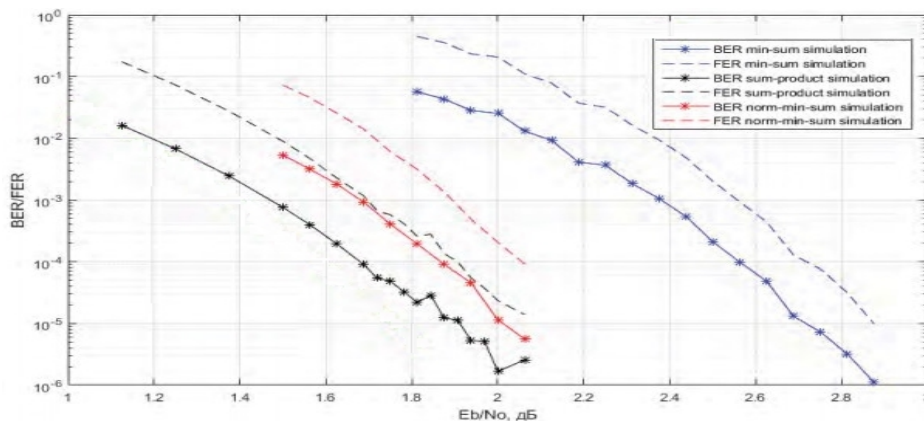


Рис. 3. График вероятностей битовой ошибки (BER) и кадровой ошибки (FER) для алгоритмов декодирования SPA, MSA и MSA с коэффициентом нормализации

Таким образом, MSA с масштабирующим коэффициентом действительно приближается к эффективности декодирования SPA.

При аппаратной реализации помимо грамотно реализованного алгоритма декодирования нужно отдельное внимание уделить процессу *планирования перерасчета сообщений* (в англоязычной литературе используется более емкий термин – *scheduling*), который позволяет определить порядок декодирования VN_i и CN_j . Существует несколько вариантов *перерасчета*: *Flooding*, где на каждой итерации происходит одновременная активация всех CN_j с последующей одновременной активацией все VN_i ; *Layered Belief Propagation* [4], активировать при каждой итерации только определенное подмножество узлов и *Informed dynamic scheduling* [5].

Аппаратная реализация LDPC декодеров подвержена многочисленным проектным решениям, таких как *степень параллелизма, представлении LLR и критерии остановки*. Особое внимание стоит уделить степени параллелизма, ведь присущая параллельность алгоритму BP и алгоритмам, основанных на нем, облегчает создание *полностью параллельных архитектур* (ППА) декодера LDPC кодов, где каждый VN_i и CN_j в графе Таннера отдельно аппаратными средствами. ППА могут достичь очень высокой производительности путем обновления всех VN_i и CN_j одновременно, используя процесс *scheduling*. Тем не менее, это достигается за счет чрезмерно больших аппаратных ресурсов, поэтому данная архитектура непрактична для многих декодеров. *Последовательные декодеры* (ПА) реализуют только один из каждого типа узлов, используя память для хранения промежуточных результатов. ПА страдают низкой пропускной способностью, поскольку каждая итерация декодирования может потребовать тысячи тактов. Но существует компромисс между высокой пропускной способностью ППА и скромной аппаратной мощности ПА – *частично-параллельные архитектуры* (ЧПА) с параметризуемой степенью параллелизма.

4. ПЛИС и сравнение параметров

В таблице 1 представлены несколько моделей ПЛИС и реализованные исследователями декодеры с определенными параметрами.

Таблица 1 - Список некоторых реализованных LDPC декодеров на ПЛИС

ПЛИС/тактовая частота (МГц)	Размерность H	Алгоритм	PUs	Кол-во итераций
Altera Stratix/61	125 x 480	Min-sum (modified)	605	15
Altera Stratix 2/96	6144 x 12288	Min-sum	288	15
Altera Cyclone 2/98	1552 x 3104	BPA	48	30
Xilinx Virtex 4/200	600 x 1200	Min-sum	1800	10
Altera Cyclone 4/126	2048 x 32640	Жесткое решение	-	12

Одним из важнейших параметров декодера LDPC является степень параллелизма. Этот параметр может быть количественно выражен от общего числа PUs (Processing Units). Правильно подобранная модель ПЛИС для реализации декодера может оказать огромное влияние на его производительность. ПЛИС обладают различным количеством логических элементов, блоков памяти и пинов ввода/вывода. Некоторые алгоритмы декодирования между собой практически не отличаются, однако другие могут иметь совершенно иные математические подходы. Ограничение на максимальное число итераций оказывает значительное влияние на пропускную способность и корректирующую способность декодера. Но при малом значении итераций возникает угроза появления ошибок в восстановленном кодовом слове.

При реализации на ПЛИС, размер и сложность конструкции LDPC декодера характеризует, насколько много потребуется аппаратных ресурсов. Большие конструкции потребуют более ресурсоемких и дорогих ПЛИС, поэтому все чаще предпочтение отдается небольшим структурам декодера.

Изучив литературу и проанализировав основные параметры, необходимые для аппаратной реализации декодера LDPC на ПЛИС, можно привести этапы проектирования к следующему общему виду:

1. Выбрать конструкцию проверочной матрицы H .
 - 1) Длина блока и скорость кодирования;
 - 2) Возможность переконструирования матрицы H в зависимости от изменения характеристик;
 - 3) Регулярные/нерегулярные коды и степени узлов;
 - 4) Структура кода (QC-LDPC, RS-LDPC, IRA-LDPC и многие другие).
2. Выбрать уровень параллелизма.

- 1) ППА, ПА или ЧПА;
- 2) Оптимальное соотношение между аппаратными ресурсами и пропускной способностью;
3. Выбрать разрядность LLR.
4. Выбор алгоритма декодирования.
5. Проектирование доступа к данным и памяти.
 - 1) Выбор принципа планирования (schedule);
 - 2) Количество/размер элементов памяти;
 - 3) Максимальное количество портов ввода/вывода (I/O) и их пропускная способность.
6. Блок управления декодером.
 - 1) Сигналы управления;
 - 2) Критическая установка.
7. Входные/выходные данные.
 - 1) Входные данные из канала связи;
 - 2) Выходные декодируемые значения;
 - 3) Ограничение I/O на ПЛИС.

Выводы

В данной статье были представлены основные правила кодирования и декодирования LDPC кодов, рассмотрен алгоритм MSA. Было проведено моделирование алгоритма MSA и также его реализация с коэффициентом нормализации, с целью приближения корректирующей способности к алгоритму SPA. Приведены основные этапы, которых необходимо придерживаться в процессе проектирования декодера.

Библиографический список

1. Лихобабин Е.А. Введение в декодирование LDPC кодов. LAP Lambert Academic Publishing, ISBN: 978-3-659-21226-0. 2015.
2. C. Spagnol, W. Marnane, and E. Popovici, "Reduced complexity, FPGA implementation of quasi-cyclic LDPC decoder," in Proc. Eur. Conf. Circ. Theory Des., Vol. 1. Cork, Ireland: IEEE, Aug. 2005.
3. Chen J., Fossorier M. Near optimum universal belief propagation based decoding of low-density parity check codes. IEEE transactions on communications. 2002.
4. Y.-M. Chang, A. I. V. Casado, M.-C. F. Chang, and R. D. Wesel, "Low-complexity layered belief-propagation decoding of LDPC codes," John IEEE Int. Conf. Commun. Beijing, China: IEEE, May 2008.
5. A. I. Vila Casa Do, M. Grant, and R. D. Wesel, "Informed speaker scheduling for belief-propagation decoding of LDPC codes," in IEEE Int. Conf. Commun. Glasgow, Scotland: IEEE, Jun. 2007

УДК 004.031.43

ОБЛАЧНЫЕ СЕРВИСЫ. МОДЕЛЬ ОБСЛУЖИВАНИЯ GAAS

А.Ф. Иванько, Д.А. Фахрутдинова

*Московский Политехнический университет - Высшая школа печати и медиаиндустрии,
Россия, Москва, dashafah@yandex.ru*

Аннотация. В данной работе рассматриваются понятие облачных вычислений и 3 модели обслуживания облачных сервисов, выделенные Лабораторией Национального института стандартов и технологий США, дается авторское определение облачных вычислений. На этой основе исследуется облачная технология GaaS и выясняются её отличия от других моделей обслуживания.

Ключевые слова: облачные вычисления, облачные технологии, облачные сервисы, модели обслуживания, IaaS, PaaS, SaaS, GaaS.

CLOUD SERVICES. GAAS SERVICE MODEL

A. F. Ivan'ko, D.A. Fakhrutdinova

*Moscow Polytechnic University - High School of printing arts and media industry,
Moscow, Russia*

Annotation. In this paper the concept of Cloud Computing and 3 service models of Cloud Services (IaaS, PaaS, SaaS), defined by the National Institute of Standards and Technology (the NIST), are reviewed. The author's definition of Cloud Computing is given. The GAAS cloud service technology is investigated and its differences from the other service models are detected.

Keywords: cloud computing, cloud technologies, cloud services, service models, IaaS, PaaS, SaaS, GaaS.

Информационные технологии являются одной из перспективных областей современной науки. Появляются инновационные решения. Они помогают нам эффективно работать и интересно проводить наш досуг.

Облачные технологии входят в их число. Они появились совсем недавно, но быстро распространяются в информационной сфере.

Это и определило актуальность нашей темы: о создании новых технологий необходимо знать, чтобы продолжать развивать науку.

Целью данного доклада является исследование облачной технологии GaaS (Game as a Service) и выяснение её отличий от моделей обслуживания облачных сервисов, выделенных Лабораторией Национального института стандартов и технологий США (IaaS, PaaS, SaaS).

Для проведения исследования мы поставили перед собой следующие задачи: рассказать о 3 моделях обслуживания облачных сервисов, сравнить с ними технологию GaaS (Game as a Service), рассмотреть плюсы и минусы технологии GaaS.

Новизна: технология GaaS появилась недавно, она малоизвестна. Более того, ни в одном научном источнике не приведено её сравнение с моделями обслуживания облачных сервисов, не дана оценка данной технологии в качестве модели обслуживания.

В работе использовались нарративный и сравнительный методы исследования.

Понятие облачных вычислений появилось в языке совершенно недавно, в начале двухтысячных годов. Несмотря на то, что сама идея данной технологии была озвучена ещё в 60-х годах прошлого века [1, с.64], на сегодняшний день общепринятого научного определения облачных вычислений не существует.

В одной из статей Лаборатории Национального института стандартов и технологий США (National Institute of Standards and Technology) говорится о том, что «облачные вычисления (англ. cloud computing) — модель, обеспечивающая повсеместный и удобный сетевой доступ по требованию к общему пулу (англ. pool) конфигурируемых вычислительных ресурсов (таким как сети передачи данных, серверы, устройства хранения данных, приложения и сервисы), которые могут быть оперативно предоставлены и освобождены с минимальными эксплуатационными затратами или обращениями к провайдеру». [2, с.2]

Мы понимаем данное понятие следующим образом: облачные вычисления — это возможность хранения, вычисления, воспроизведения разработанного и накопленного информационного материала не на персональном компьютере, а на удаленном мощном сервере. Поэтому облачные технологии напрямую связаны с появлением в 90-х годах серверных решений для высокопроизводительных и отказоустойчивых машин.

В своей работе вышеупомянутая лаборатория выделила 3 модели обслуживания облачных сервисов:

Cloud Software as a Service (SaaS) – облачное программное обеспечение как услуга.

Программное обеспечение как услуга — модель, в которой пользователь получает доступ к некоторому облачному прикладному программному обеспечению провайдера. Пользователю предоставляются лишь ограниченные настройки программного обеспечения. Вся остальная инфраструктура облака контролируется провайдером.

Примерами SaaS являются Gmail, Intuit QuickBooks Online и др. [1, с.66]

Cloud Platform as a Service (PaaS) – облачная платформа как услуга.

Платформа как услуга — модель, в которой пользователь получает возможность установки базового ПО с последующим размещением на нём прикладного ПО. Под его контролем находятся конфигурация платформ и установленных приложений, всё остальное управляется облачным провайдером.

Примерами услуг платформы служат Amazon Web Services, Windows Azure и др. [1, с.65]

Cloud Infrastructure as a Service (IaaS) – облачная инфраструктура как услуга.

Инфраструктура как услуга — модель, в которой пользователь получает доступ ко всем ресурсам облака. Провайдер оставляет за собой контроль и управление физической и организующей виртуальной инфраструктурой облака. [3]

Примерами услуг инфраструктуры служат: VMWare, Amazon EC2 и др. [1, с.65]

В начале 2016 года прошла конференция с представителями облачного сервиса Playkey, организованная блогом [RUVDS](http://RUVDS.com), где технический директор данного сервиса Алексей Лыков попытался раскрыть понятие новой технологии GaaS - Game As A Service, используемой в сервисе.

Облачный сервис Playkey позволяет играть в компьютерные игры, не устанавливая их на свой компьютер. Технология не так сложна: игра запускается на сервере, превращается в видео поток, отправляется пользователю через интернет в виде видео стриминга. Пользователь управляет игрой путем нажатия кнопок на клавиатуре и мышке своего компьютера - информация о произведенных им действиях посылается на сервер. Этот цикл происходит настолько быстро, что пользователь не замечает, что играет на удаленном сервере. [4]

В одной из статей на Хабрахабре один из авторов блога RUVDS.com при описании технологии GaaS заметил, что она является стыком IaaS и PaaS. [4]

Однако, основываясь на описаниях ранее выделенных моделей, мы считаем, что автор блога RUVDS.com ошибается

Нам известно, что при работе по технологии Game as a Service:

1. нужно скачать клиент;
2. пользователь может играть только в уже установленные на серверы игры, которых ограниченное количество. Он не может ни скачивать новые, ни дополнять старые.

Мы видим, что технология GaaS позволяет изменять только настройки игр, что не противоречит определению модели SaaS.

Следовательно, Game as a Service, по предоставляемым пользователю возможностям, больше похожа на SaaS.

Соответственно, у нас появился вопрос: что отличает GaaS от SaaS и можно ли выделить GaaS в отдельную модель.

Этот вопрос был задан в личных сообщениях в социальной сети «В Контакте» Алексею Лыкову, который ответил, что «GaaS (Game as a service) - это придуманная аббревиатура для игр, собственно она ничем не отличается от SaaS».

Мы видим, что техдиректор Playkey утверждает, что сервисы, работающие по технологии GaaS, не привнесли ничего нового в облачные технологии. Но мы прекрасно понимаем, что они сломали наше представление о компьютерных играх, предоставили гигантскую возможность тем, кто не может позволить себе скачивать игры на свой ПК. Следовательно, надо искать отличия.

И мы их нашли. Например, почтовые службы, по нашему представлению, обеспечивают облачность за счёт того, что на серверных компьютерах хранится база данных, в которой собрана вся информация об электронных пересылках. Пользователь, используя тонкий клиент или прикладное ПО, обращается к серверу с целью получить интересующую его информацию, после чего в базе данных находится соответствующая графа и ответ на запрос уходит к конечному пользователю.

По технологии облачного игрового сервиса на серверном компьютере игра и все действия пользователя происходят на удаленном компьютере, а пользователь лишь водит мыш-

кой по видео, получаемого посредством стриминга по интернет-каналу. Установленное на компьютере пользователя специальное ПО считывает положение курсора игрока и посылает координаты на сервер, где происходит реальное взаимодействие с игрой. Тогда как в клиенте почтовых сервисов пользователь взаимодействует с сервером посредством html-ссылок.

Как видно, новая технология взаимодействия с пользователем выделяет GaaS среди трёх других моделей облачного обслуживания.

Здесь мы подошли к задаче выяснения преимуществ и недостатков технологии GaaS.

Плюсы для пользователя:

- отсутствие необходимости покупать новый компьютер для игр (если у пользователя имеется старый, менее мощный);
- наличие интернета с невысокой скоростью (необходимая скорость интернета для успешного пользования сервисом чрезвычайно мала - 5 Мбит/с) [4];
- возможность играть с любого устройства (будь то смартфон или планшет);
- быстрый вход в игру.

Минусы:

- наличие интернета, который есть не везде и не всегда. Это сильно тормозит развитие подобных сервисов - на сегодняшний день небольшие населённые пункты России продолжают испытывать проблемы с подключением к мировой паутине;
- определенная задержка отклика на запросы пользователя, происходящая из-за особенности технологии. Средний игрок даже не заметит этого, однако профессионалам-геймерам такая задержка, возможно, будет создавать некоторые неудобства;
- оплата подписки на сервис (помимо покупки ключа к игре).

Плюсы для разработчиков игр:

- рассматриваемая технология позволяет решить проблему пиратства.

Главный плюс для разработчика сервиса:

- получение дохода с подписок.

Минусы для разработчика сервиса :

- наличие небольшого количества облачных провайдеров, готовых предоставлять сервера на арендной модели;
- недостаток интернет-провайдеров, готовых предоставлять конечному пользователю достаточно качественный интернет;
- быстрое устаревание серверов, собранных несколько лет назад, у большинства облачных провайдеров. Для игр требуется более сильное железо, что вынуждает разработчиков игровых облачных сервисов постоянно инвестировать в усовершенствование серверов.

Как видим, технология GaaS принесла много положительного в облачные сервисы. Особенно много плюсов для конечного пользователя - слабое железо и отсутствие памяти не препятствует приятному времяпрепровождению, не надо ждать, когда игра скачается и установится, для входа в игру требуется очень мало времени.

Выводы:

Рассмотрев возможности новейшей технологии Game as a Service и сравнив её с тремя моделями обслуживания облачных сервисов, выделенных Лабораторией Национального института стандартов и технологий США, мы пришли к выводу, что больше всего GaaS похожа на SaaS.

Однако она имеет одно существенное отличие в технологии взаимодействия с облачным сервером, поэтому, по нашему мнению, технологию Game as a Service можно причислить к разновидностям SaaS и включить её в классификацию как подпункт SaaS.

Библиографический список

1. Батура Т.В., Мурзин Ф.А., Семич Д.Ф. Облачные технологии: основные модели, приложения, концепции и тенденции развития// Журнал. Программные продукты и системы (Software & Systems). № 3 (107). 2014. URL: <http://cyberleninka.ru>.
2. Peter Mell, Timothy Grance . The NIST Definition of Cloud Computing// National Institute of Standards and Technology. Special Publication 800-145. 2011. URL: <http://nvlpubs.nist.gov/nistpubs/Legacy/SP/nistspecialpublication800-145.pdf>.
3. Облачные вычисления. URL: https://ru.wikipedia.org/wiki/Облачные_вычисления (дата обращения: 05.10.2016).
4. Gaming As A Service: Вычислительные облака для игровой индустрии. URL: <https://habrahabr.ru/company/ruvds/blog/306148> (дата обращения: 05.10.2016).

УДК 004; ГРНТИ 47.63.29

ТЕРМИНАЛ НА ОСНОВЕ ПЛИС

Е.С. Паскаль, П.А. Полянских

*Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники,
Россия, Томск, evgeniapascal@gmail.com, polyanskix@gmail.com*

Аннотация. В данной работе рассмотрены алгоритмы реализации терминального доступа к информационным сетям. Данная работа может быть применена как в локальных системах, так и в удаленных.

Ключевые слова: ПЛИС, ASCII код, VGA.

THE TERMINAL – BASED FPGAS

E.S. Pascal, P.A. Polyanskikh

Tomsk State University of Control Systems and Radio Electronics, Russia, Tomsk, evgeniapascal@gmail.com, polyanskix@gmail.com

Abstract - in this paper the implementation of algorithms for terminal access to information networks. This work can be applied to the local users and possible manipulation of the remote.

Keywords: PLIS, ASCIIcode, VGA.

1. Введение

Использование ЭВМ сегодня достигло колоссальных масштабов, однако применение полноценных ЭВМ не всегда является возможным и разумным. Ввиду своих физических размеров и широкого практического применения, в качестве основы для разработки терминальных систем мы взяли ПЛИС. ПЛИС представляет собой достаточно компактную конструкцию логических элементов, которые зачастую могут выполнять многие функции привычных нам ПК.

2. Основная часть

Программируемая логическая интегральная схема (ПЛИС, англ. *programmablelogicdevice*, PLD) — электронный компонент, используемый для создания цифровых интегральных схем. Для программирования используются программаторы и отладочные среды, позволяющие задать желаемую структуру цифрового устройства в виде принципиальной электрической схемы или программы на специальных языках описания аппаратуры: Verilog, VHDL, AHDL и др. Некоторые производители ПЛИС предлагают программные процессоры для своих ПЛИС, которые могут быть модифицированы под конкретную задачу, а затем встроены в ПЛИС. Тем самым обеспечивается уменьшение места на печатной плате и упрощение проектирования самой ПЛИС, за счёт быстроедействия. ПЛИС— это электронный компонент, используемый, для создания цифровых интегральных схем. В отличие от обычных цифровых микросхем, логика работы ПЛИС не определяется при изготовлении, а задаётся посредством программирования. Широко используется для построения различных по сложности и возможностям цифровых устройств [1].

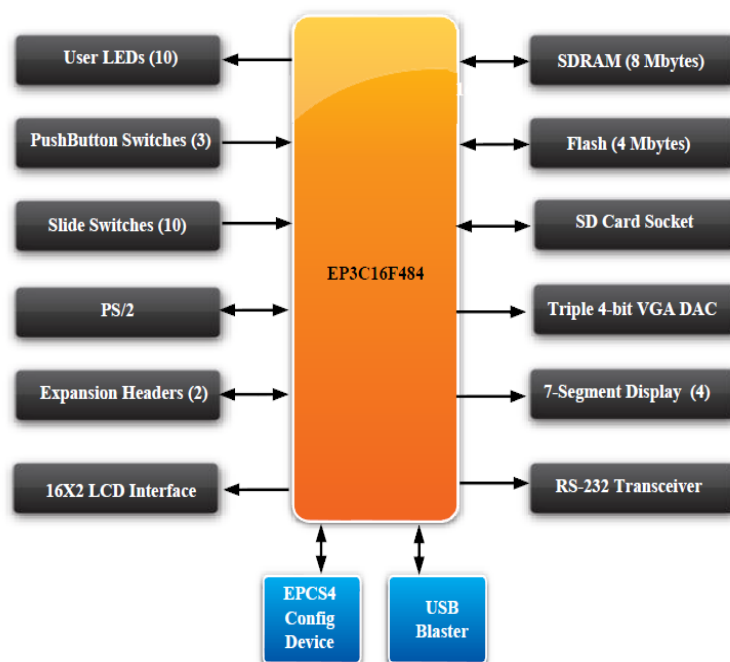


Рис. 1. Блок-схема используемого комплекта

Для управления нашим терминалом выбирается обыкновенная клавиатура, работающая с портом PS/2. PS/2 - это компьютерный порт, предназначенный для подключения клавиатуры и мышки. Порт имеет достаточно простой протокол обмена данными с компьютером, и его можно использовать для подключения собственных устройств. Обмен данными через PS/2 осуществляется асинхронно по последовательному протоколу

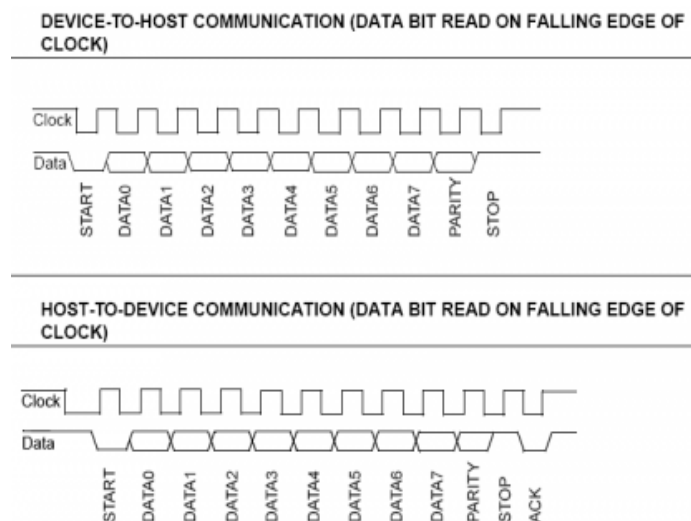


Рис. 2. Диаграмма работы последовательного протокола PS/2

Для того чтобы получать данные с клавиатуры, нужно производить захват информационных посылок и в дальнейшем производить их обработку. Все команды клавиатуры передаются в ASCII кодировке [2].

После получения команды от клавиатуры необходимо произвести идентификацию команды, выполнить действие, соответствующее данной клавиши и отобразить это действие в понятной человеку форме.

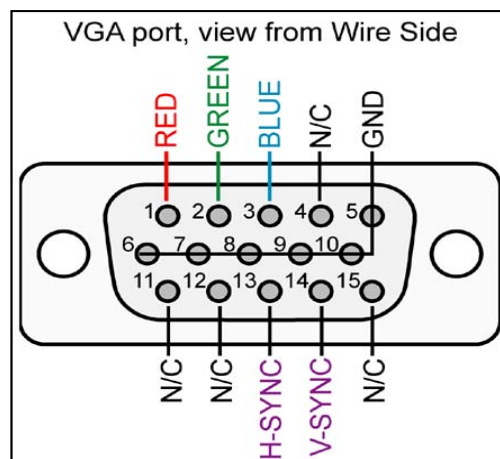


Рис. 3. Порт VGA

Именно для отображения будет использоваться монитор с портом VGA

Разрешение изображения 640x480 точек с частотой 60 Гц.

Вывод изображения осуществляется с помощью пяти сигналов (рис. 3): сигналы, отвечающие за цвет пикселя (r, g, b) и сигналы синхронизации изображения по вертикали и горизонтали (vsync, hsync)[3].

Таким образом, после реализации алгоритмов получения, обработки команд и их отображения встает вопрос о том, чтобы где-то хранить список разрешенных команд.

Именно для хранения служебной информации нам и потребуется блок памяти на ПЛИС, к которому реализуется постоянный доступ. В блоке памяти у нас постоянно хранятся все списки команд, разрешенные комбинации команд и кодовая таблица.

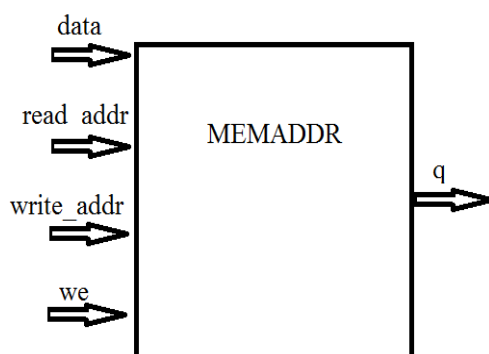


Рис. 4. Блок-схема модуля памяти на ПЛИС

3. Заключение

Был сконфигурирован работающий терминал на основе ПЛИС, который полностью выполняет все поставленные перед ним задачи. Гибкость и легкость настройки ПЛИС, а также широкий спектр дополнительных модулей позволит использовать данный терминал как беспроводной терминал. Использование ПЛИС как основы для радиотехнических систем позволяет снижать стоимость и уменьшать габариты. Использование собственных кодов для конкретных задач позволяет повысить качество работы системы, а в случае проблем в работе системы к оперативному решению.

Библиографический список

1. КлайвМаксфилд, Проектирование на ПЛИС – М.: “ДодекаXXI” 2007г.-407с.
2. Кеплер Н.А., Статья по курсу “Введение в Verylong”
3. John Doe, IEEE Standard for System Verilog – United Hardware Design, Specification, and Verification Language –New York 2005г. 1285с.

ПРИМЕНЕНИЕ МНОГОПРОЦЕССОРНЫХ СИСТЕМ В ЗАДАЧАХ ЦИФРОВОЙ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ

В.А. Минakov

Рязанский государственный радиотехнический университет

Аннотация. В данной работе рассматриваются архитектуры построения многопроцессорных систем общего назначения, а также специализированных для цифровой обработки сигналов. Приведен пример реализации многопроцессорной системы с распределенной памятью, предназначенной для решения частных задач в радиолокации.

Ключевые слова: многопроцессорная система, архитектура мультимикропроцессоров, цифровая обработка сигналов, операционная система реального времени.

THE USE OF MULTIPROCESSOR SYSTEMS IN PROBLEMS OF DIGITAL SIGNAL PROCESSING

V.A. Minakov

Ryazan state radio engineering university

Abstract. In this paper the architectures of general-purpose multiprocessor systems as well as digital signal processing multiprocessor systems are considered. An example of multiprocessor system with distributed memory, designed to address specific problems in radar is described.

Keywords: multiprocessor system, multiprocessing architecture, digital signal processing, real-time operating system.

1. Многопроцессорность

На ранних этапах развития вычислительной техники, проблема недостаточной производительности процессоров решалась путем увеличения их тактовой частоты, однако ввиду ограниченности скорости распространения электрических сигналов внутри чипа, определяемой фундаментальными физическими законами, микропроцессорная техника практически полностью исчерпала данный ресурс. Решением данной проблемы может служить уменьшение размеров кристалла и, как следствие, снижению эффективности отвода тепла [1].

Ко времени достижения пиковых значений тактовых частот, разработчики высокопроизводительных систем уже начали использовать объединение процессоров, для построения более мощных многопроцессорных ЭВМ [2]. Эта тенденция стала наиболее явной в индустрии вычислительной техники общего назначения, однако, с другой стороны появилась тенденция к миниатюризации плат, микросхем и электронных компонентов.

Основная проблема при построении многопроцессорных систем сводится к организации межпроцессорного взаимодействия. Такое взаимодействие подразумевает выбор архитектуры памяти многопроцессорной системы и организацию интерфейсов между процессорами.

Многопроцессорность и память

Какой бы мощной и быстродействующей не была многопроцессорная система, невозможность обеспечения оперативного и своевременного доступа к данным негативно скажется на ее общей производительности. Динамическая память (динамическое ОЗУ) работает гораздо медленнее центральных процессоров, поэтому для повышения скорости доступа к памяти обычно используются различные схемы кэш-памяти. Может быть два, три и даже четыре уровня кэш-памяти [3].

Кэш-память, существенно ограничена в объеме геометрическими параметрами кристаллов. В то же время, кэш-память, особенно самого нижнего уровня, является наиболее быстродействующей. Таким образом, применение многоуровневых архитектур построения запоминающих устройств позволяет найти компромисс между объемом памяти и ее быстродействием.

Параметры процессора практически не влияют на объем внешней (динамической) памяти системы, которая также может быть разделена, в то же время, чем дальше память от вычислительных блоков, тем медленнее происходит передача данных в процессор.

Многопроцессорность и коммутационная среда

Многопроцессорную систему можно рассматривать как набор микросхем, определенным образом соединенных между собой. Возникает вопрос обеспечения своевременной дос-

тавки данных от устройства к устройству, с учетом рассогласования по быстродействию одних устройств относительно других. Переданная информация должна сохранить целостность и актуальность.

Решение данных проблем повлекло за собой применение различного рода протоколов взаимодействия. Их применение позволило согласовать информационные потоки, обеспечить их целостность и достоверность, однако добавило очередной набор «узких мест» системе.

В ряде случаев, обеспечить оперативную пересылку информации затруднительно именно по причине недостаточного быстродействия коммутационной среды. Данная проблема наиболее актуальна в системах, работающих в реальном масштабе времени, условие, которому должно удовлетворять большинство приложений цифровой обработки сигналов.

2. Типы многопроцессорных систем

Основным преимуществом применения многопроцессорных систем является возможность параллельных вычислений. В общем случае, параллельные вычисления – это процесс обработки данных, в которых одновременно могут быть выполнены несколько операций. Параллелизм может быть реализован при выполнении следующих требований [4]:

- функциональная независимость вычислительных устройств;
- внедрение в архитектуру вычислительной системы или процессора дополнительных устройств.

Дополнительными устройствами могут являться, как вычислительные блоки внутри кристалла, так и применение дополнительных процессоров.

Дополнительным методом обеспечения параллелизма можно рассматривать и конвейерную обработку, при которой выполнение операций в устройствах представляется в виде набора команд. В результате работы такой системы, на разных стадиях выполнения могут находиться несколько элементов данных.

При построении многопроцессорных систем выделяют несколько основных архитектур, в зависимости от степени связи процессоров.

В соответствии с классификацией Флинна (Flynn), которая иллюстрирует способы взаимодействия потоков команд и обрабатываемых данных [5].

- SISD (Single Instruction Single Data) – один поток команд, один поток данных;
- SIMD (Single Instruction Multiple Data) – один поток команд, множественный поток данных;
- MIMD (Multiple Instruction Multiple Data) – множественный поток команд, множественный поток данных.

С точки зрения аппаратной реализации многопроцессорные системы можно разделить на 3 основные архитектуры: общая память, разделенная память, гибридная архитектура.

Архитектура с общей памятью

Архитектура с общей памятью может быть создана на основе нескольких ядер одного процессора, либо на основе физически отдельных центральных процессоров. Подобную архитектуру, также называют мультипроцессором. Данная схема предоставляет каждому из процессоров полноправный доступ к оперативной памяти, посредством общей для всех ЦП шины (рис. 1).

Преимуществами данной архитектуры является сравнительная простота создания и программирования систем подобного типа. Каждый процессор, работая с памятью, вносит изменения в данные. В то время как один процессор прочитал данные и приступил к их обработке, данные были изменены другим процессором. Данный факт является недостатком данной системы, однако он частично устраняется применением программных средств защиты, в частности операционные системы, поддерживают добавление фрагмента кода в так называемую *критическую область*, с целью предотвращения подобных рассогласований.

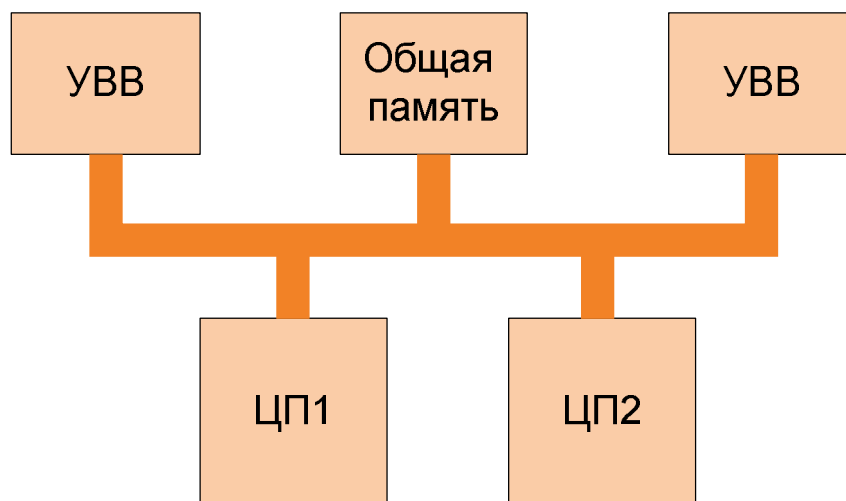


Рис. 1. Архитектура многопроцессорной системы с общей памятью

Архитектура с распределенной памятью

Во втором типе параллельной архитектуры каждый процессор имеет свою собственную память, доступную только этому процессору (рис. 2). Такая разработка называется мультимпьютером или системой с распределенной памятью [3]. Его ключевое отличие от мультипроцессора состоит в том, что каждый процессор имеет свою собственную локальную память, к которой этот ЦП может обращаться.

При применении данной архитектуры, процессоры не могут передавать данные путем записи их в общую память. Механизм обмена данными основан на передаче сообщений между процессорами, посредством внешней коммутационной среды. Программное обеспечение мультимпьютера имеет более сложную организацию, так, как для того, чтобы процессор N получил необходимые данные из процессора M, должно быть сформировано соответствующее сообщение процессору M. В том случае, если процессоры M и N не соединены напрямую, то должно быть сформировано сообщение, содержащее соответствующий запрос стороннему процессору. Таким образом, при отсутствии четко определенной конфигурации, каждый из процессоров должен заведомо знать, к какому процессору необходимо обратиться при запросе тех или иных данных.

Другим вариантом подобной стратегии взаимодействия является архитектура с применением одного процессора ввода/вывода и нескольких процессоров обработки. Процессор ввода/вывода обеспечивает данными и командами управления ведомые процессоры. Недостатком данной стратегии является ограниченность производительности процессора ввода/вывода, результатом чего является небольшое количество ведомых процессоров.

С другой стороны, мультимпьютеры гораздо проще в аппаратном исполнении, в отличие от мультипроцессоров. Создание мультипроцессорной системы на основе использования общей памяти с большим количеством процессоров будет осложнено ограниченной производительности коммутационной среды, а также оперативной памяти.

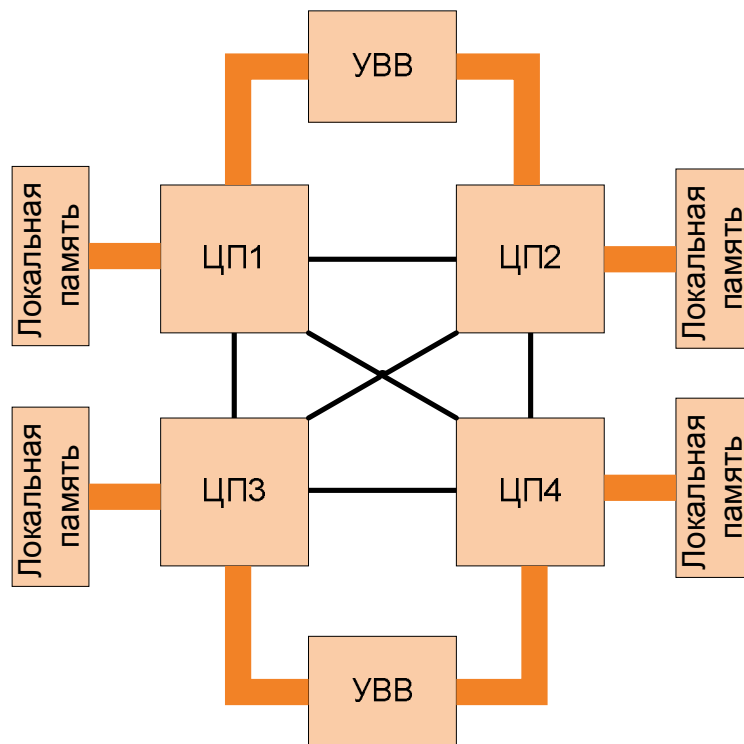


Рис. 2. Архитектура с распределенной памятью

Архитектура с гибридной памятью

Применение архитектур, имеющих в своем составе группы процессоров с общей и разделенной памятью (гибридной архитектуры) основано на применении узлов процессоров, соединенных по схеме с общей памятью, которые соединены между собой коммутационной средой.

Узлы состоят из двух или четырех процессоров, соединенных по схеме с общей памятью. Доступ к памяти других элементов системы осуществляется через быстродействующую коммутационную среду.

Недостатком данной архитектуры является увеличение временных затрат, связанных с пересылкой данных из-за отсутствия общей памяти. Данная архитектура работает эффективно, в случае, когда работа программы может быть обеспечена памятью, объемом сравнимым с размером памяти одного узла, что позволяет минимизировать пересылку данных между узлами и, как следствие, увеличить быстродействие системы в целом.

3 Многопроцессорные решения в цифровой обработке сигналов

На сегодняшний день, для разработчиков существует масса различных архитектурных решений для создания мультипроцессорных систем в ЦОС, и выбор конфигурации обуславливается поставленными перед устройством задачами.

Для решения частных задач в радиолокации, было разработано устройство, имеющее в своем составе 4 процессора фирмы Analog Devices, семейства Tiger SHARC (рис. 3). Его архитектура относится к категории с распределенной памятью, что позволяет причислить изделие к категории мультимикомпьютерных систем. Как говорилось выше, для подобного рода архитектуры межпроцессорное взаимодействие организуется на основе передачи сообщений, посредством коммутационной среды. В данном устройстве, для этих целей, используются возможности линк-портов каждого из процессоров, соединенных по схеме «каждый с каждым».

Процессор №1 предназначен для ввода информации в систему. В зависимости от типа аппаратного прерывания, процессор инициализирует накопление либо управляющей информации, либо сигнала. Информация управления имеет в своем составе инструкции о выполнении последующих алгоритмов. Ей может быть информация, предписывающая процессору

ввода инициализировать передачу сигнала и параметров управления следующему процессору для обработки, сохранения, либо ее вывода из системы. Процессор №4 отвечает за вывод информации на внешние устройства. Второй процессор предназначен, преимущественно для обработки входного сигнала. Управляющая информация, предназначенная для процессора №2, содержит в себе код программы обработки. 3й процессор обеспечивает сохранение информации о работе устройства во внешней памяти. В качестве устройств ввода/вывода используются программируемые логические интегральные схемы (ПЛИС).

Рассматриваемое устройство работает под управлением операционной системы реального времени (OSPB) VDK фирмы Analog Devices. В рамках OSPB обеспечивается создание и обслуживание потоков задач, обеспечивающих передачу/прием сообщений другим процессорам либо устройствам, обслуживание очереди заданий, накопление данных, а также рабочего потока, обеспечивающего подготовку и преобразование информации.

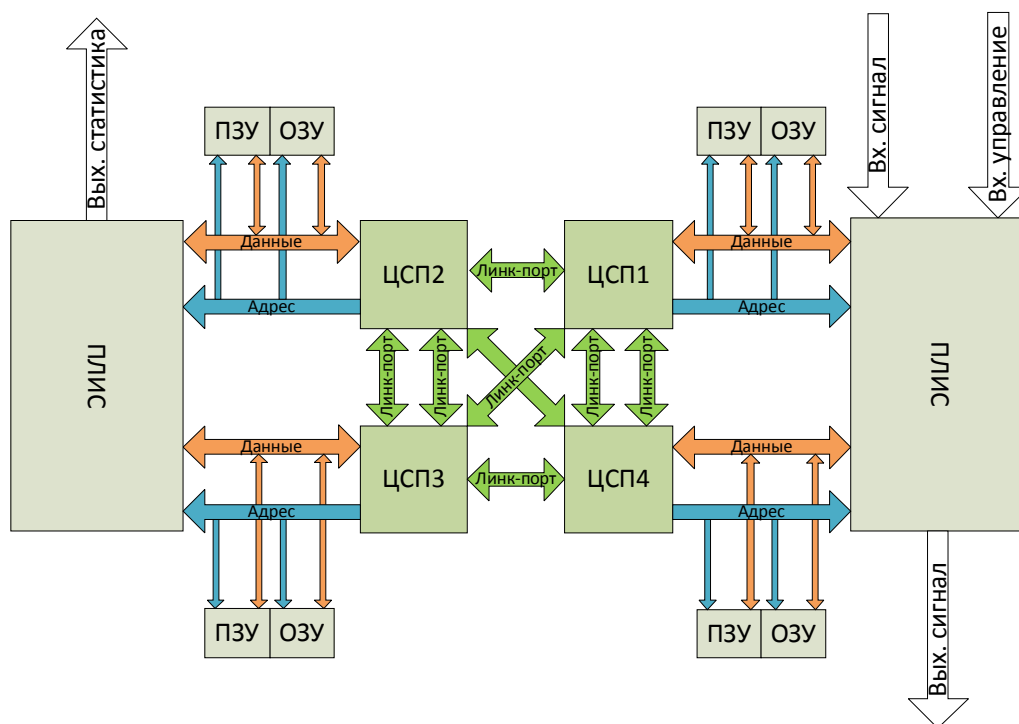


Рис. 3. Архитектура узла сигнальных процессоров

К достоинствам данного устройства следует отнести возможность гибко распределять задачи обработки сигналов, так как, несмотря на специализацию каждого из процессоров, существует возможность распараллеливания задач.

Недостатками данного устройства является значительная избыточность информации, передаваемой из процессора в процессор. Из-за отсутствия общей памяти необходимо формировать объемные сообщения с большим количеством сервисной информации. Так как ввод данных возможен только через один процессор, его производительность ограничивает возможности системы.

Выводы

Конкретный выбор аппаратного исполнения многопроцессорной системы ЦОС, зависит от поставленных перед ней задач. Сложно создать универсальную систему, хотя, современные производители сигнальных процессоров предлагают широкий ассортимент микросхем. В то же время, существует необходимость в унификации модулей цифровой обработки сигналов, с целью удешевления их производства.

Стремительные темпы развития в сфере создания микропроцессорной техники, а также методов передачи данных в таких системах, позволяют создавать системы, наименее чувствительные к ограничениям аппаратуры. Вопрос оперативного обмена информацией реша-

ется на уровне программного обеспечения. Таким образом, наиболее перспективно развитие систем, построенных на основе гибридной архитектуры, включающей в свой состав как узлы процессоров с общей памятью, так и их объединение, на основе общей коммутационной среды.

Библиографический список

1. Э. Таненбаум Х. Бос «Современные операционные системы» 4е изд., «Питер», 2015г. Глава 8, стр. 576 – 653.
2. A guide to SHARC DSP multiprocessing solution. first edition; стр 154 – 159;
3. Э. Таненбаум «Архитектура компьютера» 4е изд., «Питер», 2003г. Глава 8, стр. 556 – 643.
4. Воеводин В.В., Воеводин Вл.В «Параллельные вычисления» СПб.: БХВ-Петербург, 2002;
5. Flynn M.J Very high-speed computing systems Proceedings of the IEEE 1966. 54(12);

УДК 004.932; ГРНТИ 49.27.31

МОДЕЛИРОВАНИЕ МИМО КАНАЛА СВЯЗИ НА ОСНОВЕ ГЕОМЕТРИЧЕСКОЙ ЭЛЛИПТИЧЕСКОЙ МОДЕЛИ РАССЕЙВАНИЯ

А.А. Кудряшова

Рязанский государственный радиотехнический университет, г. Рязань

Аннотация. В данной работе описывается моделирование МИМО канала связи. В качестве модели рассеивания используется геометрическая эллиптическая модель. Произведены расчеты канальных коэффициентов и пропускной способности МИМО канала связи.

Ключевые слова: МИМО канал связи, характеристики канала, пропускная способность канала, матрица канальных коэффициентов, геометрическая эллиптическая модель рассеивания

MODELING MIMO COMMUNICATION CHANNEL BASED ON GEOMETRIC ELLIPTICAL DISPERSION MODELS

A.A. Kudryashova

Ryazan state radioengineering university, Ryazan

Abstract. This paper describes the modeling of MIMO communication channel. As the dispersion model used elliptical geometric model. Calculations of channel coefficients and capacity of MIMO communication channel are performed.

Keywords: MIMO channel, channel characterization, channel capacity, channel coefficient matrix, geometric elliptical scattering model.

1. Введение

В настоящее время все системы радиосвязи, не зависимо от того являются они сетями мобильной связи или беспроводными сетями, должны обеспечивать все более высокие скорости передачи данных. В дополнение к традиционным методам, таким как введение более высоких типов модуляции или предоставление больших полос пропускания, целесообразно использовать технологию Multiple Input Multiple Output (MIMO), она позволяет увеличить полосу пропускания канала связи за счет использования нескольких антенн на передающей стороне и нескольких антенн на приемной стороне. Технология МИМО нашла широкое применение в беспроводных сетях связи Wi-Fi, WiMAX, LTE.

2. Пропускная способность канала

Пропускная способность МИМО канала связи определяет максимально возможную скорость передачи информации в канале связи МИМО, приведенную к единице полосы канала [1].

Сигнал проходит от каждой передающей антенны к каждой приемной антенне через неоднородную рассеивающую среду, которая описывается через коэффициенты передачи канала $h_{N,M}$, формирующие канальную матрицу $\mathbf{H}$ [2]:

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} h_{1,1} & h_{1,2} & \dots & h_{1,M-1} & h_{1,M} \\ h_{2,1} & h_{2,2} & \dots & h_{2,M-1} & h_{2,M} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ h_{N-1,1} & h_{N-1,2} & \dots & h_{N-1,M-1} & h_{N-1,M} \\ h_{N,1} & h_{N,2} & \dots & h_{N,M-1} & h_{N,M} \end{bmatrix}, \quad (1)$$

где N – количество передающих антенн, M – количество приемных антенн.

Пропускная способность MIMO канала связи [1]:

$$C = \log_2 \det \left(1 + \frac{E_s}{N \cdot 2\sigma_\eta^2} \mathbf{H}\mathbf{H}' \right), \quad (2)$$

где $\frac{E_s}{2\sigma_\eta^2}$ – отношение сигнал/шум. Данная формула является обобщением на многомерный случай формулы Шеннона для пропускной способности.

3. Геометрическая эллиптическая модель рассеивания

Для описания MIMO канала связи используются физические и аналитические модели рассеивания. Физические модели описывают окружающую среду на основе распространения электромагнитных волн между передатчиком и приемником. Одной из разновидностей физических моделей являются геометрические модели, они делятся на однокольцевые [3-5], двухкольцевые [6-8] и эллиптические. Однокольцевые и двухкольцевые модели используются в основном для моделирования узкополосных каналов, а эллиптические для широкополосных каналов с временными характеристиками, пространственными и частотными корреляционными свойствами. В частности, функция частотной селективности делает эллиптическую модель рассеивания очень привлекательной для разработчиков будущих систем мобильной связи, поскольку в последнее время получило широкое распространение проектирование и исследование производительности беспроводных систем с высокой скоростью передачи данных с использованием методов MIMO-OFDM [9].

Первоначально геометрическая эллиптическая модель рассеивания была предложена в [10], в дальнейшем она была переработана для системы SIMO [11]. Данная модель, примененная для нескольких антенн на передающей и приемной стороне, была подробно описана в [12].

Геометрическая эллиптическая модель рассеивания для системы MIMO представлена на рисунке 1 [12].

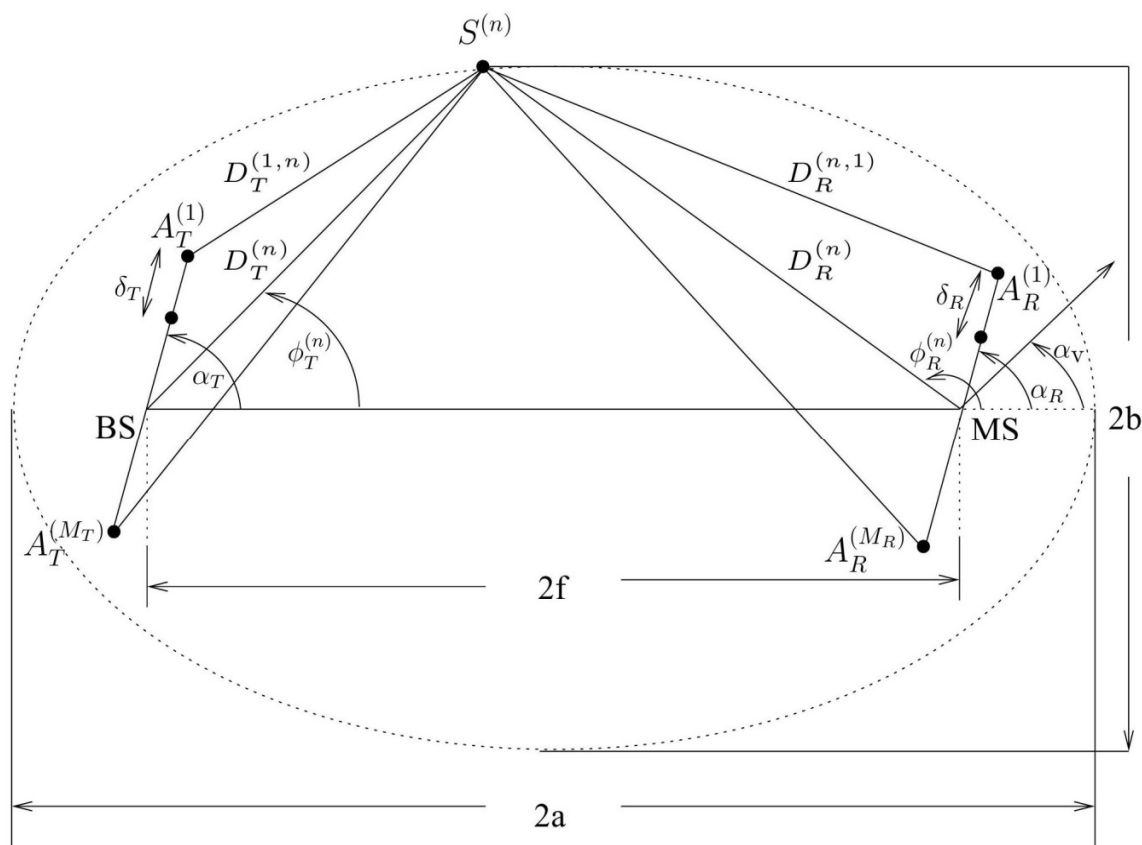


Рис. 1. Геометрическая эллиптическая модель рассеивания для системы MIMO

Базовая (BS) и мобильная (MS) станции расположены в фокусах эллипса. Предполагается, что передатчик и приемник оснащены линейной антенной решетками, состоящими из M_T и M_R антенных элементов. Символы α_T и α_R обозначают углы наклона передающей и приемной антенной решетки соответственно. Символы δ_T и δ_R описывают расстояния между антенными элементами в передатчике и приемнике. Угол между осью x и направлением движения обозначается как α_v . Угол ухода волны обозначается через $\phi_T^{(n)}$, в то время как угол прихода волны описывается $\phi_R^{(n)}$ ($n=1,2,\dots,N$). Однородная плоская волна, испускаемая l -м антенным элементом передатчика $A_T^{(l)}$ ($l=1,2,\dots,M_T$) проходит через n -й локальный рассеиватель S_N ($n=1,2,\dots,N$) до антенного элемента приемника $A_R^{(k)}$ ($k=1,2,\dots,M_R$).

Проведено моделирование геометрической эллиптической модели рассеивания для системы MIMO. Получены зависимости канальных коэффициентов и пропускной способности от времени при разных параметрах модели. На рисунке 2 показана зависимость пропускной способности от времени при: $M_T = 2$, $M_R = 2$, скорость передатчика равна 20 м/с, ОСШ равно 10 дБ, малый радиус эллипса 10 м, большой радиус эллипса 20 м, количество отражателей равно 50, частота сигнала 2.4 ГГц.

Зависимость пропускной способности от времени

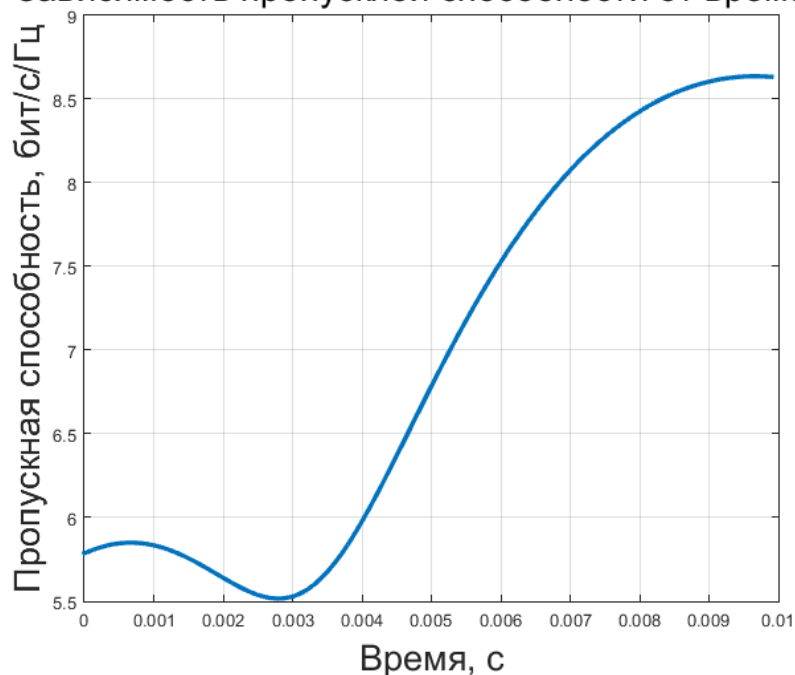


Рис. 2. Зависимость пропускной способности от времени

Библиографический список

1. Бакулин М.Г., Варукина Л.А., Крейнделлин В.Б. Технология ММО. Принципы и алгоритмы. – М.: Горячая линия - Телеком, 2014. – 244 с.
2. Коляденко Ю.Ю., Коляденко А.В. Модель радиоканала для ММО-систем // Проблемы телекоммуникаций. - 2012. - №2(7) – с. 91-109.
3. D.-S. Shiu, G. J. Foschini, M. J. Gans, and J. M. Kahn, "Fading correlation and its effect on the capacity of multielement antenna systems," IEEE Trans. Commun., vol. 48, no. 3, pp. 502–513, Mar. 2000.
4. A. Abdi and M. Kaveh, "A space-time correlation model for multielement antenna systems in mobile fading channels," IEEE J. Select. Areas Commun., vol. 20, no. 3, pp. 550–560, Apr. 2002.
5. M. Paëtzold and B. O. Hogstad, "A space-time channel simulator for MIMO channels based on the geometrical one-ring scattering model," Wireless Communications and Mobile Computing, Special Issue on Multiple-Input Multiple-Output (MIMO) Communications, vol. 4, no. 7, pp. 727–737, Nov. 2004.
6. G. J. Byers and F. Takawira, "The influence of spatial and temporal correlation on the capacity of MIMO channels," in Wireless Communications and Networking 2003, WCNC 2003, Mar. 2003, pp. 359–364.
7. M. Paëtzold, B. O. Hogstad, N. Youssef, and D. Kim, "A MIMO mobile-to-mobile channel model: Part I – The reference model," in Proc. 16th IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, IEEE PIMRC 2005, Berlin, Germany, Sept. 2005, ISBN 3-8007-2909-1.
8. B. O. Hogstad, M. Paëtzold, N. Youssef, and D. Kim, "A MIMO mobile-to-mobile channel model: Part II – The simulation model," in Proc. 16th IEEE Int. Symp. on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, PIMRC 2005, Berlin, Germany, Sept. 2005, ISBN 3-8007-2909-1.
9. H. Boëlskei, D. Gesbert, and A. J. Paulraj, "On the capacity of OFDM-based spatial multiplexing systems," IEEE Trans. Commun., vol. 50, no. 2, pp. 225–234, Feb. 2002.
10. J. C. Liberti and T. S. Rappaport, "A geometrically based model for line-of-sight multipath radio channels," in Proc. IEEE 46th Veh. Technol. Conf., VTC'96, Atlanta, GA, USA, May 1996, pp. 844–848.
11. M. Paëtzold and N. Youssef, "Modelling and simulation of direction-selective and frequency-selective mobile radio channels," International Journal of Electronics and Communications, vol. AEUE -55, no. 6, pp. 433–442, Nov. 2001.
12. Matthias Pätzold, Bjørn Olav Hogstad, "A wideband MIMO channel model derived from the geometric elliptical scattering model." Wireless Communications and Mobile Computing 8(5): 597-605 (2008)

БЫСТРАЯ РАЗРАБОТКА VERILOG/VHDL КОДА НА ПЛИС С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ИНСТРУМЕНТОВ MATLAB

Д. Большов, А. Овинников

*Рязанский государственный радиотехнический университет,
Россия, Рязань, bolshob@yandex.ru*

Аннотация. В данной работе описана реализация быстрой разработки Verilog или VHDL кода на ПЛИС с использованием Matlab. Реализация быстрой разработки будет рассмотрена на примере продукта Matlab – HDL Coder, с использованием ПЛИС компании Altera Cyclone IV.

Ключевые слова: ПЛИС, FPGA, Altera Cyclone IV, HDL Coder, разработка Verilog кода на ПЛИС

THE RAPID DEVELOPMENT OF VERILOG/VHDL CODE ON THE FPGA USING THE TOOLS MATLAB

D. Bol'shov, A. Ovinnikov

*Ryazan State Radio Engineering University,
Russia, Ryazan, bolshob@yandex.ru*

Abstract. This paper describes the implementation of the rapid development of Verilog or VHDL code on FPGA using Matlab. Implementation of rapid development will be considered on an example of Matlab product - HDL Coder, using the FPGA company Altera Cyclone IV.

Keywords: PLD, FPGA, Altera Cyclone IV, HDL Coder, Verilog development

1. Введение

В связи с ростом популярности ПЛИС значительно вырос спрос на устройства на их основе. Они применяются для использования различных телекоммуникационных задач. ПЛИС позволяет решать следующие задачи:

1. Аналого-цифровое преобразование сигналов.
2. Обработка мультимедийного контента (звук, изображение).
3. Формирование и распределение тактового сигнала.
4. Защита интеллектуальной собственности на уровне микропрограмм от несанкционированного доступа и копирования.
5. Мониторинг состояния функциональных узлов и систем.
6. Управление питанием.

Этот ряд не характеризует все возможности применения ПЛИС, а лишь показывает возможность разностороннего использования. ПЛИС характеризуется возможностью программной настройки и перестройки архитектуры выпускаемого устройства, что делает его лучшим устройством для прототипирования ASIC. Стоит отметить, что перенос существующих алгоритмов на ПЛИС достаточно трудоемкий. Существует способ ускорить процесс переноса алгоритмов и реализации новых проектов. Этот способ основан на использовании программного продукта Matlab - HDL Coder. HDL Coder моделирует алгоритмы высокого уровня, используя компоненты Matlab и системные объекты, что позволяет генерировать HDL код.

2. Элементная база

HDL код, получаемый с помощью Matlab – универсальный. Также есть возможность подключения САПР, таких фирм, как Xilinx ISE и Altera Quartus. Которые расширяют возможности HDL Coder. Данные из САПР интегрируются в Matlab, что позволяет выбирать в нем конкретные модели плат, выводить данные на конкретные выводы ПЛИС, или производить вычисление только внутри ПЛИС, а результаты обрабатывать, непосредственно, в Matlab. Для примера подключения была выбрана отладочная плата на базе FPGA Altera Cyclone IV EP4CE22F17C6.

Основные характеристики:

1. Количество логических элементов - 22,320 тысячи;
2. Встроенная память – 594 Кбит;
3. Максимальное количество используемых входов-выходов – 153;
4. Тактовая частота – 50МГц;

5. Разъем USB для подключения к ПК.

3. Подключение платы к Matlab

Для подключения отладочной платы к Matlab необходимо:

1. Установить Matlab 2013b;

2. Установить графическую среду имитационного моделирования – Simulink;

3. Установить расширение - Fixed-Point Designer, которое позволяет преобразовывать алгоритмы с плавающей запятой в алгоритмы с фиксированной точкой;

4. Установить HDL Verifier;

5. Установить среду разработки, в данном случае Altera Quartus II design software.

Для начального подключения также необходима установка драйверов, которые идут в комплекте с платой и средой разработки.

Когда все установлено, можно подключать плату к ПК через разъем USB. Далее запускаем Matlab 2013b. Следующим действием необходимо подключить среду разработки, для этого в рабочем поле Matlab необходимо ввести команду:

```
hdlsetuptoolpath ('ToolName','Altera Quartus II','ToolPath','C:\altera\10.1\quartus\bin64\'),
```

где указано наименование среды разработки, путь установки.

Далее среда разработки подключается в Matlab.

Следующей командой необходимо вызвать менеджер плат ПЛИС: `fpgaBoardManager.`, который показан на рисунке 1:

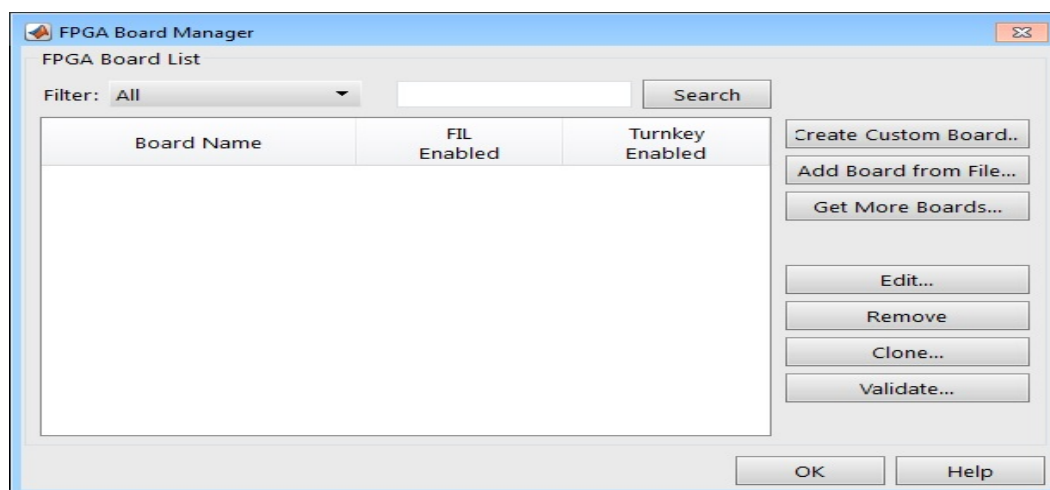


Рис. 1. Вызов менеджера плат ПЛИС

Далее следует создать новую плату, где необходимо выбрать настройки, которые соответствуют плате. В следующем меню предлагают выбрать режим работы ПЛИС и интерфейс подключения. Стоит обговорить, что есть два режима работы:

1. FPFA-In-The-Loop – режим работы, в котором данные отправляются на ПЛИС, там обрабатываются и принимаются обратно. Удобно для отладки.

2. FPGA Turnkey – режим, в котором проект записывается на ПЛИС, также в нем доступны все выводы ПЛИС.

В нашем случае, стоит выбрать второй режим работы, т.к. нам необходимо создать новый проект, и необходимо проанализировать работу всего проекта его поведение на ПЛИС.

В следующем окне настроек необходимо добавить сигналы, которыми мы будем оперировать, также есть возможность добавить вывод данных на светодиоды, которые будут моргать. Данные на подключения сигналов и светодиодов есть в Datasheet на плату.

В последнем окне предлагается протестировать подключенную плату. Для этого необходимо отметить соответствующий пункт напротив режима работы платы.

Тестирование занимает порядка 5-7 минут, за это время HDL Coder генерирует проект, записывает в память ПЛИС и запускает. В нашем случае при тестировании платы происходит моргание светодиодами.

4. Быстрая разработка VHDL

После успешного подключения платы необходимо создать новый проект в Matlab. Проект может быть выполнен в виде скрипта, набора команд, диаграмм состояний, модели Simulink.

После завершения проекта необходимо перейти во вкладку Code – HDL Code - HDL Workflow Advisor, данный помощник поможет проверить, верифицировать, и записать данный код на ПЛИС. Также есть возможность вывода вычислений произведенных на ПЛИС, в виде осциллограмм, диаграмм состояний переходов.

Выводы

HDL Coder ускоряют разработку проектов на ПЛИС и ASIC. Также HDL Coder взаимодействует с IP-ядрами и инструментами проектирования ПЛИС компаний Xilinx и Altera для реализации проектов, оптимизированных под конечное устройство. Главной особенностью является то, что есть возможность сравнения алгоритмов выполнения программного кода на ПЛИС и в Matlab, которая позволяет сравнить распределение памяти, время выполнения.

Библиографический список

1. MATLAB и Simulink центр компетенций компании Mathworks [Электронный ресурс], URL: <http://matlab.ru/solutions/application/fpga> (дата обращения 16.02.17)..
2. DE0_Nano_User_Manual_v1.2. Terasic Technologies Inc. 2011.

УДК 004; ГРНТИ 47.63.29

МОДЕЛЬНЫЕ ИССЛЕДОВАНИЯ LDPC КОДЕКОВ С МЯГКИМ РЕШЕНИЕМ

П.А. Полянских, Е.С. Паскаль

*Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники,
Россия, Томск, evgeniapascal@gmail.com, polyanskix@gmail.com*

Аннотация. В статье ставится задача проведения модельных исследований современных методов помехозащищенного кодирования.

Ключевые слова: LDPC, SPA, декодер.

MODEL STUDIES LDPC CODEC SOFT-DECISION

P.A. Polyanskih, E.S. Pascal

*Tomsk State University of Control Systems and Radio Electronics,
Russia, Tomsk, evgeniapascal@gmail.com, polyanskix@gmail.com*

Abstract. The paper is to conduct simulation studies of modern methods of noise immunity of coding.

Keywords: LDPC, SPA, decoder.

Введение

Проблема потери информации при передаче по радиоканалу особо остро встает, когда нужно передавать информацию на большие расстояния. Принято считать, что воздушная среда, в которой чаще всего передаются радиоволны, имеет нормальное (Гауссовское) распределение шума (помехи).

Существует огромное количество алгоритмов для кодирования информации, однако одних из последних широко применяемых алгоритмов стал алгоритм низкоплотностного кодирования (англ. LDPC-low density parity check).

2. Основная часть

Обычно рассматриваются матрицы больших размеров. Например, в работе Галлагера в разделе экспериментальных результатов используются «малые» количества строк $n=124$, 252, 504 и 1008 строк (число столбцов проверочной матрицы немного больше). На практике применяются матрицы с большим количеством элементов — от 10 до 100 тысяч строк. Однако количество единиц в строке или в столбце остаётся достаточно малым, обычно меньшим 10 [1].

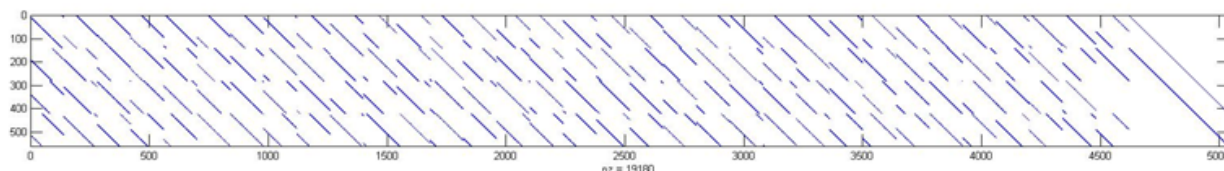


Рис. 1. Вид матрицы кода LDPC, используемая в работе. $R=8/9$. Цветом отмечены положения единиц в матрице

Важной характеристикой матрицы LDPC - кода является отсутствие циклов определённого размера. Под циклом длины 4 понимают образование в проверочной матрице прямоугольника, в углах которого стоят единицы.

Описание LPDC-кода возможно несколькими способами:

- проверочной матрицей
- двудольным графом
- другим графическим способом
- специальные способы

В настоящее время используются два принципа построения проверочной матрицы кода. Первый основан на генерации начальной проверочной матрицы с помощью псевдослучайного генератора. Коды, полученные таким способом называют случайными (англ. Random - like codes). Второй — использование специальных методов, основанных, например, на группах и конечных полях. Коды, полученные этими способами называют структурированными. Лучшие результаты по исправлению ошибок показывают именно случайные коды.

В своей работе Галлагер (R.G. Gallager) предпочёл с помощью генератора псевдослучайных чисел создать начальную проверочную матрицу небольшого размера с заданными характеристиками, а далее увеличить её размер, дублируя матрицу и используя метод перемешивания строк и столбцов для избавления от циклов определённой длины.

Для декодирования используют несколько методов. В работе реализован Min-Sum алгоритм декодирования с числом итераций $itt=15$.

Идеализированной моделью декодирования LDPC кодов является алгоритм суммы – произведений (SPA=Sum-Product algorithm). В данной работе будет рассматриваться алгоритм Min-sum как более простой в реализации. Как видно из графика b) ниже расхождение между двумя алгоритмами (SPA и MSA) незначительно, около 0.2 db.

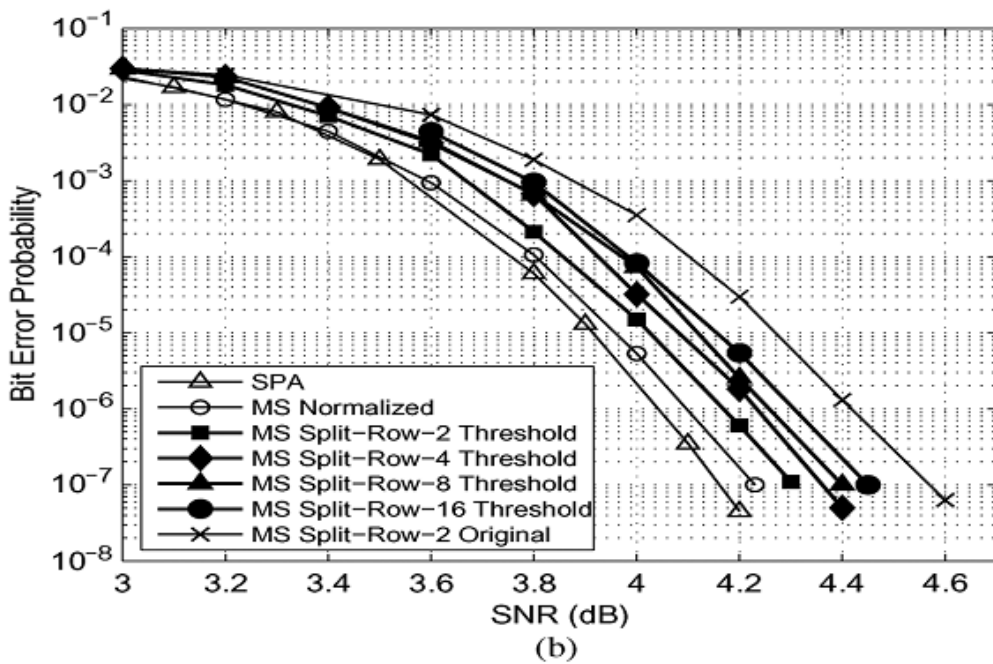
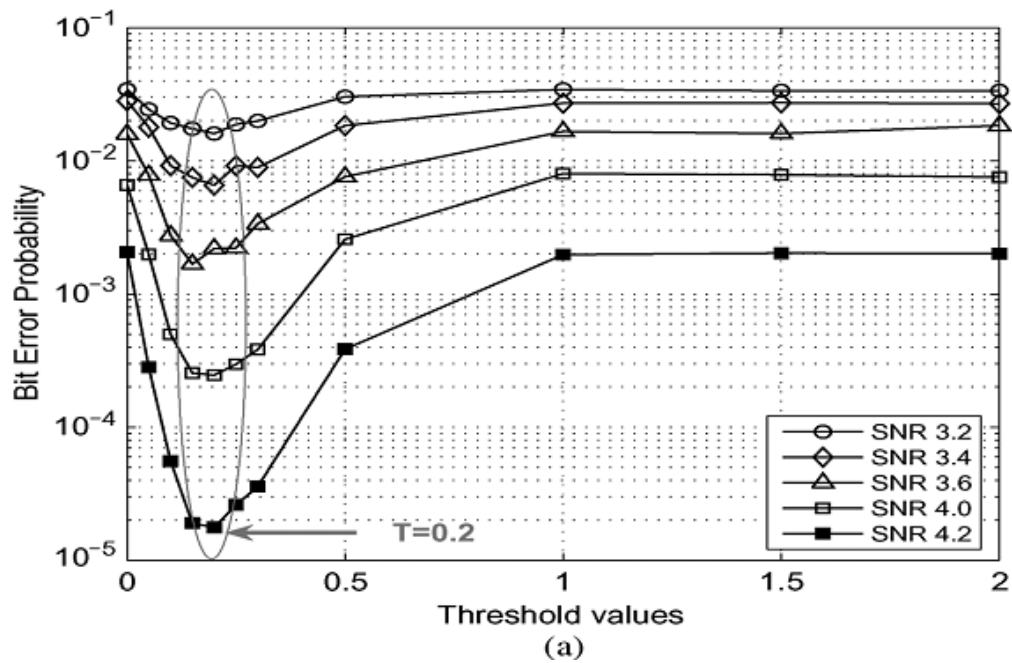


Рис. 2. Характеристики используемых алгоритмов

В работе было применено матричное кодирование через проверочную матрицу.

После получения проверочной матрицы кода разбиваем полученную матрицу на под-матрицы и проводим операцию кодирования

$H = \begin{bmatrix} A & B & T \\ C & D & E \end{bmatrix}$, где $A = (m-z) \times k\alpha$, $B = (m-z) \times z$, $C = z \times k$, $D = z \times z$, $E = z \times (m-z)$, $T = (m-z) \times (m-z)$.

Шаги кодирования:
 Compute AuT and CuT ;
 Compute $ET-1(AuT)$;

Compute p_1^T by $p_1^T = ET^{-1}(AuT) + CuT$;
 Compute p_2^T by $p_2^T = AuT + Bp_1^T$.

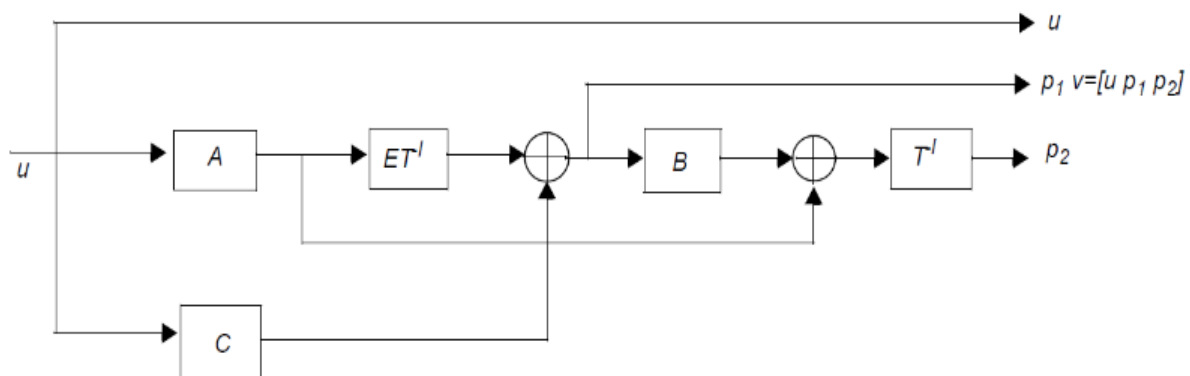


Рис. 3. Блок схема кодера

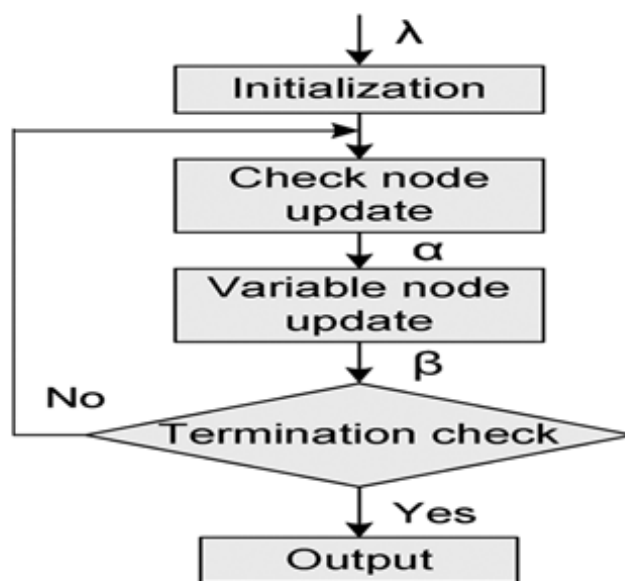


Рис. 4. Блок схема декодера

Выигрыш SPA перед MSA в теории должен составлять около 0.2-0.5 db. На графике представлены результаты декодера SPA и MSA с одинаковыми параметрами.

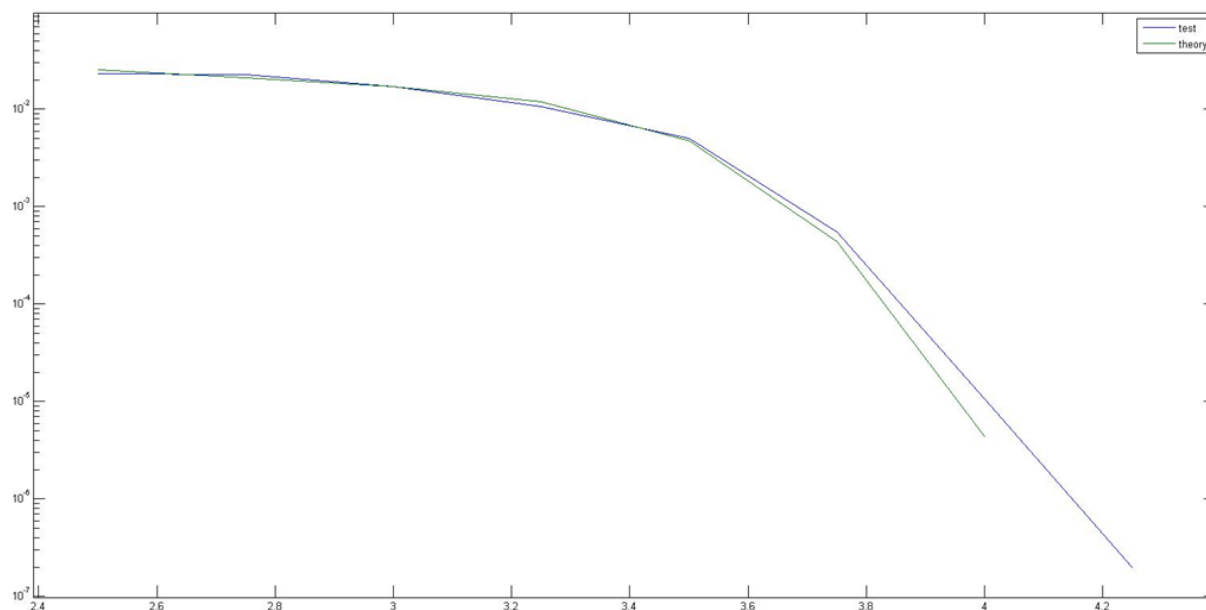


Рис. 5. Характеристики, полученные в результате работы модели

Алгоритм LDPC кодирования позволяет получить хорошие данные при относительно низком отношении сигнал-шум.

Заключение

Алгоритмы низкоплотного кодирования позволяют получать относительно низкие пороги отношения сигнал шум, по отношению к другим видам кодирования, однако для реализации алгоритмов требуются просчет достаточно сложных математических операций, что накладывает определенные ограничения на используемые аппаратные средства реализации.

Библиографический список

1. [Морелос - Сарагоса Р.](#) Искусство помехоустойчивого кодирования. Методы, алгоритмы, применение / пер. с англ. [В. Б. Афанасьева](#). — М.: Техносфера, 2006. — 320 с. — (Мир связи). — 2000 экз. — [ISBN 5-94836-035-0](#).

УДК 004.932; ГРНТИ 28.23.15

МЕТОДЫ ДЛЯ СРАВНЕНИЯ АЛГОРИТМОВ СОВМЕЩЕНИЯ ИЗОБРАЖЕНИЙ

К.А. Беляева, Д.А. Колчаев, А.А. Логинов

Рязанский государственный радиотехнический университет,
Россия, Рязань, k.belyaeva.1993@yandex.ru

Аннотация. В данной работе описаны подходы к вычислению показателя качества совмещения изображений. Проведён сравнительный анализ алгоритмов, используя описанные подходы.

Ключевые слова: совмещение изображений, алгоритм совмещения изображений, математическое ожидание, дисперсия, среднеквадратическое отклонение.

METHODS FOR COMPARING ALGORITHMS OF IMAGE SUPERIMPOSITION

A.A. Loginov, K.A. Belyaeva, D.A. Kolchaev

Ryazan State Radio Engineering University,
Ryazan, Russia, k.belyaeva.1993@yandex.ru

Abstract. This paper describes the approaches to the calculation of indicator of quality of image superimposition. The comparative analysis of algorithms according to these approaches is done.

Keywords: image superimposition, algorithm of image superimposition, mathematical expectation, variance, mean square deviation.

1. Введение

Для построения эффективных авиационных систем комбинированного видения, в которых основной ключевой проблемой является реализация совмещения реальных изображений, получаемых от сенсоров системы технического зрения (СТЗ), с априорным виртуальным изображением местности, получаемым по цифровой карте местности (ЦКМ) и навигационно-пилотажным данным [1].

Решение данной задачи должно обеспечивать в реальном времени пространственное (геометрическое) совмещение разнородных изображений.

К сожалению ее эффективное решение требует больших вычислительных затрат, связанных с неопределенностью выбора участка и ракурса построения ВММ из-за значительной величины погрешности координатного и углового позиционирования сенсоров СТЗ.

Погрешности определения текущих координат местоположения летательного аппарата (ЛА), высоты ЛА и углового позиционирования сенсоров СТЗ, а также картографическая погрешность, приводят к существенному несовпадению реального изображения, полученного от сенсора СТЗ с изображением виртуальной модели местности (ВММ), полученным по ЦКМ.

В современных навигационных системах ЛА используются комплексные навигационные и пилотажные параметры, которые в первую очередь формируются на основе данных от инерциальных навигационных систем и спутниковых навигационных систем Глонасс и GPS. Спутниковые навигационные системы (СНС) исключают накопление погрешности в определении координат с помощью инерциальных навигационных систем (ИНС), которые в свою очередь обеспечивают автономность определения координат и сглаживание случайных составляющих погрешности СНС.

Различная природа реальных изображений от сенсоров СТЗ и изображения ВММ приводит к необходимости выделения общих пространственных объектов (площадных и протяженных). Это, в первую очередь, гидро-, дорожная сеть, взлётно-посадочная полоса и т.п. То есть это объекты, для которых могут быть получены четкие и однозначные контурные препараты. При отсутствии необходимого количества таких объектов точное пространственное совмещение изображений невозможно.

В данной работе проводится сравнительный анализ на основе показателя качества совмещения ранее разработанных алгоритмов совмещения [2,3] реальных и виртуальных изображений.

Сравнительный анализ алгоритмов совмещения изображений позволит выявить и развить те подходы, которые вносят наибольший вклад в увеличение качества совмещения и уменьшения трудоёмкости, и наметить дальнейшие пути повышения эффективности решения данной задачи.

2. Подходы к вычислению показателя качества совмещения Q

Для того, чтобы оценить эффективность алгоритмов совмещения изображений, определим показатель качества совмещения Q, используемый для оценки качества выполненного совмещения разнородных изображений;

Для оценки показателя качества совмещения используются статистические характеристики коэффициента совмещения K. Известны два подхода [4] для вычисления коэффициента совмещения K. Первый, основан на определении межпиксельного расстояния между точками соответствующих контуров двух изображений. Второй – на нахождении расстояний и углов наклона между соответствующими парами отрезков контурного представления двух изображений. Оба алгоритма оценки качества совмещения позволяют находить нормированный коэффициент качества совмещения K, удовлетворяющий следующим условиям:

- 1) $K \in [0,1]$.
- 2) K непрерывна и определена для любых двух входных изображений.
- 3) $K \rightarrow 1$ при увеличении качества (точности) совмещения двух изображений.
- 4) $K \rightarrow 0$ для очень плохо совмещенных изображений.

Первый алгоритм наиболее эффективен, когда на совмещаемых изображениях присутствует малое количество объектов (контуров), большой протяженности.

Второй алгоритм наиболее эффективен, когда на совмещаемых изображениях присутствует большое количество отрезков средней протяженности.

Для каждой серии экспериментов коэффициент совмещения K вычисляется для каждой пары кадров совмещаемых изображений. По всей тестовой видеопоследовательности (сюжету) оцениваются: математическое ожидание M_K , дисперсия D_K и среднеквадратическое отклонение (СКО) σ_K .

Алгоритм тем лучше, чем больше M_K , и чем меньше D_K и σ_K . В идеале $M_K \rightarrow 1, \sigma_K \rightarrow 0$.

На основе полученных M_K и σ_K , было разработано три различных подхода к вычислению показателя качества совмещения изображений Q.

1. Подход с весовыми коэффициентами

В этом случае показатель качества совмещения Q можно определить как:

$$Q = \alpha_M M_K + \alpha_\sigma \frac{1}{\sigma_K}, \quad (1)$$

где α_M, α_σ – весовые коэффициенты математического ожидания и СКО соответственно, причем $\alpha_M + \alpha_\sigma = 1$. Значения α_M, α_σ определяются экспериментально, в зависимости от важности одного из этих параметров. В первом приближении можно взять $\alpha_M = 0,8, \alpha_\sigma = 0,2$. Чем больше значение показателя качества совмещения Q, тем лучше алгоритм.

2. Мультипликативный подход

Данный вариант вычисления показателя качества совмещения Q применяется в случае необходимости объединения влияния M_K и σ_K .

$$Q = \frac{M_K}{\sqrt{3}\sigma_K} - 1. \quad (2)$$

В данном варианте показатель качества совмещения Q может принимать как отрицательные, так и положительные значения, причем значение $Q = 0$ соответствует равновероят-

ному закону распределения K между 0 и 1. При $Q=0$, $M_K = 0,5$, и $\sigma_K = \frac{1}{2\sqrt{3}}$. Значение $Q = 0$

будем считать пограничным между неопределенностью процесса совмещения $Q < 0$ и определенной степени доверия к результатам совмещения $Q > 0$.

3. Гиперболический подход

При таком подходе показатель качества совмещения Q вычисляется следующим образом:

$$Q = \frac{1}{4\sqrt{3}\sigma_K(1 - M_K)}. \quad (3)$$

$Q = 1$, при $M_K = 0,5$, и равномерном законе распределения. Соответственно, он меньше единицы при больших значениях СКО и меньших значениях математического ожидания. При $M_K \rightarrow 1$ и $\sigma_K \rightarrow 0$ стремится к ∞ .

3. Практическое применение показателя качества совмещения Q

Для исследования алгоритмов совмещения изображений используется программный стенд [3].

Для тестирования было выбрано два алгоритма совмещения – алгоритм «Корреляционного совмещения с использованием пирамиды изображений» и алгоритм «Корреляционного совмещения с расширенным полем зрения ВММ изображения» [2, 6], и три чёрно-белых видео сюжета:

- 1-й сюжет. Длительность 15 секунд. На видеоизображениях присутствуют протяженные фрагменты дорожной сети, лесные массивы, населенные пункты с малоэтажными постройками. Особо следует отметить гидрографические объекты большой площади (озера) и протяженное русло реки.

- 2-й сюжет. Длительность 20 секунд. В сюжете присутствуют лесные массивы, крупные гидрографические объекты – река, достаточно крупные озера. Линия горизонта сильно изогнута и явно не выражена.

- 3-й сюжет. Длительность 11 секунд. На видеоизображениях присутствуют протяженные фрагменты дорожной сети, лесные массивы, населенные пункты с малоэтажными постройками. Особо следует отметить гидрографические объекты большой площади (озера) и протяженное русло реки. Сюжет идентичен первому с тем отличием, что водные объекты наблюдаются с большего расстояния и находятся не в центре, а в верхней части экрана.

На рисунке 1 представлен график оценки K_1 совмещения изображений, на рисунке 2 – качество совмещения K_2 .

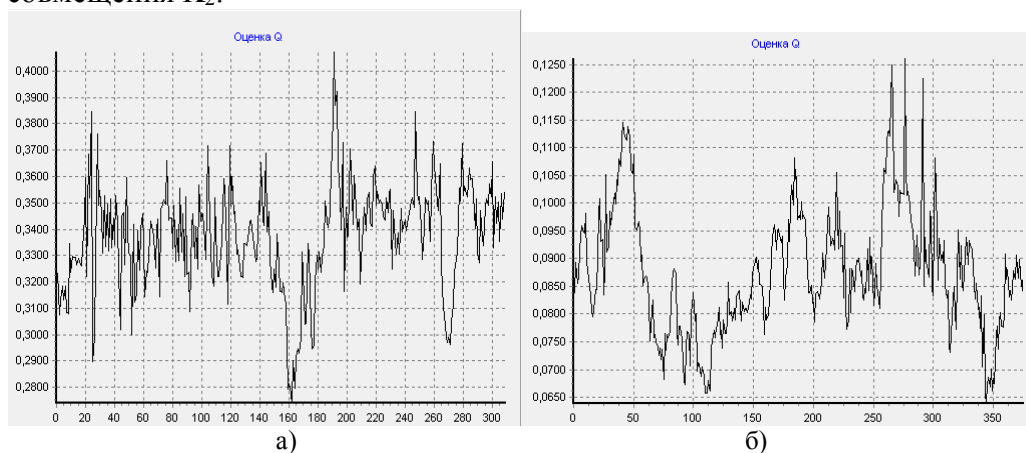


Рис. 1. Оценка Q для двух алгоритмов совмещения.

а) Алгоритм «Корреляционного совмещения с использованием пирамиды изображений»

б) Алгоритм «Корреляционного совмещения с расширенным полем зрения ВММ изображения»

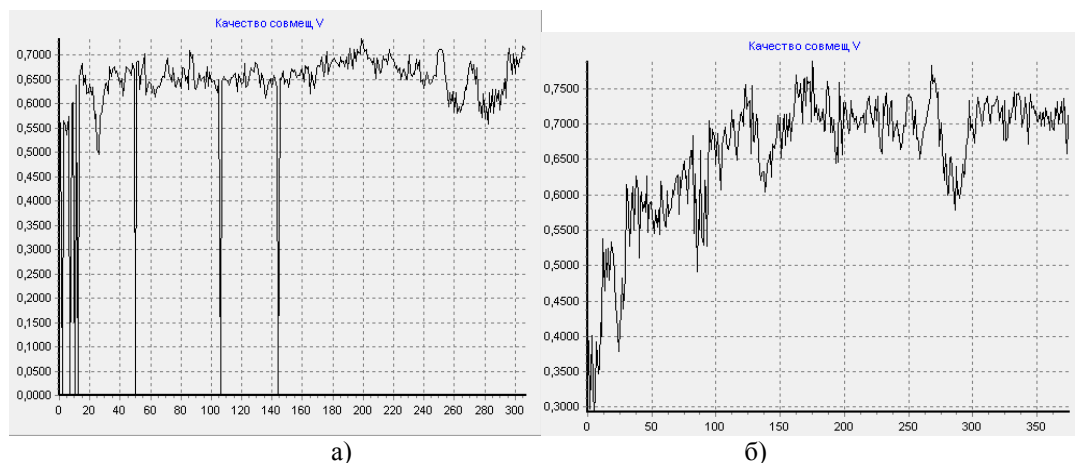


Рис. 2. Качество совмещения V для двух алгоритмов совмещения.

- а) Алгоритм «Корреляционного совмещения с использованием пирамиды изображений»
 б) Алгоритм «Корреляционного совмещения с расширенным полем зрения ВММ изображения»

Математические ожидания и СКО для оценки Q для двух алгоритмов совмещения представлены в таблице 1, а для качества совмещения V – в таблице 2. Под «Алгоритмом 1» будем понимать алгоритм «Корреляционного совмещения с использованием пирамиды изображений», а под «Алгоритмом 2» – алгоритм «Корреляционного совмещения с расширенным полем зрения ВММ изображения».

Таблица 1 - МО и СКО для оценки Q

Видео	Алгоритм 1		Алгоритм 2	
	Мх	СКО	Мх	СКО
1-й сюжет	0,3371	0,0201	0,0876	0,0111
2-й сюжет	0,3485	0,031	0,1293	0,0122
3-й сюжет	0,2018	0,019	0,1321	0,0106

Таблица 2 - МО и СКО для качества совмещения V

Видео	Алгоритм 1		Алгоритм 2	
	Мх	СКО	Мх	СКО
1-й сюжет	0,6379	0,104	0,6596	0,0891
2-й сюжет	0,7417	0,1952	0,8386	0,0328
3-й сюжет	0,6559	0,1354	0,7187	0,023

Показатель качества совмещения Q вычислим по формуле 1, 2 и 3 и запишем данные в таблицу 3, 4 и 5 соответственно.

Таблица 3 - Показатель качества совмещения Q по формуле 1

Видео	Алгоритм 1		Алгоритм 2	
	Оценка K1	Качество совмещения K2	Оценка K1	Качество совмещения K2
1-й сюжет	10,22	8,683	18,088	3,556
2-й сюжет	6,73	5,491	16,497	5,119
3-й сюжет	10,688	5,132	18,974	6,195

Таблица 4 - Показатель качества совмещения Q по формуле 2

Видео	Алгоритм 1		Алгоритм 2	
	Оценка K1	Качество совмещения K2	Оценка K1	Качество совмещения K2
1-й сюжет	8,683	3,556	2,541	3,274
2-й сюжет	5,491	5,119	1,194	13,761
3-й сюжет	5,132	6,195	1,797	17,041

Таблица 5 - Показатель качества совмещения Q по формуле 3

Видео	Алгоритм 1		Алгоритм 2	
	Оценка K1	Качество совмещения K2	Оценка K1	Качество совмещения K2
1-й сюжет	10,833	14,252	3,833	4,759
2-й сюжет	7,147	13,588	2,863	27,265
3-й сюжет	9,517	15,6893	3,098	22,309

Выводы

По итогам испытаний и сравнительного анализа выбранных двух алгоритмов совмещения изображений, можно сделать следующий вывод - для одних сюжетов лучше алгоритм «Корреляционного совмещения с использованием пирамиды изображений», а в других - «Корреляционного совмещения с расширенным полем зрения ВММ изображения». И на этом основании можно сделать ещё один вывод - оба эти алгоритма можно считать достаточно эффективными для решения задач совмещения изображений реальных и виртуальных изображений. Кроме этого, применение данных алгоритмов позволяют избежать необходимости экспертных оценок и автоматизировать процесс сравнительного анализа алгоритмов обработки изображений.

Библиографический список

1. A.A. Loginov, S.I. Babaev, N.N. Grinchenko, and A.N. Kolesenkov, "The direction for collaborate usage of flight apparatus technical vision system information and electronic cartography", 5th Mediterranean Conference on Embedded Computing (MECO) Proceedings. Bar, Montenegro, 2016. Pp. 153-157.
2. Елесина С.И., Никифоров М.Б., Логинов А.А., Костяшкин Л.Н. Совмещение изображений в корреляционно-экстремальных навигационных системах: монография. Под ред. Л.Н. Костяшкина, М.Б. Никифорова. М.: Радиотехника, 2015. 208 с.
3. A.I. Efimov, A.I. Novikov, and V.A. Sablina, "Image superimposition technique in computer vision system using contour analysis methods", 5th Mediterranean Conference on Embedded Computing (MECO) Proceedings. Bar, Montenegro, 2016. Pp. 132-136.
4. Ефимов А.И. Алгоритмы оценки качества совмещения изображений. – Известия Тульского государственного университета. Технические науки. Вып. 2. Тула: Изд-во ТулГУ, 2016. 348 с.
5. Логинов А.А., Муратов Е.Р., Елесина С.И., Акинин М.В., Ломтева О.А. Программный стенд для исследования и отладки алгоритмов и программ обработки изображений в системах ДЗЗ / 3-я международная научно-техническая конференция «Актуальные проблемы создания космических систем дистанционного зондирования Земли». М.: ОАО «Корпорация ВНИИЭМ», 2015. С. 177 - 179.
6. Гуров В.С., Колодько Г.Н., Костяшкин Л.Н., Логинов А.А., Муратов Е.Р., Никифоров М.Б., Новиков А.И., Павлов О.В., Романов Ю.Н., Саблина В.А., Юкин С.А. Обработка изображений в авиационных системах технического зрения. Под редакцией Л.Н. Костяшкина, М.Б. Никифорова.

УДК 629.424; ГРНТИ 73.29.81

МОДЕЛИРОВАНИЕ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ ТЕПЛОВОЗОМ

С. Гургуров, М.Б. Никифоров

*Рязанский государственный радиотехнический университет,
Российская Федерация, Рязань, nikiforov.m.b@evm.rsreu.ru*

Аннотация. В данной работе рассмотрены вопросы разработки и отладки программного обеспечения для современных тепловозов на основе программного имитатора тепловозного оборудования. В статье рассмотрен вариант осуществления программного имитатора для вышеуказанных целей.

Ключевые слова: тепловоз, 2ТЭ116У, Микропроцессорная система управления, имитатор.

DIESEL LOCOMOTIVE CONTROL SYSTEM MODELLING

S. Gurgurov, M.B. Nikiforov

*Ryazan State Radio Engineering University,
Russian Federation, Ryazan, nikiforov.m.b@evm.rsreu.ru*

Abstract. This paper deals with questions of program software development and checkout for modern diesel locomotives using program imitator of diesel locomotive equipment. The program imitator embodiment for above mentioned purposes is carried out.

Keywords: diesel locomotive, microprocessor control system, program imitator

1. Введение

Существующие методы разработки программного обеспечения современных локомотивов подразумевают создание программного обеспечения непосредственно на локомотиве или его дорогостоящих моделях. Кроме того, проверка алгоритмов управляющих программ для современных локомотивов проводится при создании критических условий работы оборудования, вследствие чего возникают мало контролируемые, опасные процессы, которые могут привести к выходу из строя некоторых узлов и агрегатов локомотива [1]. В результате

традиционный процесс разработки, отладки и сопровождения управляющих программ для локомотивов оказывается трудоемок, финансово затратен и связан с выводом локомотива из эксплуатации.

В докладе предлагается имитатор локомотива (программный стенд), математическое описание которого, максимально приближено к описанию агрегатов настоящего локомотива. В качестве базовой модели для создания стенда выбран тепловоз 2ТЭ116У [2].

2. Описание основных узлов тепловоза необходимых для разработки стенда

Магистральный двухсекционный грузовой тепловоз 2ТЭ116У мощностью $2 \times 2650 \text{ кВт}$ ($2 \times 3600 \text{ л.с.}$) с электрической передачей переменного-постоянного тока. Его структурная схема представлена на рисунке 1.

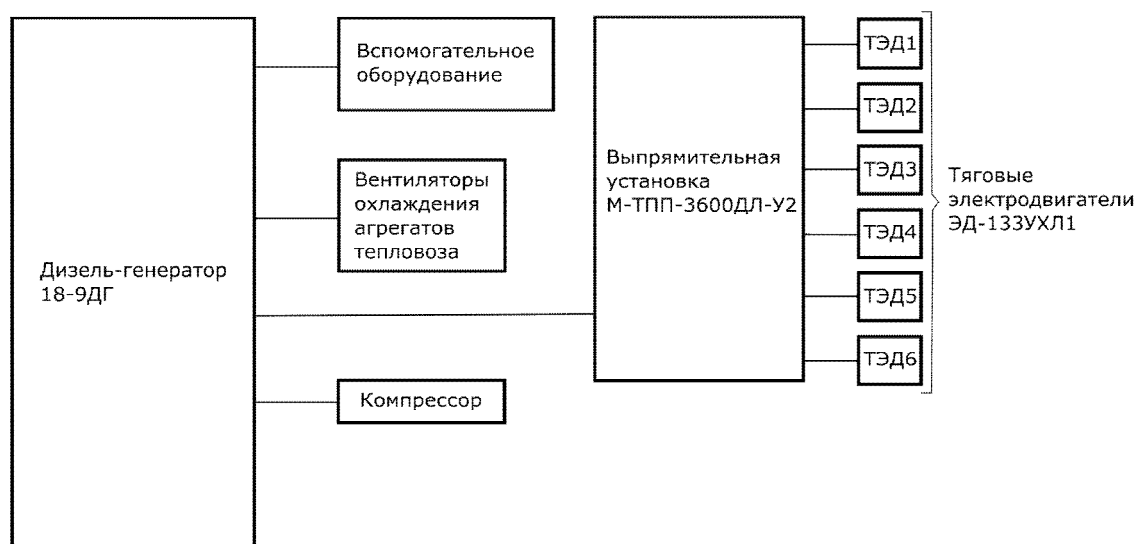


Рис. 1. Структурная схема тепловоза 2ТЭ116У

Тепловоз состоит из двух одинаковых секций [3], управляемых с поста ведущей секции. Тепловоз оборудован: дизель – генератором 18-9ДГ, микропроцессорной системой управления и диагностики, выпрямителем М-ТПП-3600Д, комплексной системой безопасности КЛЮБ-У и телеметрической системой контроля бодрствования машиниста ТСКБМ.

Выпрямитель М-ТПП-3600Д предназначен для преобразования нестабильного по величине и частоте трехфазного переменного напряжения дизель - генератора в шесть независимо регулируемых постоянных напряжений для раздельного питания тяговых электродвигателей постоянного тока.

3. Компоненты микропроцессорной системы управления, регулирования и диагностики тепловоза

Конструктивно законченные функциональные элементы и компоненты системы МСУ-ТП [4,5]:

- устройство обработки информации (УОИ);
- дисплейный модуль (ДМ);
- измеритель температурный (ИТ);
- стабилизатор постоянного тока (СПТ);
- задатчик позиций контроллера машиниста (КМ);
- блок выпрямителей кремниевых (БВК);
- комплект датчиков, измерительных преобразователей.

Устройство обработки информации – является ядром системы МСУ-ТП. Служит для реализации программного обеспечения (ПО) управления электрической схемой, регулирования параметров электрической передачи, диагностики оборудования. Из электрической схемы локомотива в УОИ поступает информация от комплекта аналоговых и частотных датчиков, измерительных преобразователей, дискретные сигналы состояния органов управления,

расположенных на пульте машиниста, дискретные сигналы состояния исполнительных устройств локомотива (реле, контакторы, электропневматические вентили и др.).

Дисплейный модуль служит для отображения параметров локомотива и вывода тревожно-предупредительных сообщений в реальном времени. В системе МСУ-ТП используется блок ВС 4101(4401) фирмы GERSYS, представляющий собой бортовой компьютер, предназначенный для использования на железнодорожном транспорте.

Измеритель температурный служит для приема сигналов от термопреобразователей сопротивления и термодпар, преобразования их в цифровое значение и для периодической передачи информации об измеренных значениях температуры в УОИ по последовательному каналу связи. ИТ представляет собой автономную многоканальную микропроцессорную систему сбора и передачи данных, выполненную на базе однокристального микроконтроллера фирмы «Atmel» (AT89C51RD2-IM).

После включения соответствующих автоматических выключателей происходит автоматическая загрузка программного обеспечения УОИ и ДМ. УОИ рассчитывает и выдает электронному регулятору дизеля (ЭРД) заданные значения частоты вращения коленчатого вала и режим работы тепловоза (холостой ход, тяга, электрический тормоз), которые он должен отработать. Одновременно УОИ подает управляющий сигнал на управляемый выпрямитель, который обеспечивает регулирование напряжения, подводимого к тяговым двигателям. Каждые две секунды УОИ получает значения температур от ИТ, по которым происходит реализация алгоритмов защиты тепловозного оборудования от превышения допустимых температур теплоносителей (основных узлов дизеля - цилиндров, турбины). Вся полученная информация выводится на ДМ, что способствует быстрому, адекватному принятию решений локомотивной бригадой.

Структурная схема одной секции системы МСУ-ТП для тепловоза представлена на рисунке 2.

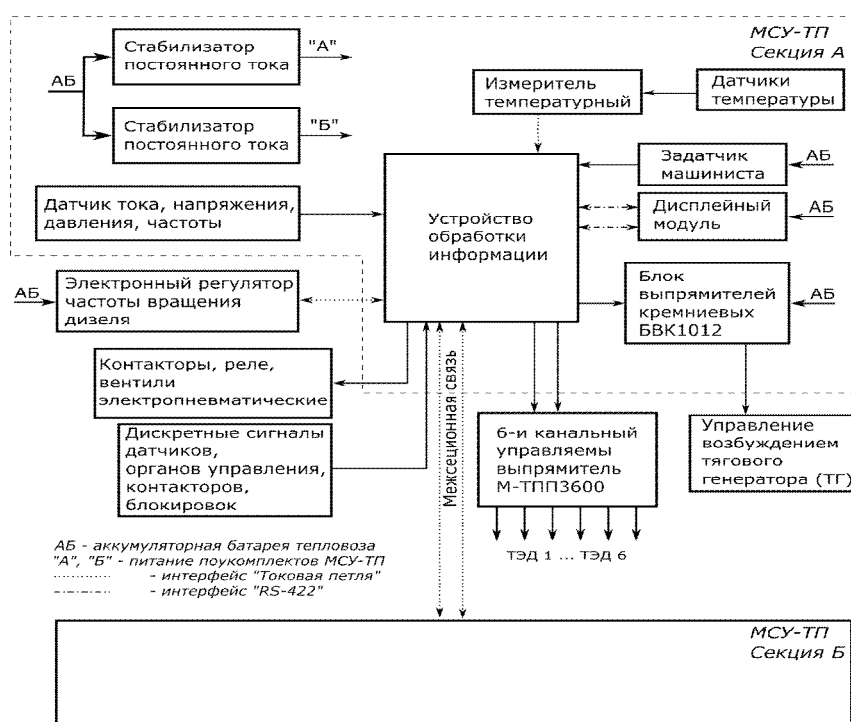


Рис. 2. Структурная схема МСУ-ТП

4. Программный имитатор тепловоза

Проведение работ по исследованию и поиску оптимальных режимов работы сложных систем наиболее эффективно проводить с использованием их имитационных моделей [6,7]. Структурная схема имитатора тепловоза представлена на рисунке 3.

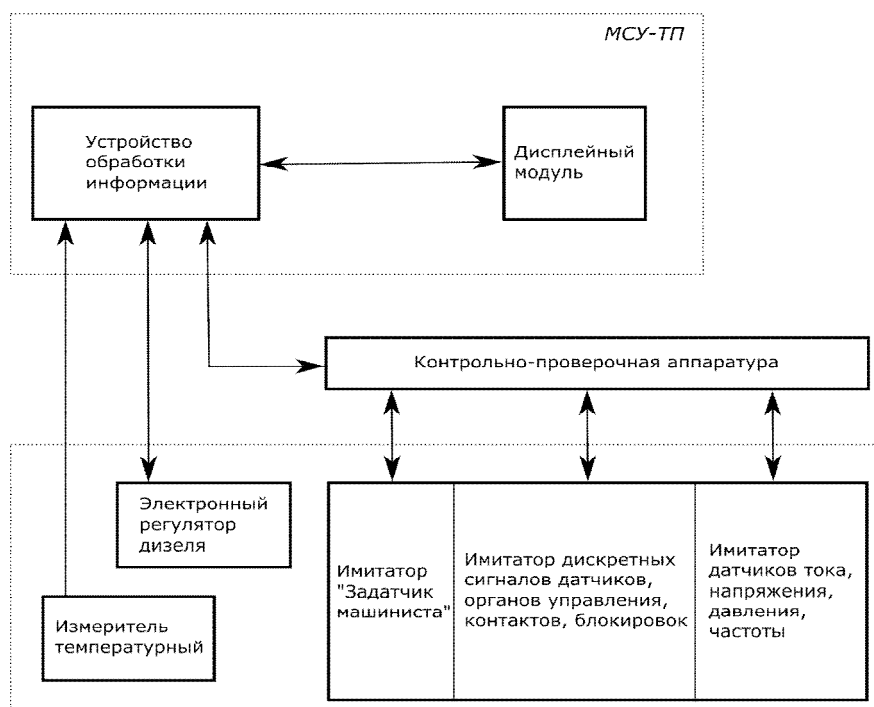


Рис. 3. Структурная схема имитатора тепловоза

Имитатор состоит из следующих блоков:

- имитатор «Электронный регулятор дизеля» - воссоздает работу электронного регулятора частоты вращения коленчатого вала дизеля;
- имитатор «Измеритель температурный» - воссоздает работу измерителя температурного. Позволяет задавать значения температур в автоматическом и ручном режиме работы имитатора;
- имитатор «Задатчик машиниста» - воссоздает работу контроллера машиниста тепловоза;
- имитатор дискретных сигналов датчиков, органов управления, контакторов, блокировок - воссоздает дискретные сигналы тепловоза необходимые для работы ПО УОИ, позволяет изменять их значения;
- имитатор датчиков тока, напряжения, давления, частоты - воссоздает аналоговые, частотные сигналы тепловоза необходимые для работы ПО УОИ, позволяет изменять их значение;
- контрольно-проверочная аппаратура (КПА) предназначена для проверки устройств, входящих в состав МСУ и используется в имитаторе для максимальной реалистичности воссоздания дискретных, аналоговых и частотных сигналов.

Выводы

Имитатор позволяет моделировать практически все узлы локомотива, необходимые для работы системы МСУ-ТП. Так же имитатор незаменим при разработке новых алгоритмов, так как позволяет приступить к кодированию, отладке и проверке правильности выполнения ПО без наличия локомотива.

Библиографический список

1. Филонов С.П., Гибалов А.И. Быковский В.Е. Тепловоз 2ТЭ116. – М.: Транспорт, 1985. – 328с.
2. Собенин Л.А., Бахолдин В.И., Зинченко О.В., Воробьев А.А. Устройство и ремонт тепловозов. – М.: Академия, 2004. – 416с.
3. Бабков Ю.В., Ким С.И. Система МСУ-ТП на тепловозе 2ТЭ116У. Журнал «Локомотив». 2009. №4. С. 14-19.
4. Сергеев С.В. Федоров М.В. Система МСУ-ТП на тепловозе 2ТЭ116У. Журнал «Локомотив». 2009. № 8. С. 15-18.
5. Тепловоз 2ТЭ116У. Руководство по эксплуатации. Часть 1: описание и работа. Луганск: ПАО «Лугансктепловоз». 2007 – 149с.

6. Душкин А.В., Новосельцев В.И., Сумин В.И. Моделирование систем управления и информационно-технического обеспечения. – М.: Горячая Линия - Телеком, 2015. – 192с.
7. Пупков К.А. Моделирование и испытание систем автоматического управления. – М.: Изд-во МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2012. – 88с.

УДК 004.932.4; ГРНТИ 28.23.15

ИССЛЕДОВАНИЕ ЛИНЕЙНЫХ ФИЛЬТРОВ ПОДАВЛЕНИЯ БЕЛОГО ШУМА НА ИЗОБРАЖЕНИЯХ

Д.И. Устюков, А.И. Ефимов, А.И. Новиков

*Рязанский государственный радиотехнический университет,
Российская Федерация, Рязань, ustukov.mail@yandex.ru*

Аннотация. В статье приводятся результаты исследования сглаживающих свойств и влияние на низкочастотную составляющую нескольких видов матричных операторов, предназначенных для подавления дискретного белого шума в составе изображений.

Ключевые слова: матричный оператор, матричная маска, дискретный белый шум, коэффициент подавления шума, изображение, вычислительные затраты

LINEAR WHITE NOISE SUPPRESSING IMAGE FILTERS RESEARCHING

D.I. Ustukov, A.I. Efimov, A.I. Novikov

*Ryazan State Radio Engineering University,
Russian Federation, Ryazan, ustukov.mail@yandex.ru*

Abstract. The results of researching the smoothing properties and the influence on the low-frequency component of several types of matrix operators for suppressing discrete white noise on images are given in the article.

Keywords: matrix operator, matrix mask, discrete white noise, noise reduction coefficient, image, computational costs

Введение. Изображения, полученные от сенсоров систем технического зрения, подвержены воздействию различного рода шумов. Одним из типов является белый шум. Он характеризуется постоянством средних параметров: интенсивности, распределения интенсивности по спектру, автокорреляционной функции, а его спектральные составляющие равномерно распределены по всему диапазону задействованных частот.[1] Одним из методов устранения такого рода помех на изображениях заключается в использовании линейных низкочастотных пространственных фильтров, примером которых является фильтр Гаусса. Основной проблемой возникающей при применении подобных операторов становится размытие самого изображения.[2] Целью проведенного исследования было получение наиболее оптимального линейного фильтра для устранения белого шума на цифровых изображениях.

Цель работы. Исследовать сглаживающие свойства матричных операторов и оценить их влияние на низкочастотную составляющую в составе изображения. Сформулировать практические рекомендации по использованию матричных масок для подавления шума.

Постановка задачи. Для подавления помех на изображении в виде дискретного белого шума с нулевым математическим ожиданием и постоянной дисперсией σ^2 в каждой области изображения используются матричные операторы A с маской (шаблоном) размера $(2k+1) \times (2k+1)$

$$\begin{pmatrix} \alpha_{-k,-k} & \dots & \alpha_{-k,0} & \dots & \alpha_{-k,k} \\ \alpha_{-k+1,-k} & \dots & \alpha_{-k+1,0} & \dots & \alpha_{-k+1,k} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \alpha_{0,-k} & \dots & \alpha_{0,0} & \dots & \alpha_{0,k} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \alpha_{k,-k} & \dots & \alpha_{k,0} & \dots & \alpha_{k,k} \end{pmatrix}.$$

В большинстве типов таких масок ее элементы $\alpha_{i,j}$, расположенные в позициях, равноудаленных от центрального элемента $\alpha_{0,0}$, равны.[3]

Пусть $I = \{I_{ij}\}$ - изображение – матрица значений яркости размером $M \times N$; $\Xi = \{\xi_{ij}\}$ - дискретный белый шум – матрица Ξ того же размера $M \times N$. Модель изображения с аддитивным белым шумом:

$$\tilde{I}_{ij} = I_{ij} + \xi_{ij}, \quad i = \overline{1, M}, \quad j = \overline{1, N}. \quad (1)$$

Здесь $\tilde{I}_{ij}$ - значения функции яркости изображения, искаженные аддитивным дискретным белым шумом с нулевым математическим ожиданием ($M[\xi] = 0$) и постоянной дисперсией $D[\xi] = \sigma^2$ в любой конечной части изображения.

Требуется найти оператор A , который бы обеспечивал максимальное снижение уровня шума в изображении, полученном после обработки этим оператором исходного зашумленного изображения. Желательно, чтобы этот оператор одновременно в наименьшей степени искажал низкочастотную составляющую в изображении, т.е. в наименьшей степени «размывал» изображение.

Исследование операторов. Было проведено сравнение между собой по уровню снижения шума, искажению низкочастотной составляющей и вычислительным затратам следующих 6 операторов:

- оператор A_1 - «равномерный» с маской $\frac{1}{(2k+1)^2} \begin{pmatrix} 1 & 1 & \dots & 1 \\ 1 & 1 & \dots & 1 \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ 1 & 1 & \dots & 1 \end{pmatrix};$

- оператор A_2 - «Гаусс 1» с маской $\alpha_{ij} = \beta \cdot \exp\left(-\frac{i^2 + j^2}{k^2}\right), i, j = \overline{-k, k};$

- оператор A_3 - «Гаусс 2» с маской $\alpha_{ij} = \beta \cdot \exp\left(-\frac{i^2 + j^2}{k}\right), i, j = \overline{1, k};$

- оператор A_4 с маской «крест» $\begin{pmatrix} 0 & \dots & \alpha_{-k} & \dots & 0 \\ 0 & \dots & \alpha_{-k+1} & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \alpha_{-k} & \dots & 2\alpha_0 & \dots & \alpha_k \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & \dots & \alpha_k & \dots & 0 \end{pmatrix},$

где $\alpha_{-i} = \alpha_i = \frac{3(3k^2 + 3k - 1 - 5i^2)}{(2k-1)(2k+1)(2k+3)}, i = 0, 1, \dots, k \quad (1);$

- оператор A_5 с маской «крест+диагональ» $\begin{pmatrix} \alpha_{-k} & \dots & \alpha_{-k} & \dots & \alpha_k \\ 0 & \dots & \alpha_{-k+1} & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \alpha_{-k} & \dots & 4\alpha_0 & \dots & \alpha_k \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \alpha_{-k} & \dots & \alpha_k & \dots & \alpha_k \end{pmatrix},$

коэффициенты α_i которой вычисляются по формуле (1);

- оператор A_6 - «степени двойки» с целочисленной маской в виде степеней числа 2, например при $k=2$ и $k=3$

$$\frac{1}{100} \begin{pmatrix} 1 & 2 & 4 & 2 & 1 \\ 2 & 4 & 8 & 4 & 2 \\ 4 & 8 & 16 & 8 & 4 \\ 2 & 4 & 8 & 4 & 2 \\ 1 & 2 & 4 & 2 & 1 \end{pmatrix}, \quad \frac{1}{484} \begin{pmatrix} 1 & 2 & 4 & 8 & 4 & 2 & 1 \\ 2 & 4 & 8 & 16 & 8 & 4 & 2 \\ 4 & 8 & 16 & 32 & 16 & 8 & 4 \\ 8 & 16 & 32 & 64 & 32 & 16 & 8 \\ 4 & 8 & 16 & 32 & 16 & 8 & 4 \\ 2 & 4 & 8 & 16 & 8 & 4 & 2 \\ 1 & 2 & 4 & 8 & 4 & 2 & 1 \end{pmatrix}; \quad (2)$$

Операторы A_4 и A_5 обеспечивают несмещенное оценивание поверхностей, задаваемых алгебраическими функциями до 3-й степени включительно. Оператор A_6 по формируемой поверхности в пространстве R^3 и по показателю γ снижения уровня шума близок к гауссовому оператору A_2 . Однако в отличие от этого оператора он позволяет работать в целочисленной арифметике и, как следствие, существенно уменьшить вычислительные затраты.[4] Эти два свойства оператора A_6 выгодно отличают его от других операторов. Хотя, заметим, операторы A_4 и A_5 также позволяют работать в целочисленной арифметике. Например, операторы A_4 и A_5 с масками размером 5×5 в соответствии с формулами (1) могут быть записаны в виде

$$\frac{1}{70} \begin{pmatrix} 0 & 0 & -3 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 12 & 0 & 0 \\ -3 & 12 & 34 & 12 & -3 \\ 0 & 0 & 12 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -3 & 0 & 0 \end{pmatrix}, \quad \frac{1}{140} \begin{pmatrix} -3 & 0 & -3 & 0 & -3 \\ 0 & 12 & 12 & 12 & 0 \\ -3 & 12 & 68 & 12 & -3 \\ 0 & 12 & 12 & 12 & 0 \\ -3 & 0 & -3 & 0 & -3 \end{pmatrix}. \quad (3)$$

При этом операторы A_4 и A_5 требуют меньшего по сравнению с оператором A_6 числа вычислительных операций. Так оператор A_4 в каждом пикселе требует $4k+1$ целочисленных операций сложения и k операций умножения, оператор A_5 - соответственно $8k+1$ операций сложения и k операций умножения. Оператор A_6 требует $4k(k+1)+1$ операций сложения и $2k$ операций умножения, т.е. в k раз больше операций сложения и в 2 раза – операций умножения по сравнению с операторами A_4 и A_5 .

Для оценки действия операторов A_5 и A_6 на низкочастотную составляющую изображения были сформированы два тестовых изображения. Одно представлено дискретным аналогом алгебраической функции второго порядка

$$I_{ij} = 50 - \frac{i^2 + j^2}{100}, i, j = \overline{50, 50} \quad (4)$$

Второе - функцией следующего вида (поверхность Гаусса)

$$I_{ij} = 50 \cdot \exp\left(-\frac{i^2 + j^2}{100}\right), i, j = \overline{50, 50}. \quad (5)$$

Операторы A_5 и A_6 с масками размером 5×5 были применены к изображениям (4) и (5), т.е. сформированы «сглаженные изображения» $I_{ij}^{(1)} = A_5 \cdot \{I_{ij}\}$ и $I_{ij}^{(2)} = A_6 \cdot \{I_{ij}\}$. Найдены максимальное и среднее отклонения сглаженного изображения от исходного, т.е. вычислены нормы

$$\|I^{(k)}\|_1 = \max_{i,j} |I_{ij}^{(k)} - I_{ij}| \text{ и } \|I^{(k)}\|_2 = \frac{\sum_{i,j=-50}^{50} |I_{ij}^{(k)} - I_{ij}|}{101^2}, \quad k=1,2.$$

Здесь значение $k=1$ верхнего индекса означает, что сглаженное изображение получено с помощью оператора A_5 , $k=2$ - с помощью оператора A_6 .

Для алгебраической функции (4), как и следовало ожидать, исходное изображение I_{ij} и «сглаженное» $I_{ij}^{(1)}$ с помощью оператора A_5 совпадают *точно* во всех точках изображения.

Поэтому для него максимальное и среднее отклонения равны нулю: $\|I^{(1)}\|_1 = 0$ и $\|I^{(1)}\|_2 = 0$. Для оператора A_6 значения этих норм на изображении (10) равны соответственно $\|I^{(1)}\|_1 = 0,09$ и $\|I^{(1)}\|_2 = 0,08$.

На изображении, порожденном функцией (11), значения первой и второй норм для операторов A_5 и A_6 равны соответственно:

- $\|I^{(1)}\|_1 = 0,0125$, $\|I^{(1)}\|_2 = 2,5 \cdot 10^{-5}$ (для оператора A_5);
- $\|I^{(2)}\|_1 = 1,17$, $\|I^{(2)}\|_2 = 0,027$ (для оператора A_6).

Таким образом, и теоретически и экспериментально подтверждено утверждение о сохранении без искажения оператором A_5 (как следствие, и оператором A_4) алгебраической поверхности до 3-й степени включительно и о минимальном влиянии этого оператора на низкочастотную составляющую изображения, представленную другими функциями. Поэтому, если нужно осуществить подавление шумов при условии минимального искажения низкочастотной составляющей в составе изображения, то целесообразно применять операторы A_4 и A_5 с масками размером 5×5 , 7×7 и даже 9×9 .

Оценим теперь действие сглаживающих операторов на случайную составляющую изображения. В таблице 1 приведены значения коэффициентов $\gamma = \sqrt{\sum_{i=-k}^k \sum_{j=-k}^k \alpha_{ij}^2}$ снижения уровня шума для всех перечисленных выше операторов с масками размерами 3×3 , 5×5 , 7×7 , 9×9 .

Таблица 1 -Значения коэффициента γ снижения уровня шума

Размеры масок Операторы	3x3	5x5	7x7	9x9
Равномерный A_1	0,(3)	0,2	0,143	0,(1)
Гаусс 1 A_2	0,422	0,229	0,160	0,123
Гаусс 2 A_3	0,422	0,287	0,232	0,200
Крест A_4	-	0,60	0,471	0,384
Крест+диагональ A_5	-	0,546	0,408	0,326
Степени двойки A_6	0,375	0,26	0,219	0,201

Анализ таблицы позволяет заключить, что наилучшее подавление дискретного белого шума обеспечивают операторы A_2 (Гаусс 1) и аппроксимирующий его на множестве натуральных чисел оператор A_6 (степени двойки). Значения коэффициента γ для них в таблице выделены жирным шрифтом. Операторы A_4 и A_5 , обладающие меньшим размытием изображения, обеспечивают и меньшее подавление шума (в 1,5 ... 2 раза).

Следует также отметить также, что увеличение размера маски улучшает показатели подавления шума, но одновременно увеличивает размытие изображения. Однако значение коэффициента γ при переходе от одного размера маски к ближайшему большему размеру происходит нелинейно. Так, для оператора A_6 значение γ уменьшается на 30,7% при переходе от маски 3×3 к маске 5×5 $\left(\frac{|0,26 - 0,375|}{0,375} 100\% = 30,7\% \right)$, на 15,8% при переходе от маски 5×5 к 7×7 и на 8,2% при переходе от маски 7×7 к маске 9×9 . Исходя из этого анализа можно рекомендовать для подавления дискретного белого шума оператор A_6 с маской размером 3×3 или 5×5 .

Выводы. Проведённый анализ показывает, что наиболее эффективным оператором подавления белого шума является A_2 , но он оказывает слишком высокое влияние на низкочастотную составляющую изображения. Также помимо устранения шума и размытия изо-

бражения при выборе оператора необходимо учитывать временные затраты на обработку изображения фильтром в ЭВМ. По трём указанным критериям наиболее удачным является фильтр А6, маска которого состоит из целочисленных элементов, что упрощает вычисления, сам фильтр показывает хорошие результаты подавления шума и оказывает невысокое влияние на низкочастотную составляющую изображения при размере маски 5x5. Также хорошие результаты показывает фильтр А5, но его высокая эффективность достигается за счёт увеличения размера маски фильтра, что приводит к увеличению вычислительной сложности.

Библиографический список

1. Прэтт У. Цифровая обработка изображений: Пер. с англ. М.: Мир, 1982. Кн. 2. – 480 с.
2. Гонзалес Р., Вудс Р. Цифровая обработка изображений. - М.: Техносфера, 2005. – 1072 с.
3. Визильтер Ю. В., Желтов С.Ю., Бондаренко А.В., Ососков М.В., Моржин А.В.. Обработка и анализ изображений в задачах машинного зрения. –М.: Физматкнига, 2010. – 672 с.
4. Лебедев Д.С., Миркин Л.И. Двумерное сглаживание с помощью составной модели фрагмента. Сб. «Иконика. Цифровая голография, Обработка изображений». – М.: Наука, 1975.

УДК 007.52; ГРНТИ 55.30.31

ПРИМЕНЕНИЕ ТЕХНОЛОГИИ ОДНОВРЕМЕННОЙ ЛОКАЛИЗАЦИИ И КАРТОГРАФИРОВАНИЯ ДЛЯ РАЗЛИЧНЫХ СИСТЕМ СЕНСОРОВ: ОБЗОР

В.А. Саблина

*Рязанский государственный радиотехнический университет,
Россия, Рязань, sablina.v.a@evm.rsreu.ru*

Аннотация. Описаны преимущества применения технологии одновременной локализации и картографирования (SLAM) для решения задач межкадровой обработки в системах технического зрения с различными сенсорами. Кратко сформулирована проблема SLAM для мобильного робота в неизвестной среде. Представлен обзор современных разновидностей решений проблемы SLAM.

Ключевые слова: технология SLAM, одновременная локализация и картографирование, мобильный робот, одометрия, сенсор, фильтр Калмана, межкадровая обработка

APPLICATION OF SIMULTANEOUS LOCALIZATION AND MAPPING TECHNOLOGY FOR DIFFERENT SENSOR SYSTEMS: A REVIEW

Victoria A. Sablina

*Ryazan State Radio Engineering University,
Russia, Ryazan, sablina.v.a@evm.rsreu.ru*

Abstract. Advantages of the application of the simultaneous localization and mapping (SLAM) technology for solving the interframe processing tasks in computer vision systems with different sensors are described. The SLAM problem for a mobile robot in an unknown environment is briefly formulated. A review of the modern versions of the SLAM problem solutions is represented.

Keywords: SLAM technology, simultaneous localization and mapping, mobile robot, odometry, sensor, Kalman filter, interframe processing

1. Преимущества применения технологии SLAM

Технология одновременной локализации и картографирования – Simultaneous Localization and Mapping (SLAM) – появилась впервые в 1986 году, однако наибольшее развитие и распространение получила за последнее десятилетие одновременно с развитием и повсеместным распространением мобильных роботов. Изначально технология SLAM предназначалась для решения проблемы навигации робота в незнакомой среде. В широком смысле под мобильным роботом при использовании технологии SLAM может пониматься также автомобиль или летательный аппарат с установленными на нём сенсорами для получения изображений. В настоящее время подходы к реализации технологии SLAM изучены достаточно досконально [1, 2, 3]. Однако в то же время регулярно появляются новые решения для различных систем сенсоров ввиду сложности рассматриваемой проблемы и её актуальности.

Общая постановка задачи SLAM состоит в следующем: при навигации в среде робот стремится построить её карту, и одновременно он желает определить своё положение с использованием этой карты. Таким образом, применение технологии SLAM может быть обу-

словлено двумя различными причинами: необходимостью построить детализированную модель окружающей среды или необходимостью иметь корректную информацию о положении робота. SLAM служит обоим этим целям. Исходя из этого исследование возможности применения технологии SLAM при посадке летательного аппарата, оборудованного системой технического зрения, представляется достаточно перспективным. При движении летательного аппарата на малых высотах основными задачами как раз являются построение трёхмерной модели подстилающей поверхности и точное определение своего текущего местонахождения в пределах этой модели для успешного маневрирования. Необходимую информацию можно получить из поступающих от датчиков системы технического зрения последовательностей кадров, выполняя межкадровую обработку. Применение для решения задач межкадровой обработки именно технологии SLAM также имеет следующие преимущества:

- наличие глубоко проработанного математического аппарата;
- наличие открытых программных реализаций для различных разновидностей технологии SLAM;
- возможность реализации работы в реальном времени.

Соответственно для того чтобы применить технологию SLAM на практике для межкадровой обработки на летательном аппарате необходимо исследовать математические основы технологии, выбрать наиболее подходящую для имеющейся системы технического зрения разновидность решения, провести эксперименты для проверки корректности работы при заданных условиях в реальном времени.

2. Математические основы определения проблемы SLAM

Проблема SLAM определяется следующим образом. Мобильный робот странствует по неизвестной среде, начиная с положения с известными координатами. Как он движется, точно неизвестно, что постепенно усложняет задачу определения его глобальных координат. Во время странствий робот может получать информацию о среде от сенсоров. Проблема SLAM – это проблема построения карты среды, одновременно определяя положение робота по отношению к этой карте.

Формально SLAM лучше всего описывается в вероятностной терминологии. Обозначим момент времени t , а положение робота – x_t . Последовательность положений, или путь, задаётся как

$$\mathbf{X}_T = \{x_0, x_1, x_2, \dots, x_T\}, \quad (1)$$

где T – некоторый окончательный момент времени (возможно, бесконечность). Начальное положение x_0 известно; другие положения – нет.

Одометрия позволяет оценить относительное изменение между двумя последовательными положениями. Пусть u_t обозначает одометрию, которая характеризует движение между моментом времени $t-1$ и моментом времени t . Тогда последовательность

$$\mathbf{U}_T = \{u_1, u_2, u_3, \dots, u_T\} \quad (2)$$

характеризует относительное движение робота. При наличии погрешностей оценка конечного положения робота x_T только за счёт одометрии неизбежно расходится с истиной.

В заключение робот получает информацию об объектах среды с помощью сенсоров. Пусть m обозначает истинную карту среды. Среда может содержать ориентиры, объекты, поверхности и т.д., и m описывает их положения. Карта среды, как правило, считается инвариантной ко времени, то есть статичной.

Измерения робота устанавливает взаимосвязь между признаками на карте m и положениями робота x_t . Если предположить, что робот делает ровно одно измерение в каждый момент времени, последовательность измерений задаётся в виде

$$\mathbf{Z}_T = \{z_1, z_2, z_3, \dots, z_T\}. \quad (3)$$

Рисунок 1 иллюстрирует переменные, участвующие в проблеме SLAM. Он показывает последовательность положений и измерений сенсоров, а также отношения между пере-

менными. Такая диаграмма известна как графическая модель, полезная для понимания зависимостей в проблеме SLAM [2].

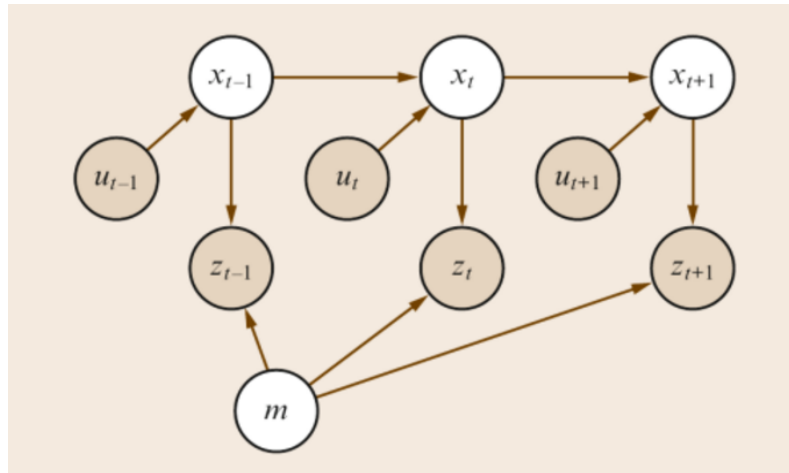


Рис. 1. Графическая модель проблемы SLAM

Таким образом, проблема SLAM сводится к воссозданию модели мира m и последовательности положений робота $\mathbf{X}_T$ из одометрии и данных измерений. В теории проблема SLAM принимает две основные формы:

- полный SLAM;
- онлайн SLAM.

Обе формы имеют равное практическое значение.

В проблеме полного SLAM требуется оценить весь путь робота вместе с картой:

$$p(\mathbf{X}_T, m | \mathbf{Z}_T, \mathbf{U}_T). \quad (4)$$

В этом случае решение проблемы SLAM находится путём одновременной обработки всех имеющихся данных.

В проблеме онлайн SLAM требуется оценить только текущее положение робота вместе с картой:

$$p(x_T, m | \mathbf{Z}_T, \mathbf{U}_T). \quad (5)$$

Алгоритм онлайн SLAM обычно носят инкрементный характер и последовательно обрабатывают поступающие элементы данных.

Для решения проблемы SLAM в любой из указанных форм роботу требуются также ещё две модели: математическая модель, соотносящая измерения одометрии u_t с положениями робота x_{t-1} и x_t , и модель, соотносящая измерения z_t со средой m и положением робота x_t .

При определении проблемы SLAM эти математические модели, как правило, описывают в виде распределений вероятностей:

$$p(x_t | x_{t-1}, u_t) \quad (6)$$

характеризует вероятность положения x_t , принимая, что робот начал с известного положения x_{t-1} и измерил данные одометрии u_t , и подобно

$$p(z_t | x_t, m) \quad (7)$$

есть вероятность для измерения z_t , если это измерение производилось в известном положении x_t в известной среде m . Конечно, в проблеме SLAM неизвестны ни положение робота, ни карта среды, однако возможно воссоздать искомые распределения вероятностей относительно скрытых переменных по измеренным данным.

3. Современные разновидности решений проблемы SLAM

Классическим и самым ранним решением проблемы SLAM является EKF SLAM, основанный на использовании расширенного фильтра Калмана [4, 5]. Общими особенностями

ранних решений является использование признаков изображений и одной камеры – монокулярный SLAM. Некоторые современные разновидности отходят от этих двух правил. Существуют решения, которые используют яркости всех пикселей изображений непосредственно, а не только некоторые признаки изображений. Такие решения называют непосредственным SLAM. Кроме того, в настоящее время активно развиваются решения SLAM для более сложных систем технического зрения, получающих информацию не только от одной камеры. Например, если используется стереосистема камер, такое решение называется бинокулярным SLAM.

Примерами таких альтернативных современных подходов к решению проблемы SLAM являются:

- LSD SLAM [6, 7];
- RGB D SLAM [8, 9, 10].

Особенностью технологии LSD SLAM (Large-Scale Direct SLAM) является отказ от использования признаков изображений. Вместо этого вычисления производятся на основе значений яркостей всех пикселей изображений. В настоящее время разработаны варианты решений LSD SLAM как для одной камеры [6], так и для стереосистемы камер [7]. Предполагаемые решения работают в реальном времени на центральном процессоре. Преимуществом применения бинокулярного подхода является возможность комбинирования информации, получаемой аналогично монокулярной технологии SLAM, с информацией, получаемой от статичной стереосистемы камер. Такой комбинированный подход позволяет повысить точность реконструкции наблюдаемой трёхмерной сцены.

Другим интересным решением является RGB D SLAM. Технология основана на использовании RGB D камеры, дающей одновременно информацию о цвете (RGB) и глубине (Depth) для каждого пикселя изображения. RGB D камера включает цифровую камеру для получения цветных изображений и дополнительные устройства для измерения глубины сцены. Технологии измерения глубины сцены подразделяются на активные и пассивные. Стереосистемы камер – это пассивные сенсоры глубины. В отличие от них активные технологии не только наблюдают свет, отражаемый или излучаемый сценой, но также излучают свет на сцену. По этой причине они могут работать в среде с малым освещением или вообще без освещения. Как правило, активные устройства измерения глубины получают двухмерную карту глубины на основе времени пробега или проекционного подхода. В первом случае измеряется время между излучением и возвращением отражённого света. В последнем случае используется проектор, который проецирует известный узор из точек на сцену. Активные сенсоры глубины часто излучают инфракрасный свет, невидимый человеку. RGB D камеры могут использоваться в технологии SLAM. Примером активной RGB D камеры, работающей на основе проекционного подхода, является камера ASUS Xtion PRO LIVE, представленная на рисунке 2.



Рис. 2. RGB D камера ASUS Xtion PRO LIVE:
1 – инфракрасный проектор; 2 – RGB камера; 3 – инфракрасная камера

Технология RGB D SLAM опирается на непосредственную RGB D одометрию и расширяет этот подход. Подходы, основанные только на одометрии, имеют тенденцию к постепенному накоплению ошибок, которые можно устранить с помощью одновременного построения согласованной карты в технологии SLAM. Использование RGB D камеры позволя-

ет получать дополнительную информацию о глубине в процессе решения так же, как и в случае использования стереосистемы камер, в отличие от классической монокулярной технологии SLAM.

Выбор наиболее подходящей разновидности решения проблемы SLAM из множества имеющихся на сегодняшний день и точность получаемых с помощью неё результатов зависят от используемой системы датчиков, а также особенностей наблюдаемой сцены. Например, при использовании стереосистемы камер с лазерным подсветом, установленной на летательном аппарате, возможно применение некоторого комбинированного подхода на основе существующих разновидностей технологии SLAM для осуществления межкадровой обработки. Разработка такого подхода требует продолжения теоретических и экспериментальных исследований с учётом заданных условий и особенностей оборудования и наблюдаемых сцен для летательных аппаратов.

Библиографический список

1. B. Siciliano and O. Khatib, Springer Handbook of Robotics, Gale virtual reference library, Springer, 2008, 1611 p.
2. H. Durrant-Whyte and T. Bailey, "Simultaneous Localization and Mapping: Part I," IEEE Robotics and Automation Magazine, vol. 13, no. 2, June 2006, pp. 99-110.
3. T. Bailey and H. Durrant-Whyte, "Simultaneous Localization and Mapping: Part II," IEEE Robotics and Automation Magazine, vol. 13, no. 3, Sept. 2006, pp. 108-117.
4. J. Sola, T. Vidal-Calleja, J. Civera, and J.M.M. Montiel, "Impact of Landmark Parametrization on Monocular EKF-SLAM with Points and Lines," International Journal of Computer Vision, Vol. 97, No. 3, 2012, pp. 339-368.
5. J. Civera, O.G. Grasa, A.J. Davison, and J.M.M. Montiel, "1-Point RANSAC for EKF-Based Structure from Motion," IEEE/RSJ International Conference on Intelligent Robots and Systems (IROS), 2009, pp. 3498-3504.
6. J. Engel, T. Schöps, and D. Cremers, "LSD-SLAM: Large-Scale Direct Monocular SLAM," In European Conference on Computer Vision (ECCV), 2014, pp. 834-849.
7. J. Engel, J. Stückler, and D. Cremers, "Large-Scale Direct SLAM with Stereo Cameras," In International Conference on Intelligent Robots and Systems (IROS), 2015, pp. 1935-1942.
8. C. Kerl, "Odometry from RGB-D Cameras for Autonomous Quadcopters," Master's thesis, Technical University Munich, Germany, 2012, 73 p.
9. C. Kerl, J. Sturm, and D. Cremers, "Dense Visual SLAM for RGB-D Cameras," In International Conference on Intelligent Robots and Systems (IROS), 2013, pp. 2100-2106.
10. L. Ma, C. Kerl, J. Stückler, and D. Cremers, "CPA-SLAM: Consistent Plane-Model Alignment for Direct RGB-D SLAM," In International Conference on Robotics and Automation (ICRA), 2016, 7 p.

УДК 004.457; ГРНТИ 50.41.25

АНАЛИЗ ПРОГРАММНЫХ СРЕДСТВ ДИАГНОСТИКИ ПЕРСОНАЛЬНОГО КОМПЬЮТЕРА

Д.М. Бухтеев, М.Б. Никифоров

*Рязанский государственный радиотехнический университет,
Рязань, Россия, d.m.bukh@yandex.ru*

Аннотация. В данной работе рассмотрены программные продукты для проверки и тестирования ПО, как аппаратного, так и программного оборудования, систем и сетей. Проводится сравнительный анализ программ CCleaner, AIDA64, Auslogics Disk Defrag со сторонними программами.

Ключевые слова: программное обеспечение, тестирование, программы, CCleaner, AIDA64.

ANALYSIS OF SOFTWARE DIAGNOSTIC TOOLS FOR PERSONAL COMPUTER

D. Bukhteev, M. Nikiforov

*Ryazan State Radioengineering University,
Ryazan, Russia, d.m.bukh@yandex.ru*

Abstract. Programs for testing and checking software, hardware, systems and networks considered at this paper. A comparative analysis of programs, such as CCleaner, AIDA64, Auslogics Disk Defrag with other software is carried out.

Keywords: software, testing, programs, CCleaner, AIDA64.

На сегодняшний день компьютер в повседневной жизни человека занимает одну из главных позиций. Современные требования к быстродействию машин растут с каждым

днем. Для достижения таких показателей производители аппаратного оборудования постоянно прогрессируют в создании все более и более производительных процессоров, жестких и ssd дисков, дополнительного оборудования.

Но вместе с наращиванием потенциала персонального компьютера нельзя исключить периодически возникающие сбои в работе операционной системы и оборудования ПК.

В связи с этим в данной статье рассмотрено наиболее популярное программное обеспечение, помогающее пользователю в кратчайшие сроки диагностировать и исправить ошибку в работе ПК, собрать подробную информацию об аппаратном обеспечении и приступить к работе с компьютером.

Рассмотрим инструмент для очистки и оптимизации 32 и 64-разрядных операционных систем Microsoft Windows от компании **Piriform Limited**, под названием «**CCleaner**».

Утилита предназначена для очистки вероятно нежелательных или недействительных файлов, временных файлов, созданных браузерами или программами, а также для очистки неверных расширений типов файлов, отсутствующих приложений или недействительных записей в реестре Windows.

Первый и самый главный инструмент CCleaner - это «Очистка». Эта категория делится на две группы, первая — это «Windows», а вторая — «Приложения».

Группа «Windows» включает в себя проверку и чистку операционной системы, а точнее таких компонентов, как:

- Internet Explorer (файлы cookies, историю веб-сайтов, файлы Index.dat, сохранённые пароли);
- Проводник Windows (буфер обмена, временные файлы, дампы памяти, кэш DNS, ярлыки главного меню и рабочего стола);
- Сама ОС (временные файлы, кэш эскизов, данные из компоненты cmd);

Группа «Приложения» отвечает за поиск и очистку данных в операционной системе после работы с популярными приложениями. Окно программы в режиме «приложения» показано на рисунке 1. В данном разделе можно выполнить такие действия, как:

- Очистка временных файлов и учетных данных пользователя во всех популярных браузерах;
- Работа с редакторскими приложениями фирм: Adobe, Microsoft Office, Notepad++;
- Работа с приложениями для сети интернет: Free Download Manager, BitTorrent, Sun Java и µTorrent.
- Мультимедиа приложения, такие как: Adobe Flash Player, KMplayer, Media Player Classic, проигрыватель Windows Media и WinAmp.
- Windows. В этой группе находятся встроенные в Microsoft Windows утилиты: RegEdit, Microsoft Paint, MS AntiMalware, Game Explorer, WordPad.

Второй инструмент, который входит в приложение CCleaner, предназначен для сканирования и поиска ошибок в системном реестре Microsoft Windows от проблематичных файлов или файлов, которые не используются системой или пользователем. Программа сканирует по параметрам, которые представлены на рисунке 1.

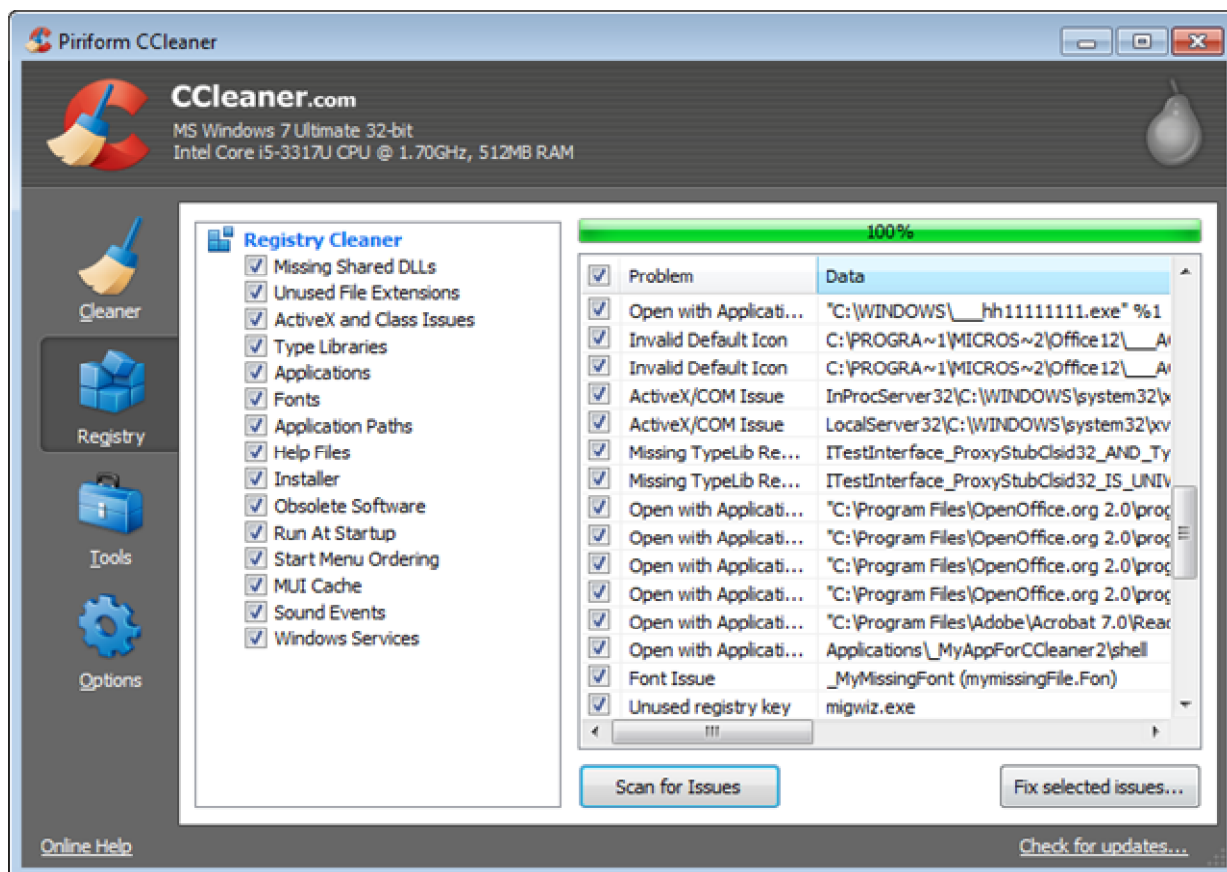


Рис. 1. Программа CCleaner в режиме очистки системных файлов приложений

Пользователь программы может гибко настраивать процесс проверки реестра, путем снятия или установки необходимых флажков напротив какого-либо элемента в категории «Реестр».

Помимо широкого спектра внутренних возможностей самой программы, компания Piriform подготовила для пользователей версии CCleaner для операционных систем с различным функционалом, который сравнивается в таблице 1.

Таблица 1 - Сравнение возможностей программы CCleaner для разных версий ОС

	Windows	Mac OS	Android
Проверка ОС на ошибки	Да	Нет	Нет
Восстановление системы из резервной копии	Да	Да	Нет
Проверка и анализ проводника	Да	Да	Да
Работа с приложениями	Да	Да	Да
Диагностика оперативной памяти	Да	Да	Да

Помимо стабильной работы компьютера и программ, установленных на него, зачастую необходимо знать точные характеристики машины для расчета минимальных требований к ПО и периодически необходимого расширения аппаратной составляющей ПК. В области сбора статистических данных лидирующие позиции занимает программа **AIDA64** от компании **Lavalys**. Она предназначена для просмотра информации об аппаратной и программной конфигурации компьютера.

Как и другие программы для тестирования и проверки ПК, рассматриваемое ПО имеет 2 версии для различных целей и задач:

1. *AIDA64 Extreme Edition* представляет собой мощнейший комплекс диагностики и тестирования Windows-систем, который рассчитан на домашних пользователей. Данная версия включает широкий спектр инструментов для обзора, диагностики ошибок и решения найденных проблем.

1.1. Программа имеет набор 64-битных тестов для измерения производительности компьютера при выполнении различных задач. Выполнение данного процесса проиллюстрировано на рисунке 2. Тестирование процессора использует инструкции MMX, SSE, XOP, FMA, AVX и AVX2 и поддерживает до 32-х потоков.

1.2. Стресс-тесты стабильности системы производят максимальную нагрузку на систему, с целью протестировать его стабильность. Доступны стресс-тесты жесткого диска, SSD и OpenCL GPGPU.

1.3. ПО отображает температуру, напряжение, скорость вращения вентиляторов и потребление электроэнергии для контроля за нагрузками ПК.

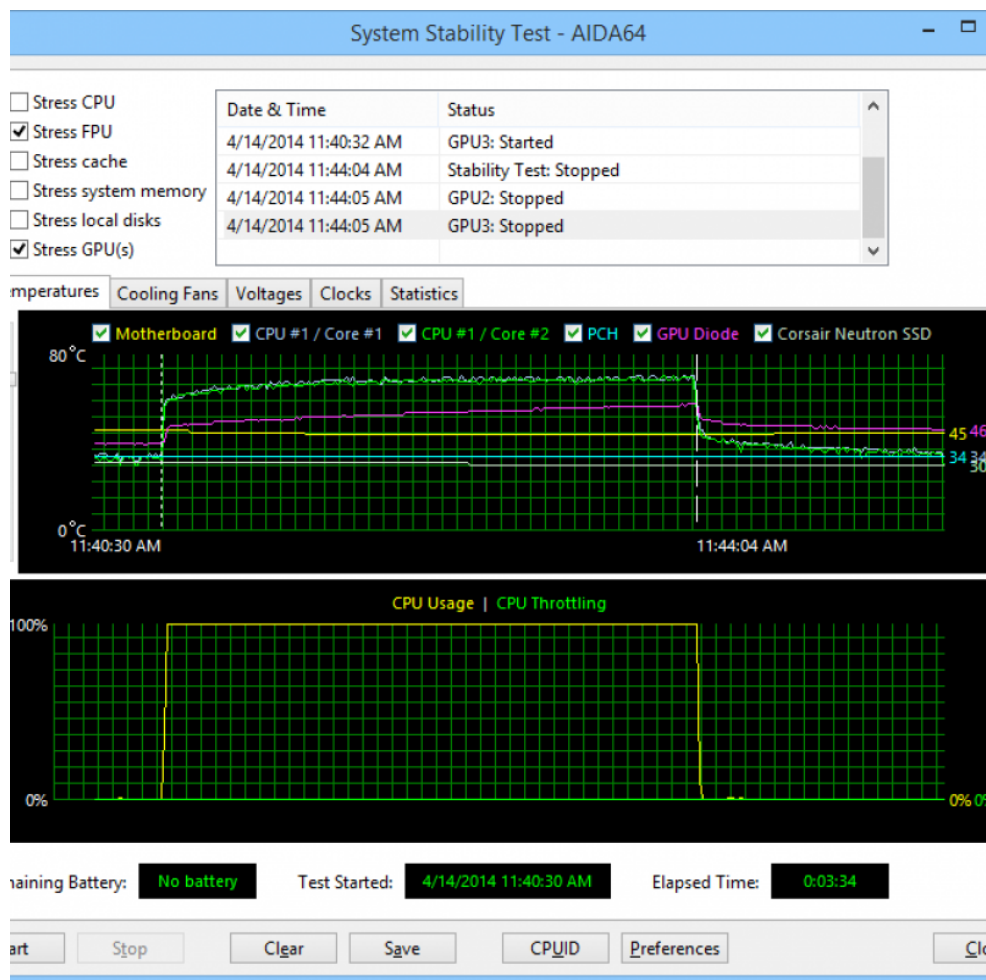


Рис. 2. Тестирование стабильности системы

2. *AIDA64 Business Edition* рассчитана на управление сетью и включает в себя множество функций для управления, анализа как аппаратной составляющей, так и программ, инвентаризации хозяйства корпоративной сети.

2.1. Программа позволяет собирать информацию о аппаратной составляющей и программах сетевых компьютеров. Подробный отчет может быть записан в файл и обработан модулем, который может провести аудит статистики и выстроить диаграмму.

2.2. Функция Change Manager обнаруживает любые изменения в аудите сети и оповещает администратора по электронной почте произошедшем.

2.3. ПО позволяет удаленно отслеживать сетевую активность. Приложения и службы могут также быть запущены удаленно, удаленные компьютеры можно выключить или перезагрузить.

Третьей немаловажной составляющей правильной и быстрой работы ПК является скоростная работа жесткого диска компьютера. Для этого через некоторые промежутки времени рекомендуется выполнять дефрагментацию диска - процесс обновления и оптимизации

логической структуры раздела диска с целью обеспечения хранения файлов в непрерывной последовательности кластеров.

В данном направлении лидирующие позиции занимает бесплатная утилита **Auslogics Disk Defrag**, работающая с системами FAT16, FAT 32 и NTFS в 32-битных и 64-разрядных операционных системах Microsoft Windows.

Данная программа предназначена для дефрагментации файловой системы за счёт оптимизационных и профилактических работ, упорядочивания файлов для улучшения производительности и быстродействия работы программ и операционной системы Microsoft Windows в целом.

Для пользователя программа не станет сложной для понимания и освоения, сможет оперативно предоставить информацию о текущем состоянии системы. Один из примеров тестирования диска C: показан на рисунке 3.

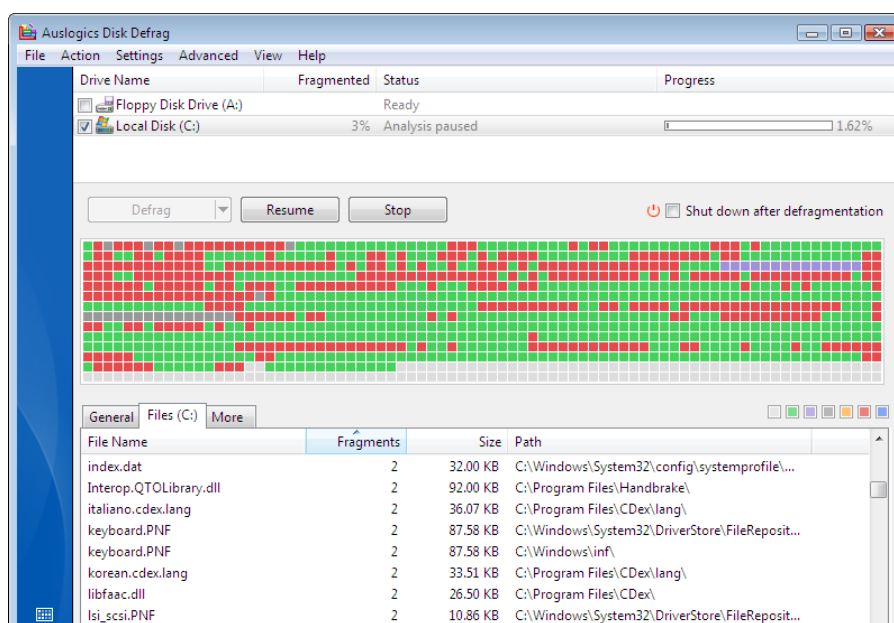


Рис. 3. Процесс анализа и дефрагментации диска C

После всех операций над файлами утилита предоставляет пользователю полный отчёт обо всех проделанных действиях.

Для сравнения данной программы с аналогичным ПО перечислим возможности обеих в таблице 2.

Таблица 2 - Сравнение программ Auslogics Disk Defrag с Defragger

	Auslogics Disk Defrag	Defragger
Дефрагментация дисков	Да	Да
Планировщик задании	Да	Да
Дефрагментация отдельных файлов и папок	Да	Нет
Параллельная дефрагментация нескольких дисков	Да	Нет

На сегодняшний день в сфере программного обеспечения существуют невероятное количество различных утилит и приложений для проверки и тестирования ПК. Какие-то из них загружены в сеть на бесплатной основе, какие-то являются коммерческим бонусом к основной программе. В данной статье перечислены самые популярные утилиты диагностики компьютера. Они интуитивно понятны пользователю, находятся в свободном доступе, но в тоже время включают в себя максимально возможный функционал, необходимый для того или иного действия.

Библиографический список

1. Авдеев В.А. Организация ЭВМ и периферия с демонстрацией имитационных моделей. М.: ДМК Пресс, 2014. – 708 с.

2. Справочная информация о программе CCleaner. [Электронный ресурс], URL: <https://www.piriform.com/>
3. Ознакомление с AIDA64. [Электронный ресурс], URL: <http://www.lavalys.com/>
4. С.В. Глушаков, А.С.Сурядный, Т.С. Хачиров. Персональный компьютер, 6-е издание. М.: АСТ, 2010. – 480 с.
5. Сенкевич Г. Искусство восстановления данных. СПб.: БХВ-Петербург, 2011. – 304 с.

УДК 004.932; ГРНТИ 89.57.35

МЕТОДИЧЕСКАЯ ОШИБКА ПРОТОКОЛА ПЕРЕДАЧИ ИЗОБРАЖЕНИЯ

Б.В. Костров, А.С. Бастрычкин

*Рязанский государственный радиотехнический университет,
Российская Федерация, Рязань, kostrov.b.v@evm.rsreu.ru*

Аннотация. В данной работе рассматривается методическая ошибка протокола передачи изображений по каналу связи, учитывающего энергетические и информационные ограничения канального оборудования и позволяющего устранять информационную избыточность изображений.

Ключевые слова: методическая ошибка, преобразование Уолша, сжатие изображений, аэрокосмические изображения

THE METHODOLOGICAL ERROR IMAGE TRANSFER PROTOCOL

B.V. Kostrov, A.S. Basrtychkin

*Ryazan State Radio Engineering University,
Russian Federation, Ryazan, diane.lazar@yahoo.com*

Abstract. This paper describes the methodological error image transfer protocol over a communication channel, taking into account the energy and information constraints of channel equipment and allowing to eliminate redundant image information.

Keywords: methodical error, Walsh transform, image compression, aerospace image

1. Введение

При проектировании систем различного рода важной задачей является передача больших объёмов данных по каналам связи, в частности изображений. Для сокращения избыточности передаваемой информации разрабатываются различные алгоритмы сжатия изображений [1,2].

За основу построения данного протокола передачи взят метод передачи изображений с исключением постоянной составляющей и его последующие изменения [3,4]. Суть метода заключается в переходе от исходного изображения к квазидвумерному спектру на основе минимально возможной формы представления ортогонального базиса системы Виленкина-Крестенсона в виде функций Уолша, упорядоченного по Пихлеру-Хармуту или по секвенте. Передаваемый сигнал в этом случае будет находиться следующим образом

$$\mathbf{F} = \mathbf{W}\mathbf{B},$$

где $\mathbf{W}$ - матрица Адамара, упорядоченная по Уолшу, $\mathbf{B}$ - матрица кадра передаваемого изображения.

Для осуществления процесса передачи формируется вектор кадра

$$\mathbf{F}_k = \{f_{11}, f_{12}, \dots, f_{1N}; f_{21}, f_{22}, \dots, f_{2N}; \dots; f_{N1}, f_{N2}, \dots, f_{NN}\},$$

где f_{11} и f_{NN} - значения яркостей первого и последнего пикселей передаваемого кадра.

Для реализации метода передачи без постоянной составляющей первая строка исходного изображения исключаются, то есть заменяется нулевыми элементами. Вектор кадра принимает в этом случае следующий вид:

$$\mathbf{F}_k = \{0, 0, \dots, 0; f_{21}, f_{22}, \dots, f_{2N}; \dots; f_{N1}, f_{N2}, \dots, f_{NN}\}.$$

Значения утраченной постоянной составляющей вычисляются на приемной стороне как:

$$\begin{aligned}
f_{11} &= -(f_{21} + f_{31} + \dots + f_{N1}) \\
f_{12} &= -(f_{22} + f_{32} + \dots + f_{N2}) \\
&\dots \\
f_{1N} &= -(f_{2N} + f_{3N} + \dots + f_{NN})
\end{aligned}$$

Восстановление изображения осуществляется с помощью применения обратного преобразования:

$$\mathbf{B} = \frac{1}{N} \mathbf{W} \mathbf{F}.$$

Нормировка при восстановлении необходима для перехода в пространство изображения. Однако осуществлять её в полной мере на передающей стороне оказывается нецелесообразным из-за больших ошибок, возникающих в процессе округления результатов вычислений. Эта ошибка существенным образом сказывается на точности восстановления постоянной составляющей. Её можно существенно уменьшить, накапливая остатки округления в корректирующей строке, передаваемой вместо первой "нулевой" строки. Тогда значения постоянных составляющих в столбцах передаваемого сигнала будут вычисляться следующим образом:

$$\begin{aligned}
f_{11} &= f_{r1} - (f_{21} + f_{31} + \dots + f_{N1}) \\
f_{12} &= f_{r2} - (f_{22} + f_{32} + \dots + f_{N2}) \\
&\dots \\
f_{1N} &= f_{rN} - (f_{2N} + f_{3N} + \dots + f_{NN})
\end{aligned}$$

где $f_{r1}, f_{r2}, \dots, f_{rN}$ - суммы остатков округления в соответствующих столбцах.

Для увеличения точности восстановления исходного изображения к спектру с исключёнными высокочастотными составляющими возможно применение нейросетевых алгоритмов [5].

2. Протокол передачи изображения по каналу связи

В связи с выше изложенным предлагается следующий протокол передачи сформированного сигнала [6]. Протокол описывает 3 формата 9-и битных данных для передачи кадра изображений размером 512x512 пикселей:

корректирующий формат

Z (1 бит)	S (1 бит)	P (1 бит)	M (6 бит)
-----------	-----------	-----------	-----------

используется для передачи корректирующей строки $f_{11}, f_{12}, \dots, f_{1N}$. Все поля используются как единое число для передачи нормированной корректирующей строки;

формат передачи данных

0	S (1 бит)	P (1 бит)	M (6 бит)
---	-----------	-----------	-----------

используется для передачи кодов яркостей пикселей изображения. Поле S 0/1 определяет знак числа, в поле M записывается значение элемента сигнала деленное на 16. Если полученное число меньше или равно 63, то значение поля P = 0. Если в результате деления получается число больше 63, то оно дополнительно делится на 32 и значение P = 1;

формат сжатия нулевых последовательностей:

1	S (1 бит)	P (1 бит)	M (6 бит)
---	-----------	-----------	-----------

3. Оценка методической ошибки протокола передачи

Рассмотрим ошибку, которую может дать упаковка спектра по такому протоколу передачи. Для этого будем упаковывать значения спектра в предложенный 9-битный формат. Будем избегать исключения каких-либо составляющих спектра (прореживания спектра Уолша), для того чтобы проверить ошибку именно протокола. Без исключения некоторых составляющих упаковка спектра в 9-ти битный формат даст избыточность по сравнению с исходным изображением (9 бит/пиксель вместо 8).

Следует отметить, что СКО восстановленного изображения от исходного растёт с увеличением мелких деталей на снимке. На рисунке 1 представлены примеры изображений с самым низким, средним и самым высоким СКО.

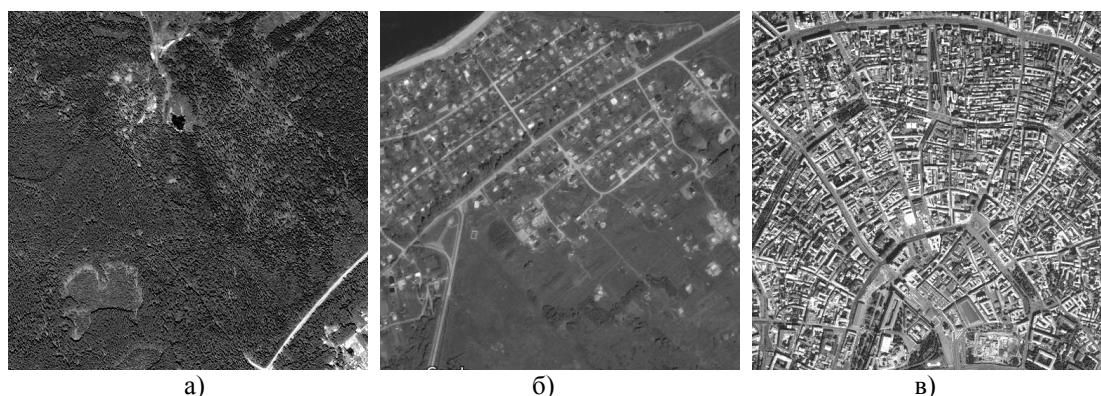


Рис. 1. Примеры обрабатываемых изображений
а – лучший случай, СКО = 0.63
б – средний случай, СКО = 1.67
в – худший случай, СКО = 3.74

Было проведено 58 экспериментов с изображениями 512x512. График зависимости СКО от номера изображения изображён на рисунке 2.

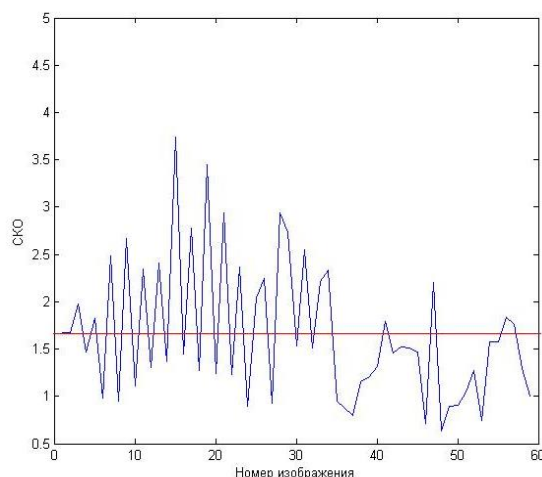


Рис. 2. График зависимости СКО от номера изображения.

Из графика видно, что даже пиковые значения не превышают 4, что говорит о хорошем качестве восстановленных изображений.

Линией отмечено среднее значение СКО = 1.6.

Таким образом, можно сделать вывод о том, что ошибка метода упаковки спектра в 9-битный формат невысока, и протокол является применимым для сжатия изображений совместно с методом исключения высокочастотных составляющих в системах различного назначения [7].

Библиографический список

1. Дворкович В.П., Дворкович А.В. Цифровые видеоинформационные системы (теория и практика) Москва: Техносфера, 2012. – 1008 с.
2. Gonzalez R.C., Woods R.E. Digital Image Processing.: Prentice Hall. New Jersey, 2002. P. 1072.
3. Костров Б.В., Гринченко Н.Н., Степанов Д.С., Упакова А.Г. Алгоритм передачи изображения с восстановлением постоянной составляющей. Известия Тульского государственного университета. Технические науки. 2013. № 9-1. С. 244-249.
4. Костров Б.В., Бастрычкин А.С. Модификация метода передачи изображений без постоянной составляющей // Сборник трудов «СОВРЕМЕННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ В НАУКЕ И ОБРАЗОВАНИИ» СТНО-2016, РГРТУ, Рязань. – 2016. Том 1. С.311 – 313.
5. Колесенков А.Н., Костров Б.В., Ручкин В.Н. Нейронные сети мониторинга чрезвычайных ситуаций по данным ДЗЗ. Колесенков А.Н., Костров Б.В., Ручкин В.Н. Известия Тульского государственного университета. Технические науки. 2014. № 5. С. 220-225.
6. Костров Б.В., Бастрычкин А.С., Костров Б.А., Степанов Д.С. Протокол передачи изображений по каналу связи. Интеллектуальные и информационные системы: Материалы Всероссийской научно-технической конференции/ Тульский Государственный Университет. – Тула, 2016 – С. 133 – 137.
7. Костров Б.В. Корреляционно-экстремальный метод обнаружения цифровых сигналов. Цифровая обработка сигналов. 2011. № 2. С. 46-50.

УДК 004.932; ГРНТИ 28.23.15

АЛГОРИТМ ПОЛУЧЕНИЯ КОНТУРНОГО ОПИСАНИЯ В ЗАДАЧАХ СОВМЕЩЕНИЯ ИЗОБРАЖЕНИЙ

А.И. Ефимов, Д.И. Устюков

*Рязанский государственный радиотехнический университет,
Российская Федерация, Рязань, lexie62rus@mail.ru*

Аннотация. Приведен алгоритм обработки изображений от сенсоров технического зрения, позволяющий отфильтровать границы протяженных объектов с целью применения получаемых результатов для совмещения изображений.

Ключевые слова: контурное описание, контурный анализ, детекторы границ.

ALGORITHM OF CONTOUR DESCRIPTION OBTAINING IN IMAGE SUPERIMPOSITION TASKS

A.I. Efimov, D.I. Ustukov

*Ryazan State Radioengineering University,
Russian Federation, Ryazan, lexie62rus@mail.ru*

Abstract. Approaches to processing image obtained from vision sensor, allowing you filter boundaries of important (extended) objects in order to use the results to combine images on the basis of contour analysis is presented.

Keywords: contour description, contour analysis, edge detection

1. Введение

Необходимость повышения безопасности полетов, обеспечения безопасного захода на посадку и приземления требует создания новых способов интеграции и интерпретации информации от бортовых систем технического зрения (СТЗ) различных спектральных диапазонов, а также от навигационных приборов и цифровой карты местности (ЦКМ) [1]. Видеоинформация от СТЗ совместно с синтезированным изображением рельефа местности, картографической и навигационной информацией, поступающими в режиме реального времени, помогают экипажу осуществлять пилотирование и посадку в условиях плохой видимости. Бортовые СТЗ могут комплектоваться телевизионной (ТВ) камерой, тепловизором, лидаром и радиолокатором, которые формируют соответственно ТВ, тепловизионное (ТПВ) и локационные изображения подстилающей поверхности.

Объектом настоящего исследования является предварительная обработка изображений для совмещения реального и синтезированного изображений в бортовых СТЗ, т.к. это одна из важнейших и наиболее трудных задач, решаемых в бортовом вычислительном комплексе. Проблемы, возникающие при ее решении, обусловлены рядом причин. Одна из основных заключается в ошибках определения текущих координат судна в пространстве. Ошибки могут присутствовать и в цифровой карте местности (ЦКМ). Еще одним источником ошибок могут быть сами сенсоры, формирующие изображение. К ошибкам позиционирования могут добавляться еще и геометрические искажения контуров объектов, привносимые в обработанные изображения на этапах выделения границ перепада яркостей и формирования замкнутых контуров.

2. Алгоритм получения контурного описания

Весьма распространенной и не имеющей универсального решения в рамках контурного анализа проблемой является выделение из исходного растрового изображения некоторого векторного описания, пригодного для дальнейшего применения в рамках подходов и алгоритмов, основанных на обработке векторной информации. В частности, корректное выделение контуров и ключевых точек имеет критическое значение для работы методов, основанных на дробно-линейных преобразованиях [2].

Реальные изображения, получаемые от сенсоров технического зрения, устанавливаемых на борту летательного аппарата (рис. 1а), в общем случае содержит множество объектов. Это гидрографические элементы (озера, пруды, реки, каналы и протоки), лесные массивы и насаждения, жилые дома и хозяйственные постройки, промышленные объекты, дороги различной протяженности и ширины, линия горизонта (присутствует не всегда) и атмосферные образования в виде облаков. Однако для последующей обработки с целью совмещения данных изображений с цифровыми картами местности интерес представляют только линия горизонта, гидро- и дорожная сети, контуры остальных малозначимых объектов необходимо исключить из рассмотрения для избежания ошибок в процессе совмещения.

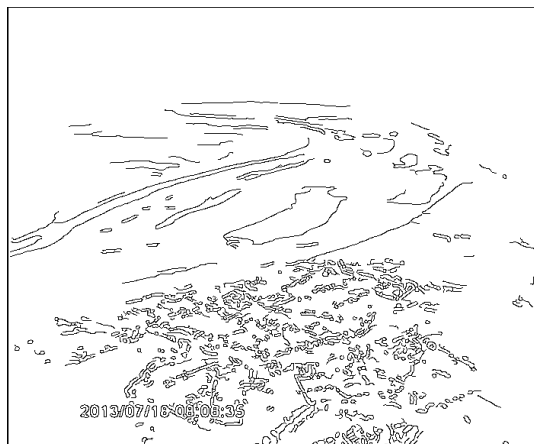
С целью повышения качества получаемого контурного препарата применяется следующий алгоритм для фильтрации значимых объектов [3]:

1. Обработка изображения медианным фильтром с окном большого размера (5x5, 7x7 или 9x9 в зависимости от характера сцены).
2. Выделение границ на изображении с применением детектора границ Кенни.
3. Однократное применение к полученному изображению морфологической операции «Низ шляпы», соответствующей вычитанию из исходного изображения результатов его открытия [4].

На рисунке 1 а-г приведены результаты практического применения предлагаемых подходов применительно к изображениям, зафиксированным сенсорами технического зрения летательного аппарата. На рисунке 1г представлено изображение, построенное по виртуальной модели местности, его совмещение с использованием методов контурного анализа с изображением, приведенном на рисунке 1д, существенно проще, чем с изображением с рисунка 1б.



а



б

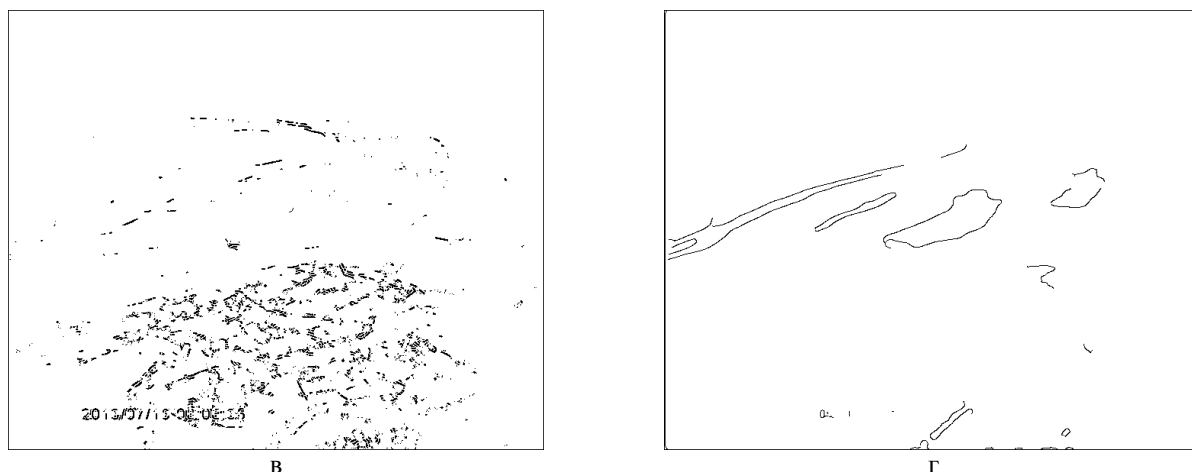


Рис. 1. Изображения на разных стадиях выполнения технологической цепочки
а – исходное ч/б ТВ изображение; б – границы, выделенные с использованием детектора Кенни;
в – отфильтрованные малоинформативные объекты; г – итоговый результат

Однако, получение изображения, приведенного на рисунке 1,г еще не гарантирует последующего качественного совмещения изображений. Важным шагом алгоритма получения контурного описания является процедура оконтуривания, заключающаяся в выполнении следующих шагов:

1) просматриваются пиксели растрового черно-белого изображения, полученного в результате применения алгоритма фильтрации значимых объектов;

2) если найден черный пиксель, он принимается как начало контура, помечается текущим пикселем для анализа, начинается итеративное выполнение шагов 3-4. Черные пиксели, ранее включенные в состав некоторого контура, исключаются из рассмотрения.

3) просматриваются пиксели, соседние с текущим пикселем, в порядке, показанном на рисунке 2. В случае нахождения в позициях 1-8 соседа, он добавляется в контур и помечается как текущий, операция повторяется;

5	1	6
3	X	4
8	2	7

Рис. 2. Порядок просмотра точек при оконтуривании

4) если в позициях 1-8 нет черных пикселей, обход контура прекращается, происходит возврат к шагу 1.

5) если просмотрены все пиксели изображения, происходит завершение работы алгоритма.

На практике часто встречаются случаи, когда контур протяженного объекта содержит незначительные разрывы. С этой целью к полученным с помощью описанного выше подхода контурным описаниям применяется операция дополнительного объединения в том случае, если расстояние между крайними точками (началом и концом) некоторой пары контуров не превышает порогового значения (к примеру, 7-9 пикселей). Операция дополнительного объединения заключается в добавлении к списку связанных пикселей одного контура пикселей другого в случае, если выполняется описанное выше условие. Это позволяет устранить малые разрывы и существенно повысить качество последующего совмещения.

В результате после обработки всего изображения мы получаем набор связанных контуров. Естественным и логичным представляется удаление из него контуров малой длины, т.е. контуров число пикселей в которых меньше порогового значения (в результате экспериментальных исследований установлено, что для изображений с разрешением 704×576 пикселей длина контуров должна быть более 120 пикселей). В итоге получаем связ-

ные контуры большой длины, соответствующие протяженным объектам на исходном изображении. Помимо проверки на превышение минимальной пороговой длины, выполняется проверка на удовлетворение ряду дополнительных условий:

- координаты (x, y) «центра масс» объекта должны лежать в некоторой окрестности хотя бы одного из объектов с виртуальной карты, в противном случае для названного объекта не будет найдено соответствий, что негативным образом повлияет на конечный результат совмещения изображений;

- длина d диаметра контура должна составлять не менее $2/3$ от его длины L (под диаметром понимается расстояние между максимально удаленными точками контура);

- ширина w контура не менее 12 пикселей.

Выполнение всех названных условий гарантирует, что на изображении останутся только контуры протяженных замкнутых объектов, которые можно использовать для дальнейшего совмещения как с помощью корреляционных алгоритмов, так и с применением подходов на основе контурного анализа и многопроекционной геометрии [5].

3. Результаты совмещения изображений с применением предлагаемого алгоритма получения контурного описания

Теперь можно выполнять заключительный этап обработки – совмещение контуров виртуального изображения с реальным ТВ – изображением. На рисунке 3,а приведен результат простого наложения исходного виртуального изображения на реальное изображение. Итоговый результат совмещения, выполненный в соответствии с алгоритмом совмещения на основе аффинных преобразований [5], приведен на рисунке 3,б.

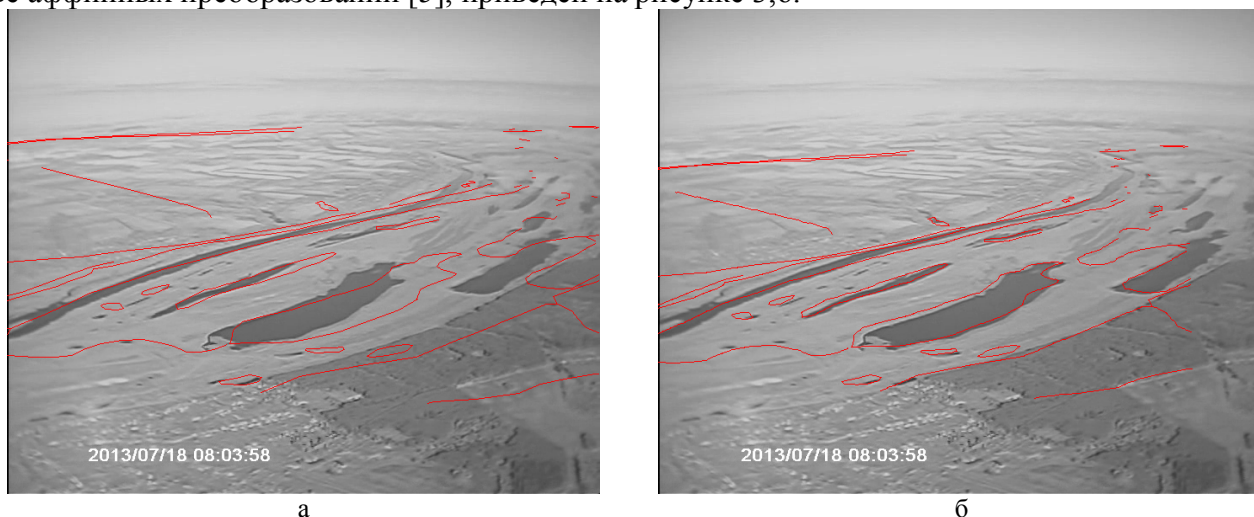


Рис. 3. Виртуальное и реальное изображения: а-результат простого наложения по навигационным данным; б – результат совмещения с применением алгоритма получения контурного описания

4. Заключение

В статье представлено краткое описание алгоритма получения контурного описания изображений, которое затем используется для решения задачи совмещения изображений. Несмотря на простоту, предлагаемый алгоритм зарекомендовал себя как надежное и эффективное средство предварительной обработки реальных и виртуальных изображений, позволяющий в полной мере использовать методы и подходы контурного анализа.

Библиографический список

1. Елесина С.И., Никифоров М.Б., Костяшкин Л.Н. Совмещение изображений в корреляционно-экстремальных навигационных системах. Монография / Под ред. Л.Н. Костяшкина, М.Б. Никифорова. – М.: Радиотехника, 2015. 208с.
2. A.I. Novikov, V.A. Sablina, M.B. Nikiforov and A.A. Loginov. The Contour Analysis and Image-Superimposition Problem in Computer Vision Systems // Pattern Recognition and Image Analysis, 2015, Vol.25, No 1, pp. 73-80.5.
3. Ефимов А.И. Подходы к получению контурного описания для применения в проективных преобразованиях / XXVIII международная научная конференция математические методы в технике и технологиях ММТТ – 28. Сборник трудов, Т. 9, С. 102-105.

4. Дашковская Т.В. Цифровая обработка сигналов в среде Matlab [Текст]: лабораторный практикум в 2 ч. Ч. 2 / Т.В. Дашковская. – Новосибирск: СГГА, 2010. – 83 с.
5. Ефимов, А.И. Алгоритм поэтапного уточнения проективного преобразования для совмещения изображений / А.И. Ефимов, А.И. Новиков // Компьютерная оптика. – 2016. – Т. 40, № 1. – С. 258-266. – DOI: 18287/2412-6179-2016-40-2-258-266.

УДК 004.35; ГРНТИ 50.33.14

ЦИФРОВОЙ АДАПТЕР ДЛЯ ПОДКЛЮЧЕНИЯ ПЭВМ К КАНАЛУ SPACEWIRE

Е.А. Карасева

Пензенский государственный технологический университет,
Россия, Пенза, Elena280190@yandex.ru

Аннотация. В статье рассматривается вариант реализации цифрового адаптера подключения ПЭВМ к каналу SpaceWare на современной элементной базе – программируемой логической интегральной схеме (ПЛИС).

Ключевые слова: цифровой адаптер, интерфейс SpaceWare, контроллер, ПЛИС.

DIGITAL ADAPTER FOR PC CONNECTION TO THE SPACEWIRE CHANNEL

Е.А. Karaseva

Penza State Technological University,
Russia, Penza, Elena280190@yandex.ru

Abstract. The article discusses the option of a digital adapter to connect the PC to the channel SpaceWare on modern element base – field-programmable gate array (FPGA).

Keywords: digital adapter, SpaceWare interface, controller, FPGA.

Сегодня основной тенденцией в области аэрокосмической техники является унификация и стандартизация оборудования, а также интерфейсов комплексов бортового оборудования, важнейшим элементом которого является система передачи информации. Одним из путей практической реализации перспективного бортового оборудования является применение технологии коммутируемых высокоскоростных интерфейсов *SpaceWire* в качестве внутрисистемного интерфейса, а также в качестве внешнего интерфейса для подключения сетевых абонентов в составе летательного аппарата.

Задачей, поставленной в данной работе, является выбор варианта реализации цифрового адаптера, предназначенного для подключения к ПЭВМ и имеющего аппаратный *SpaceWire* контроллер пакетной передачи данных, а также разработка его функциональной схемы. Существует несколько альтернативных вариантов реализации данного устройства, от выбора которых и будет зависеть дальнейший процесс разработки.

Узлы-абоненты сети *SpaceWire* – устройства, передающие и принимающие потоки данных [1]. Они связаны с маршрутизирующим коммутатором или друг с другом дуплексными каналами, называемыми линками. Узел оснащен одним или несколькими линк-портами и интерфейсом с источником данных (хост-устройство), от которого принимает данные, кодирует их и отправляет в свой передатчик, непосредственно подключенный к линку.

В задачу контроллера линка входит управление соединением и потоком данных в канале и др. Как правило, весь стек протоколов *SpaceWire* до сетевого уровня включительно реализуется внутри контроллера.

Существует несколько вариантов реализации *SpaceWire*. Также имеются варианты создания *SpaceWire*, используя отечественную элементную базу [2].

1. СБИС *MC-24R* – модификация серийного сигнального процессора *MC-24* (1892ВМ2Я), оснащенного двумя контроллерами *SpaceWire*, обеспечивающими обмен данными по дуплексным каналам со скоростью 2–400 Мбит/с в канале.

2. Периферийный контроллер МСТ-01. Это – *RISC*-микроконтроллер, оснащенный двумя *SpaceWire*-контроллерами, что позволяет напрямую сопрягать его с сетью *SpaceWire*.

3. Многоканальный адаптер пакетной передачи данных MCB-01, предназначенный для сопряжения со средой *SpaceWire* устройств без встроенных контроллеров *SpaceWire* и обеспечивающий взаимодействие с линиями *SpaceWire* через универсальный параллельный интерфейс с протоколом асинхронной статической памяти, а также через шину *PCI Express*.

Для реализации устройств по технологии *SpaceWire* кроме специальных СБИС используют ПЛИС [3, 6]. Такая практика экономически оправдана при ограниченных тиражах изделий. Реализация контроллера *SpaceWire* в виде *IP*-блока, включаемого в проект на ПЛИС *FPGA*, представлена на рисунке 1. Такой блок легко включать в состав многих узлов на ПЛИС, чему способствует компактность аппаратуры *SpaceWire*.

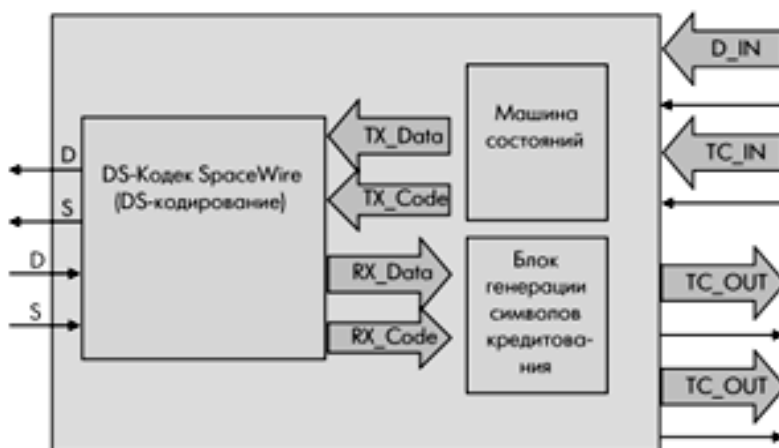


Рис. 1. Структура *IP*-блока контроллера *SpaceWire*

Как видно из рисунка 1, *IP*-блок *SpaceWire* реализует полнофункциональный контроллер канала *SpaceWire*. Он имеет простой интерфейс для приема и передачи байтовых потоков данных и позволяет легко подключать *IP*-блок к буферам *FIFO* или к потоковым источникам/приемникам данных.

Для реализации устройства выбран вариант на ПЛИС семейства *Spartan 6*, т. к. быстродействие ПЛИС в сотни мегагерц идеально подходит для интерфейса *SpaceWire*. Информационная связь с адаптером осуществляется по шине *USB 2.0*. Контроллер линии *SpaceWire* реализуется на ПЛИС типа *FPGA*, конфигурирующей данные каждый раз после включения питания, как только система инициализируется. Для хранения конфигурации применяется ПЗУ, которое может быть запрограммировано в системе через стандартный интерфейс *JTAG*. Для повышенной помехозащищенности канала *SpaceWire* сформированные битовые последовательности преобразуются приёмопередатчиком (*LVDS*) в электрические сигналы по стандартам *TIA/EIA-644* и *IEEE 1596.3*.

Функциональная схема адаптера представлена на рисунке 2.

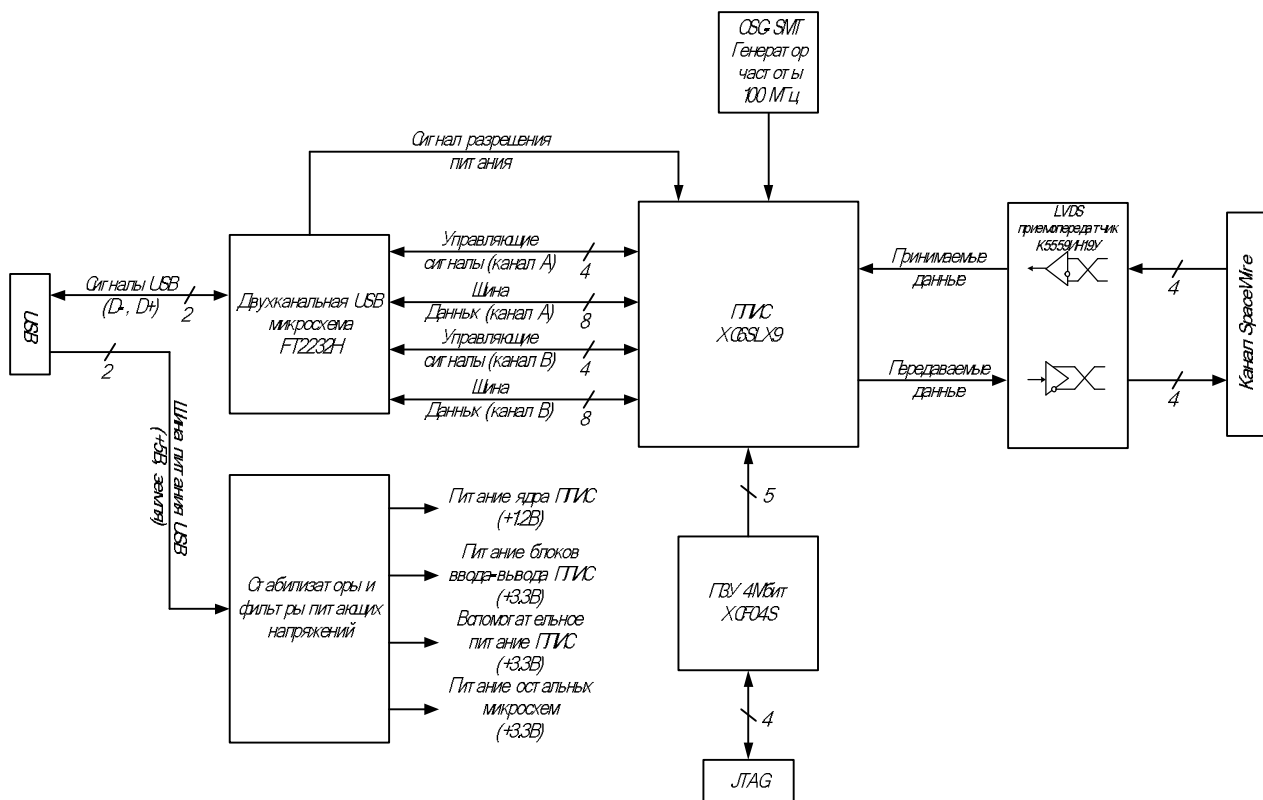


Рис. 2. Функциональная схема цифрового адаптера

В состав адаптера входят: двухканальная USB микросхема FT2232H фирмы FTDI; ПЛИС семейства Spartan-6 XC6SLX4 фирмы Xilinx; конфигурационное ПЗУ XCF04S объёмом 4Мбит; генератор частоты 100 МГц; стабилизаторы и фильтры питающих напряжений; двухканальный LVDS приемопередатчик K5559IH19Y [5].

Назначение ПЛИС состоит в реализации IP-блока контроллера SpaceWire и обмена данными с ПЭВМ через двухканальный аппаратный мост USB-FIFO.

В стандарте SpaceWire используются дуплексные соединения типа точка-точка. S- и D-сигналы передаются каждый по отдельной дифференциальной паре. Линии передачи – однонаправленные, поэтому всего в линке SpaceWire четыре дифференциальных пары, по две для каждого направления. Поэтому для обеспечения согласования на сигнальном уровне применяется микросхема двухканального LVDS приемопередатчика.

Выводы. В статье были рассмотрены варианты реализации адаптера подключения ПЭВМ к каналу SpaceWire. Существует несколько альтернативных вариантов реализации данного устройства, из которых был выбран вариант на ПЛИС Spartan 6 фирмы Xilinx, ввиду большого быстродействия. Области применения цифрового адаптера: отладка и тестирование сети SpaceWire; создание коммуникационных сетей SpaceWire на борту летательных и космических аппаратов; радиоэлектронная аппаратура космических аппаратов и др.

Библиографический список

1. <http://spacewire.esa.int/content/Home/HomeIntro.php>
2. Мартенс-Атюшев Д.С., Мартышкин А.И. Реконфигурируемый вычислительный кластер для цифровой обработки сигнала // в сб.: Современные методы и средства обработки пространственно-временных сигналов сборник статей XIII Всероссийской научно-технической конференции. Под ред. И.И. Сальникова. Пенза, 2015. – С.112-117.
3. Мартенс-Атюшев Д.С., Мартышкин А.И. Разработка и исследование реконфигурируемого вычислительного кластера для цифровой обработки сигнала // Современные информационные технологии. – 2015. – №21. – С. 190-195.
4. Мартенс-Атюшев Д.С., Мартышкин А.И. Разработка реконфигурируемой вычислительной системы для цифровой обработки сигнала // Технические науки – от теории к практике. – 2015. – № 52. – С. 50-58.
5. Мартенс-Атюшев Д.С., Мартышкин А.И. Разработка и исследование реконфигурируемой системы для цифровой обработки сигнала // Международный студенческий научный вестник. – 2016. – № 3-1. – С. 86-88.

6. Мартышкин А.И., Мартенс-Атюшев Д.С. Разработка подсистемы планирования и назначения задач реконфигурируемой вычислительной системы для цифровой обработки сигнала // в сб.: Современные методы и средства обработки пространственно-временных сигналов сборник статей XIV Всероссийской научно-технической конференции. Под ред. И.И. Сальникова. Пенза, 2016. – С. 115-119.

УДК 004.35; ГРНТИ 50.33.14

КОНВЕРТЕР ДЛЯ ПОДКЛЮЧЕНИЯ СПЕЦИАЛЬНОЙ АППАРАТУРЫ К ПЭВМ ЧЕРЕЗ СТЫК С1-И С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ИНТЕРФЕЙСА USB

А.И. Мартышкин

Пензенский государственный технологический университет,
Россия, Пенза, Alexey314@yandex.ru

Аннотация. В статье рассматривается вариант реализации цифрового конвертера для подключения аппаратуры специального назначения к ПЭВМ посредством стыка С1-И через интерфейс USB. Приводятся временные диаграммы моделирования устройства. В заключении приводятся выводы по работе.

Ключевые слова: микроконтроллер, ПЛИС, информационный поток, диаграмма, реализация, алгоритм.

CONVERTER FOR CONNECTING SPECIAL DEVICES TO PC THROUGH THE JUNCTION OF S1-I WITH USE THE USB INTERFACE

A.I. Martyshkin

Penza State Technological University,
Russia, Penza, Alexey314@yandex.ru

Abstract. The article considers the variant of implementation of the digital Converter to connect a device special purpose to the PC through the intersection of S1-I through the USB interface. Are time diagrams of simulation of the device. In conclusion, given the conclusions of the work.

Keywords: microcontroller, FPGA, information flow chart, implementation, algorithm.

Любой компьютер, даже морально устаревший, может превратиться в мощный комплекс по обработке потока данных, если его снабдить одной или несколькими платами расширения [1]. Такой подход позволяет добиться достойных результатов, подключив к ПЭВМ устройство через шину *USB*. Задачей статьи является разработка устройства предназначенного, для подключения ПЭВМ с универсальной последовательной шиной *USB* к каналобрабатывающей и специальной аппаратуре, имеющей стык с модулем С1-И.

Существует несколько вариантов реализации цифрового конвертера. От выбора конкретной реализации будет зависеть дальнейший процесс разработки. Первый – выбор в качестве активного элемента микроконтроллера (МК) [1], такой вариант представлен на рисунке 1.

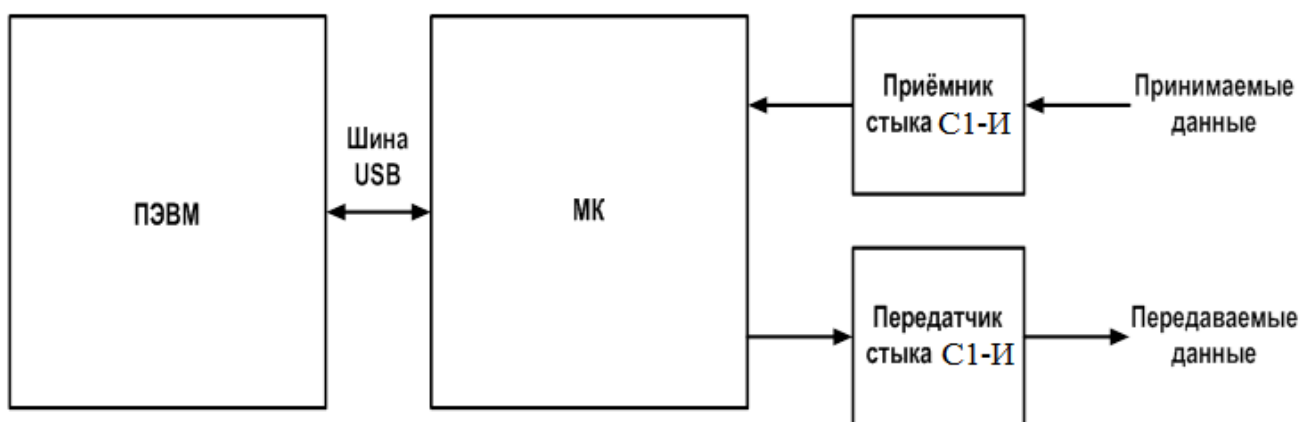


Рис. 1. Схема реализации устройства на микроконтроллере

Для сравнения выберем несколько семейств МК разных фирм и сравним их по характеристикам: *Atmel SAM3U*, *NXP LPC1347*, *Cypress CY7C68013A* [3].

В связи с узкой специализацией стыка С1-И ни один из перечисленных МК не имеет аппаратного кодировщика для него. Следовательно, будет использоваться программный кодировщик. Не смотря на высокие рабочие частоты современных МК, реализация программного кодировщика стыка отличается небольшим быстродействием и малым числом обслуживающих передающих каналов. В этом плане у первых двух МК есть преимущество в возможности задействовать каналы ПДП для увеличения скорости передачи. К основному плюсу реализации устройства на основе МК можно отнести то, что имеется множество семейств со встроенным аппаратным контроллером шины *USB 2.0*, что сокращает число функциональных блоков и удешевляет устройство. В данном плане наибольший интерес представляет МК *CY7C68013A* фирмы *Cypress*, предлагающая разработчику комплекс программных приложений и утилит, существенно снижающий трудоемкость разработки.

Второй вариант реализации системы — выбор в качестве активного элемента ПЛИС [2, 3]. Пример такой системы представлен на рисунке 2.

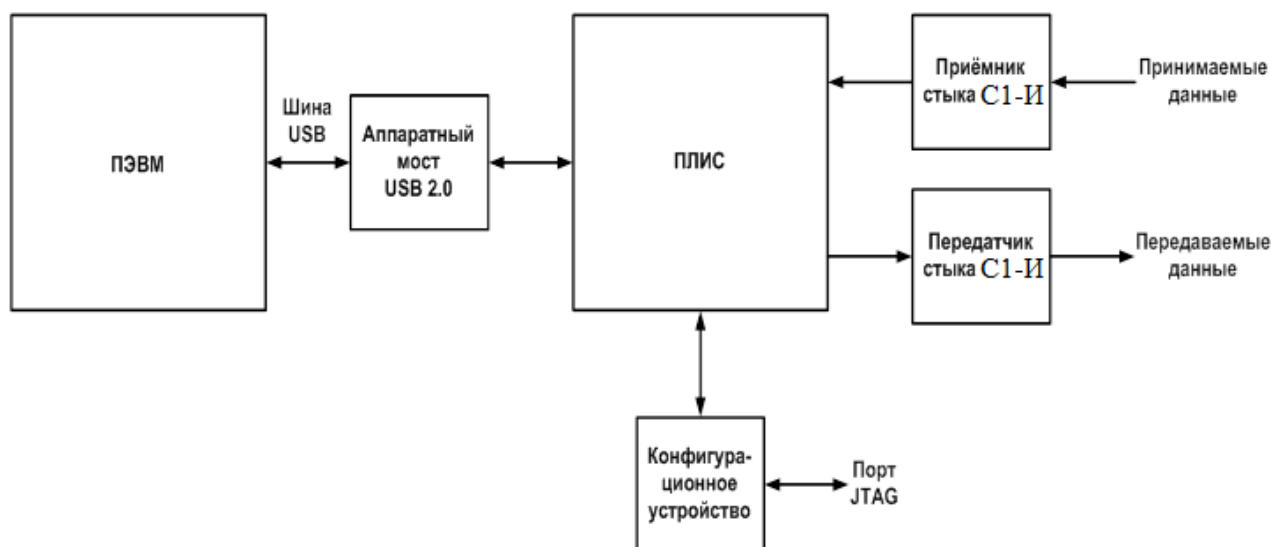


Рис. 2. Структурная схема реализации устройства на ПЛИС

Как видно из рисунка 2, количество функциональных блоков увеличилось на два. Один дополнительный блок отвечает за обмен по шине *USB* при помощи микросхемы аппаратного моста *USB-FIFO* фирмы *FTDI*. Другой за хранение конфигурации ПЛИС.

На начальном этапе проектирования системы необходимо выбрать наиболее оптимальную ее структуру. В состав конвертера входят: контроллер *USB 2.0*; ПЛИС; конфигурационное устройство; блоки сопряжения стыка С1-И. Назначение ПЛИС — кодирование информационного потока стыка С1-И и обмена данными с ПЭВМ через аппаратный мост *USB-FIFO* по параллельной 8 битной шине в асинхронном режиме.

Результат моделирования в среде ModelSim, общей продолжительностью в 400 мкс, представлен на рисунке 3 в виде окна с временными диаграммами.

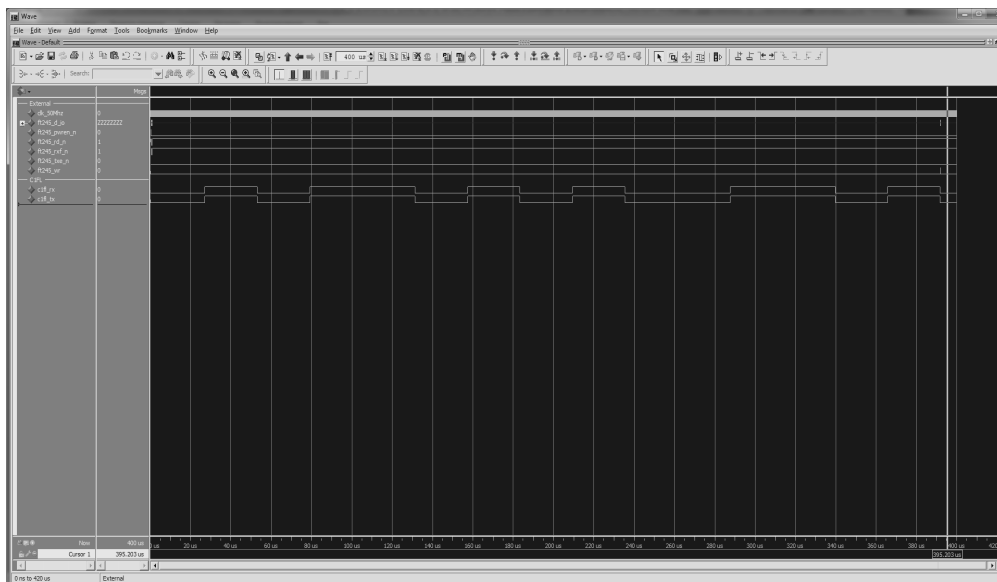
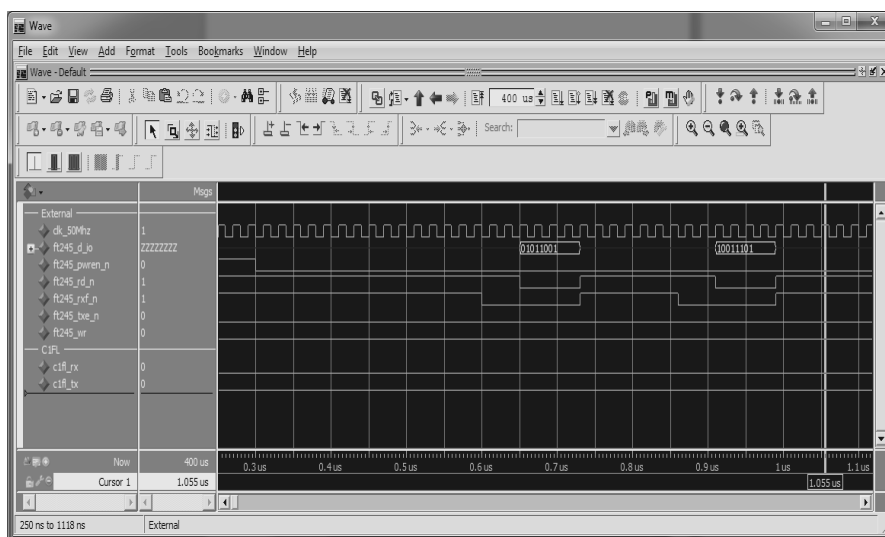
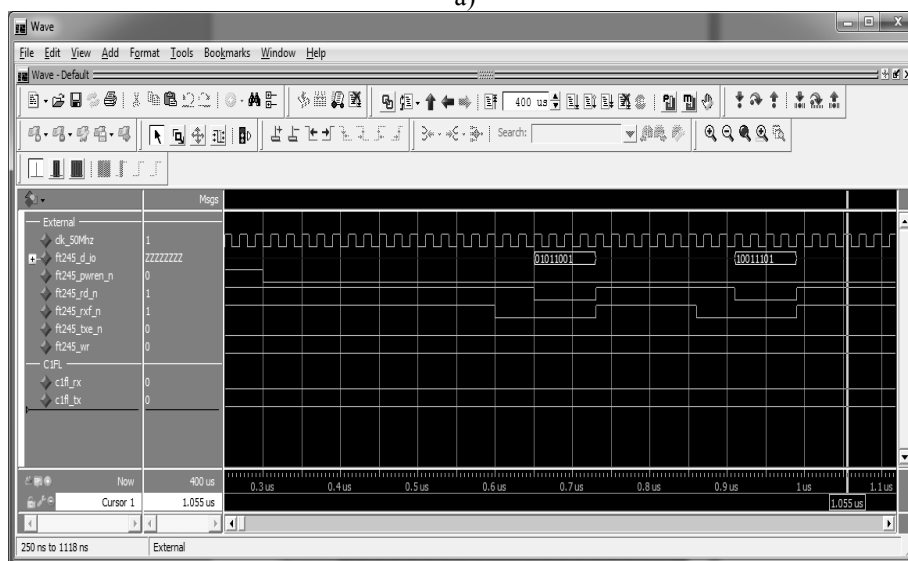


Рис. 3. Окно построения временных диаграмм

На рисунке 4 (а) показана диаграмма транзакций записи данных в *FIFO*. Первая транзакция записывает данные в регистр передатчика, вторая инициализирует устройство. На рисунке 4 (б) показана диаграмма процесса чтения принятых данных.



а)



б)

Рис. 4. Диаграмма записи в FIFO (а), чтения из FIFO (б)

На диаграммах показаны сигналы, разделённые на три группы. Первая группа под названием «*External*» отображает синхроимпульсы (*clk_50Mhz*) с внешнего тактового генератора и интерфейсные сигналы микросхемы FT245R (все сигналы с префиксом ft245). Входной сигнал ft245_pwrpn_n является сбросом. Запись и чтение осуществляется с использованием двух управляющих сигналов (ft245_wr и ft245_rd_n) и двух сигнализирующих сигналов (ft245_txe_n и ft245_rxf_n). Передаваемые при этом данные выставляются на двунаправленную шину ft245_d_io в двоичном коде. Вторая группа сигналов «C1FL» отображает диаграмму последовательных данных передатчика (c1fl_tx) и приёмника (c1fl_rx).

Выводы. В статье были рассмотрены варианты выбора основного управляющего элемента для реализации цифрового конвертера с использованием интерфейса USB. Выбран вариант реализации на ПЛИС, ввиду большего быстродействия, чем при реализации на микроконтроллере. Было проведено моделирование устройства в среде *ModelSim*.

Работа выполнена при финансовой поддержке РФФИ (Грант № 16-07-00012 А).

Библиографический список

1. Хульцебош Ю. USB в электронике. БХВ-Петербург, 2009. – 224 с.
2. Мартенс-Атюшев Д.С., Мартышкин А.И. Разработка реконфигурируемой вычислительной системы для цифровой обработки сигнала // Технические науки - от теории к практике. – 2015. – № 52. – С. 50-58.
3. Мартенс-Атюшев Д.С., Мартышкин А.И. Разработка и исследование реконфигурируемого вычислительного кластера для цифровой обработки сигнала // Современные информационные технологии. – 2015. – № 21. – С. 190-195.

УДК 629.7.05

СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ АЛГОРИТМОВ ОРИЕНТАЦИИ РЕЗЕРВНОЙ БЕСПЛАТФОРМЕННОЙ СИСТЕМЫ ОРИЕНТАЦИИ

А. С. Сизова

Тульский государственный университет,
Россия, Тула, tgupu@yandex.ru

Аннотация. В данной работе рассмотрена необходимость использования резервной бесплатформенной системы ориентации, проведен сравнительный анализ алгоритмов ориентации

Ключевые слова: бесплатформенные системы ориентации, бесплатформенные инерциальные навигационные системы, углы Эйлера-Крылова, направляющие косинусы, параметры Родрига-Гамильтона, кватернионы

COMPARATIVE ANALYSIS OF ORIENTATION ALGORITHMS RESERVE STRAPDOWN ORIENTATION SYSTEM

A. S. Sizova

Tula State University,
Russia, Tula, tgupu@yandex.ru

Abstract. In this paper we consider the need to use the backup demon-platform targeting system, a comparative analysis of algorithms for orientation.

Keywords: strapdown orientation system, strapdown inertial navigation systems, Euler-Krylov angles, direction cosines, Rodrigues-Hamilton parameters, quaternions

1. Введение

В настоящее время разработано большое количество автономных и неавтономных систем ориентации и навигации воздушного транспорта. Существующее приборное оборудование, в свою очередь, обеспечивает непрерывный контроль режима полета, решая сложные задачи автоматического управления и ориентировки. Даже самые рядовые взлет, полет или посадка при благоприятных погодных условиях - ответственная работа, требующая отложенных и точных действий как экипажа, так и техники.

В связи с этим актуальным является вопрос разработки недорогих систем ориентации, позволяющих снабдить летчика информацией о положении самолета при выходе из строя штатного оборудования. Наличие резервной системы на борту упростит основные задачи навигации и ориентации по нескольким основным параметрам, обеспечивая летчика необходимой для полета информацией.

Резервная бесплатформенная система ориентации включает в себя измерительный модуль и блок обработки информации (вычислительное устройство). Развитие технологий производства и элементной базы, появление новых материалов ведут к перспективному усовершенствованию пилотажного оборудования, улучшению их качества. Центральное место в этом процессе занимает оптимизация методов решения задач ориентации и навигации, а также применения ресурсосберегающих технологий, позволяющих получить преимущество в снижении стоимости, массогабаритных характеристиках и повышении надежности.

Применение и усовершенствование алгоритмов для обработки информации, поступающей с измерительного блока РБСО, являются одними из основных задач для повышения точности.

3. Алгоритмы БИНС и БСО

Для получения практических результатов были изучены теоретические основы об алгоритмах БИНС и БСО.

Особенно эффективны в системах ориентации и навигации параметры Родрига-Гамильтона λ_0 , λ_1 , λ_2 , λ_3 рассматриваемые как элементы кватерниона:

$$\Lambda = \begin{bmatrix} \lambda_0 \\ \lambda_1 \\ \lambda_2 \\ \lambda_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S(\Lambda) \\ V(\Lambda) \end{bmatrix}, \quad (1)$$

где $S(\Lambda) = \lambda_0 = \cos \frac{\Phi}{2}$ - скалярная часть кватерниона,

$$V(\Lambda) = \vec{\lambda} = \begin{bmatrix} \lambda_1 \\ \lambda_2 \\ \lambda_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{\Phi_x \sin \Phi}{2} \\ \frac{\Phi_y \sin \Phi}{2} \\ \frac{\Phi_z \sin \Phi}{2} \end{bmatrix} - \text{векторная часть кватерниона.} \quad (2)$$

Блок-схема алгоритма ориентации с параметрами Родрига-Гамильтона приведена на рисунке 1 [1].

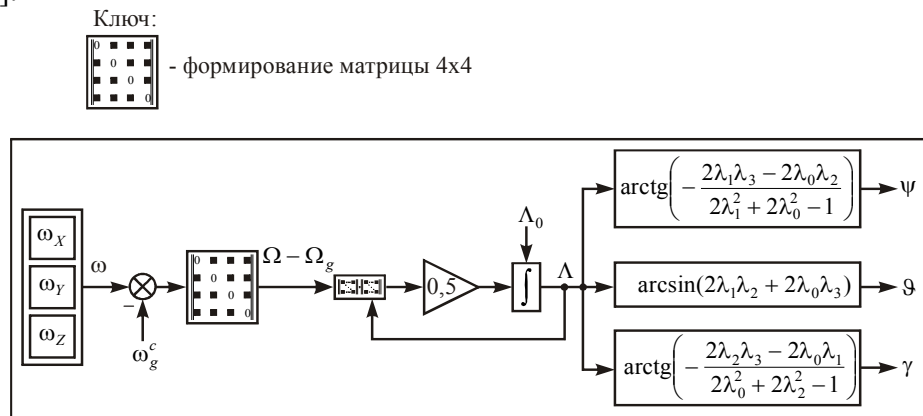


Рис. 1. Блок-схема алгоритма ориентации с параметрами Родрига-Гамильтона

Достоинствами данного алгоритма является тот факт, что кинематическое уравнение в параметрах Родрига-Гамильтона не вырождается при любом положении объекта и является линейным. К тому же параметров Родрига-Гамильтона всего четыре, в отличие от матрицы направляющих косинусов, и подчиняются они одному уравнению связи.

3. Практическое применение алгоритма БСО

Для подтверждения оптимальности использования алгоритма с параметрами Родрига-Гамильтона был проведен эксперимент, в результате которого в текстовый файл записывались выходные данные двух триад гироскопов *MPL Gyroscope InvenSense (v1)* и *AKM Software Virtual Gyroscope sensor (v1)* на неподвижном основании в течение 3 минут. Затем данные подгружались в *Mathcad*.

В среде *Mathcad* реализовывался алгоритм БСО на кватернионах (рис. 2) для каждой триады датчиков.

$$\Delta\Lambda_k := \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} + \frac{T0}{2} \cdot \begin{pmatrix} 0 & -\omega x_k & -\omega y_k & -\omega z_k \\ \omega x_k & 0 & \omega z_k & -\omega y_k \\ \omega y_k & -\omega z_k & 0 & \omega x_k \\ \omega z_k & \omega y_k & -\omega x_k & 0 \end{pmatrix} \quad \Lambda_0 := \begin{pmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix}$$

$$\Lambda_{k+1} := \Delta\Lambda_k \cdot \Lambda_k$$

$$\theta g_k := \frac{180}{\pi} \cdot \text{asin} \left[2 \cdot (\Lambda_k)_2 \cdot (\Lambda_k)_3 + 2 \cdot (\Lambda_k)_0 \cdot (\Lambda_k)_1 \right]$$

$$\gamma g_k := \frac{-180}{\pi} \cdot \text{atan} \left[\frac{2 \cdot (\Lambda_k)_1 \cdot (\Lambda_k)_3 - 2 \cdot (\Lambda_k)_0 \cdot (\Lambda_k)_2}{2 \cdot [(\Lambda_k)_0]^2 + 2 \cdot [(\Lambda_k)_3]^2 - 1} \right]$$

$$\Delta\Lambda^1_k := \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} + \frac{T0}{2} \cdot \begin{pmatrix} 0 & -\omega x^1_k & -\omega y^1_k & -\omega z^1_k \\ \omega x^1_k & 0 & \omega z^1_k & -\omega y^1_k \\ \omega y^1_k & -\omega z^1_k & 0 & \omega x^1_k \\ \omega z^1_k & \omega y^1_k & -\omega x^1_k & 0 \end{pmatrix} \quad \Lambda^1_0 := \begin{pmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix}$$

$$\Lambda^1_{k+1} := \Delta\Lambda^1_k \cdot \Lambda^1_k$$

$$\theta^1 g_k := \frac{180}{\pi} \cdot \text{asin} \left[2 \cdot (\Lambda^1_k)_2 \cdot (\Lambda^1_k)_3 + 2 \cdot (\Lambda^1_k)_0 \cdot (\Lambda^1_k)_1 \right]$$

$$\gamma^1 g_k := \frac{-180}{\pi} \cdot \text{atan} \left[\frac{2 \cdot (\Lambda^1_k)_1 \cdot (\Lambda^1_k)_3 - 2 \cdot (\Lambda^1_k)_0 \cdot (\Lambda^1_k)_2}{2 \cdot [(\Lambda^1_k)_0]^2 + 2 \cdot [(\Lambda^1_k)_3]^2 - 1} \right]$$

Рис. 2. Алгоритм ориентации в кватернионах

Результаты эксперимента приведены на рисунках 3, 4. Графики иллюстрируют дрейф (систематический уход) двух блоков гироскопов. По полученным графикам можно сделать вывод о том, что максимальный уход гироскопов *MPL Gyroscope InvenSense (v1)* и *AKM Software Virtual Gyroscope sensor (v1)* по углу тангажа составляет 2° .

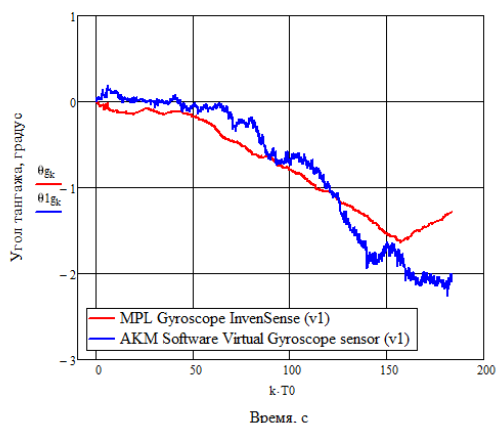


Рис. 3. Дрейф БСО с углом тангажа гироскопов *MPL Gyroscope InvenSense (v1)* и *AKM Software Virtual Gyroscope sensor (v1)*

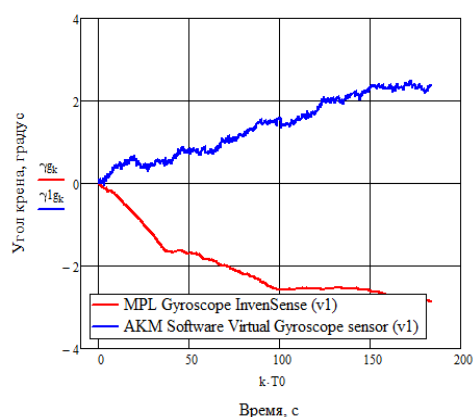


Рис. 4. Дрейф БСО с углом крена гироскопов *MPL Gyroscope InvenSense (v1)* и *AKM Software Virtual Gyroscope sensor (v1)*

Максимальный уход БСО за 3 минуты на гироскопах *MPL Gyroscope InvenSense (v1)* и *AKM Software Virtual Gyroscope sensor (v1)* по углу крена составляет $2,3^\circ$.

Выводы

Различные кинематические параметры можно трактовать, как элементы соответствующего линейного пространства. Другими словами, все пространства кинематических параметров изоморфны, т.е. все элементы и операции над ними в одном пространстве имеют взаимно-однозначные аналоги во всех остальных пространствах [1].

Параметры Родрига-Гамильтона подчиняются одному уравнению нормирования, что делает их одними из самых удобных в БИНС/БСО.

Библиографический список

1. Основы построения бесплатформенных инерциальных навигационных систем/ В.В. Матвеев, В.Я. Распопов/ Под общ.ред. д.т.н. В.Я. Распопова. – СПб.: ГНЦ РФ ОАО «Концерн «ЦНИИ «Электроприбор», 2009. -280 с.

УДК 004.42; ГРНТИ 20.53.19

РАЗРАБОТКА И ИССЛЕДОВАНИЕ МНОГОПОТОЧНЫХ ПРОГРАММ ПОИСКА ДАННЫХ НА ПЛАТФОРМЕ CUDA

Т.А. Пюрова, С.В. Скворцов

Рязанский государственный радиотехнический университет,
Россия, Рязань, pyurova_ta@mail.ru, s.v.skvor@gmail.com

Аннотация. В работе описана разработка многопоточных приложений поиска данных на платформе CUDA, а именно бинарный поиск и интерполяционный поиск. Также произведен ряд экспериментов, по результатам которых были сделаны выводы об эффективности использования графических процессоров при использовании в задачах поиска данных, их преимуществах и недостатках.

Ключевые слова: графический ускоритель, мультипроцессор, ядро, графическая память, блок, поток, процессор, поиск

DEVELOPMENT AND RESEARCH OF MULTI-THREADED PROGRAMS DATA SEARCH ON THE CUDA PLATFORM

T.A. Pyurova, S.V. Skvortsov

Ryazan State Radio Engineering University,
Ryazan, Russia, pyurova_ta@mail.ru, s.v.skvor@gmail.com

Abstract. This paper deals with development of multithreaded applications find data on the platform of CUDA, namely binary search and interpolation search. Also produced a series of experiments, the results of which conclusions were drawn about the effectiveness of GPUs when used in the search task data, their advantages and disadvantages.

1. Введение

Быстродействие является одной из основных характеристик вычислительного устройства, поэтому с начала развития процессоров было постоянное стремление повысить их производительность. Изменения, происходящие в области увеличения быстродействия, повлекли за собой ускоренное развитие имеющихся технологий и изобретение новых технологий, основанных на параллельных вычислениях.

Первоначально одним из основных методов увеличения производительности было повышение тактовой частоты процессора за счет уменьшения размеров транзисторов на нем. Но со временем такой подход стал проблематичным, и ему на смену пришла «многоядерная революция». Основная идея состоит в усложнении структуры процессора, т.е. в увеличении количества ядер и объема кэша. После этого появилась возможность решать задачу с учетом многоядерной архитектуры процессора, то есть применить параллельный подход к решению задачи. В то же время графические процессоры, благодаря специализированной конвейерной архитектуре, эффективнее подходят для реализации на них параллельных вычислений [1, 2].

Все изменения, направленные на увеличение быстродействия, предполагают практическое применение для задач обработки данных, среди которых важное место занимает задача поиска. Эта задача всегда является актуальной, что обусловлено постоянным возрастанием объемов данных.

Существует большое количество алгоритмов поиска, как последовательных, так и параллельных, однако развитие средств вычислительной техники требует не только модификации известных, но и разработки новых алгоритмов, обеспечивающих повышение эффективности поиска за счет учета архитектурных особенностей вычислительной системы.

Целью работы является создание многопоточных версий приложений, реализующих алгоритмы бинарного и интерполяционного поиска с использованием технологии CUDA, а также экспериментальная оценка эффективности полученных результатов.

Технология CUDA является программно-аппаратной архитектурой, позволяющей производить вычисления с помощью графических процессоров фирмы NVidia. CUDA основана на расширении языка Си и позволяет реализовать параллельные вычисления за счет дополнительных возможностей по организации доступа к инструкциям графического ускорителя и управлению его памятью. Любая программа, написанная по технологии CUDA, работает по следующему принципу. Сначала хост (программа для процессора) выделяет необходимое количество памяти на устройстве (видеокарта), затем копирует данные из своей памяти в память графического процессора. После происходит запуск ядер на выполнение, а полученные результаты копируются из памяти устройства в свою память.

Запуск ядра осуществляется спецификаторами, описывающими количество памяти, блоков и нитей и памяти на GPU. Синтаксис запуска графического процессора имеет следующий вид:

```
KernelFunc<<<gridSize, blockSize, sharedMemSize, cudaStream>>>(float* par1, float * par 2),
```

где: KernelFunc — функция ядра; gridSize — размерность сетки блоков для расчетов; blockSize — размер блока для расчетов; sharedMemSize — размер дополнительной памяти, выделяемой при запуске ядра; cudaStream — переменная cudaStream задает поток, в котором будет произведен вызов.

2. Бинарный поиск

Бинарный (или двоичный) поиск производится в упорядоченном массиве. Для нахождения элемента в массиве искомый ключ сравнивается с ключом среднего элемента. Если они совпали, то искомый элемент найден и поиск завершился успешно. В противном случае если искомый ключ меньше среднего, то поиск осуществляется аналогично в левой части массива и наоборот, если искомый ключ больше, то в правой части.

Также бинарный поиск называют поиском методом дихотомии или методом деления отрезка пополам.

Функция ядра данного алгоритма Kernel имеет следующий вид.

```
__global__ void searchBinar ( float * data, int k, int * result )
{
    int x = 16 * 1024 * 1024; // количество элементов
    int low = 0; // нижняя граница
    int up = x-1; // верхняя граница
    int step; // шаг
    x = 16777200; // искомый элемент
    int idx; // текущий поток
    while (up - low > k ) // пока количество элементов между границами больше количе-
ства потоков (в данном случае потоков k)
    {
        step = (up - low) / k;
        idx = low + (blockIdx.x * blockDim.x + threadIdx.x) * step;
        if ( data[idx] == x ) // найден искомый элемент
        {
            result[0] = data [idx];
            result[1] = idx;
            break;
        } else
        if ( data[idx] > x )
        {
            if(data[idx] < up)
                up = data[idx]; // минимальный среди больших
        } else
        if(data[idx] < x)
        {
            if(data[idx] > low)
                low = data[idx]; // максимальный среди меньших
        }
    }
}
```

3. Интерполяционный поиск

Интерполяционный поиск основан на понятии интерполяции, т.е. определении области поиска через вычисление расстояний подобия между искомым значением и всей областью. В частности, требуется вычислить длину массива и длину от начала области до некоторого числа (например, до среднего элемента в массиве). После этого полученная длина массива умножается на длину между значениями, а результат, прибавленный к значению из начала массива, дает искомый элемент. В результате весь смысл интерполяции заключается в составлении подобия между номерами элементов и их значениями.

Алгоритм интерполяционного поиска состоит в запуске цикла, вычисляющего по формуле область массива с искомым элементом. Если вычисленное значение, не равно искомому, то необходимо сдвинуть границы области вычисления. Сдвиг правой границы происходит, если вычисленное значение больше искомого элемента, сдвиг левой — если меньше. Таким образом, сдвигая границы, подобно бинарному поиску, постепенно достигается нужная ячейка массива, либо области поиска сужаются до тех пор, в пределах которых уже нечего искать, т.е. между границами области нет больше элементов для вычисления, что говорит об отсутствии искомого элемента в массиве.

Функция ядра данного алгоритма Kernel имеет следующий вид.

```
__global__ void searchInterpol ( float * data, int n, int find, int rezult )
{
    int idx; // текущий поток
```

```

int low =0; // нижняя граница
int up = n; // верхняя граница
// пока искомый элемент не найден или пределы поиска еще существуют
while ((data[low] < find) && (data[up] > find))
{
    //вычисление интерполяцией следующего элемента, который будет сравниваться с
искомым
    idx = blockIdx.x + ((find - data[blockIdx.x]) * (blockIdx.x * blockDim.x + threadIdx.x -
blockIdx.x)) / (data[blockIdx.x * blockDim.x + threadIdx.x] - data[blockIdx.x]);
    //Получение новых границ области, если искомый элемент не найден
    if (data[idx] < find)
        low = idx + 1;
    else if (data[idx] > find)
        up = idx - 1;
    else
        result=idx;
    //Если искомый элемент найден на границах области поиска
    if (data[low] == find)
        result=low;
    else if (data[up] == find)
        result=up;
    else
        result=-1;
}
}

```

Интерполяционный поиск очень похож на бинарный поиск. Главное различие в делении области поиска: в интерполяционном поиске область поиска не делится на две равные части. Вместо этого осуществляется оценка новой области поиска по расстоянию между ключом поиска и текущим значением элемента. Несмотря на это, скорость работы интерполирующего поиска значительно превосходит скорость бинарного.

4. Экспериментальная часть

Для оценки эффекта, полученного от применения распараллеливающих преобразований по технологии CUDA, были проведены измерения скорости работы разработанных программ поиска данных, представленных в двух версиях: последовательная реализация на центральном процессоре; многопоточная реализация на платформе CUDA.

Эксперимент проводился с использованием следующих технических средств: видеокарта NVIDIA GeForce gtx 470, процессор Intel Core2 Quad Q6600. Исходные данные представлены в виде одномерных массивов целых чисел, сформированных случайным образом и упорядоченных по возрастанию. Для каждого размера массива выполнено по 10 экспериментов с разными искомыми данными. Средние значения времени работы программ (с) приведены в таблице 1.

Таблица 1 - Средние значения времени работы программ (с)

Реализация алгоритма	Размер массива данных				
	50	100	150	256	512
Бинарный поиск					
Последовательная	0,003826	0,004597	0,005015	0,005581	0,006328
CUDA	0,003577	0,003951	0,004382	0,004469	0,005123
Интерполяционный поиск					
Последовательная	0,000260	0,000303	0,000348	0,000384	0,000459
CUDA	0,000245	0,000274	0,000298	0,000332	0,000381

Полученные результаты показывают, что использование графического ускорителя позволяет значительно увеличить скорость работы прикладных программ. В зависимости от размера исходных массивов время поиска элемента на графическом ускорителе сокращается в несколько десятков раз по сравнению с последовательной реализацией на ЦП, причем с увеличением размерности выигрыш возрастает. Однако время выполнения процесса поиска на графическом процессоре измерялось с учетом копирования исходных данных в память видеокарты и обратно в ОЗУ. Результат выполнения программы только на ядре занимает лишь пятую часть времени, затраченного на весь процесс работы с графическим ускорителем. Но, несмотря на это, достигается хороший прирост производительности. Если сравнивать представленные алгоритмы, то результаты показывают, что бинарный и интерполяционный поиски поддаются распараллеливанию приблизительно одинаково.

Выводы

Таким образом, графические процессоры особенно хорошо приспособлены решать задачи, адаптированные к параллельным вычислениям, требующих интенсивных расчетов, начиная от простейших арифметических операций и заканчивая операциями над памятью, например, когда один и тот же алгоритм выполняется над большим количеством данных параллельно. Это позволяет распределить элементы данных между потоками и снизить требования к повышенному контролю потоков, что необходимо, например для многоядерных процессоров [3, 4]. Модель параллельных вычислений также повышает производительность работы приложений, что немало важно в настоящее время. Однако ускорение с помощью технологии CUDA имеет ряд недостатков и ограничений, среди которых находятся особенности архитектуры и программирования. В алгоритмах поиска технология CUDA очень эффективна, так как вместо повторений итераций центральным процессором, графический процессор (по технологии CUDA) может сделать то же самое одновременно в разных потоках. Другими словами, при переносе алгоритма с процессора на видеокарту цикл в вычислениях исключается, т.е. его отдельные итерации работают в параллельных потоках.

Библиографический список

1. Лунин Д.В., Скворцов С.В. Разработка параллельного генетического алгоритма для решения задачи коммивояжера на платформе CUDA // Системы управления и информационные технологии. - 2015. - Т. 60. - № 2. - С. 50-55.
2. Скворцов С.В., Пюрова Т.А. Параллельные алгоритмы сортировки данных и их реализация на платформе CUDA // Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета. - 2016. - № 58. - С. 42-48.
3. Першин А.С., Скворцов С.В. Распределение регистровой памяти в системах параллельной обработки данных // Системы управления и информационные технологии. 2007. Т. 27. - № 1. С. 65-70.
4. Скворцов С.В. Алгоритм планирования параллельных вычислений в многоядерных процессорах // Радиотехника. - 2016. - № 8. - С. 153-159.

УДК 519.254; ГРНТИ 004.021

РАЗБИЕНИЕ ДИСКРЕТНОГО КОНЕЧНОГО МНОЖЕСТВА ЭЛЕМЕНТОВ НА ОСНОВЕ МЕТОДА ОПТИМУМА НОМИНАЛА ВЫПУКЛОЙ ОБЛАСТИ

Т.Г. Авачева*, Н.В. Дорошина*, А.Н. Кабанов**

** Рязанский государственный медицинский университет имени академика И.П. Павлова,
Россия, Рязань, mfmi@rzgmu.ru, ndoroshina@mail.ru*

*** Рязанский государственный радиотехнический университет,
Россия, Рязань,*

Аннотация. Рассматривается модифицированный метод кластеризации данных на основе итерационной процедуры формирования выпуклых областей и определении точек внутри областей примерно на равном расстоянии от границы каждой области.

Ключевые слова: кластеризация многомерных данных, метод гиперплоскостей, метод оптимума номинала, исключение сбойных результатов.

DIVIZION OF A FINITE SET OF DISCRETE ELEMENTS BASED ON THE METHOD OF THE OPTIMUM NOMINAL THE CONVEX DOMAIN

T.G. Avacheva*, N.V. Doroshina*, A. N. Kabanov**

* Ryazan State Medical University named after I.P.Pavlov,
Russia, Ryazan, mfmi@rzgmu.ru, ndoroshina@mail.ru

** Ryazan State Radiotechnical University,
Russia, Ryazan

Abstract. Data clustering method based on iterative procedure of forming convex domains and finding points inside of domains approximately equal distance from the border of each area is considered.

Keywords: multidimensional data clustering, hyperplanes method, nominal optimum method, elimination of bad results .

В современном мире информация часто представляется большим объемом многомерных данных, законы распределения для которых заранее неизвестны. Для решения одной из задач интеллектуального анализа данных – кластеризации достаточно часто применяют метод *к-средних* (*k-means*) [1,2]. Алгоритм *к-средних* заключается в переычислении на каждом шаге центроида для каждого кластера, полученного на предыдущем шаге. Одним из недостатков алгоритма *к-средних* является чувствительность к выбросам, которые могут исказить среднее. Возможным решением этой проблемы является использование модификации алгоритма - алгоритм с исключением сбойных (аномальных) результатов измерений.

В докладе предложена методика поиска центра кластеров на основе модификации алгоритма *к-средних*, где центрами кластеров считаются покоординатные средние кластеров.

Модификация известного алгоритма состоит в описании областей многомерных данных системой линейных неравенств и определении точек внутри областей примерно на одинаковом расстоянии от границы каждой области.

Пусть исходные данные представлены в виде множества точек с координатами $(x_1, \dots, x_n)$ в n -мерном пространстве. Выпуклую область построим с помощью метода гиперплоскостей, который заключается в последовательном включении каждой граничной точки в выпуклую оболочку и в исключении гиперплоскостей, оказавшихся внутри области. Зная координаты граничных точек, можно описать границы выпуклой области системой линейных неравенств.

1. Производится выбор первых $(N+1)$ точек из массива всех граничных точек (на рисунке 1 для $N = 2$ точки 1, 2, 3) и по ним строятся гиперплоскости для ($N = 2$ прямые 1-2, 2-3, 3-1). Для каждой построенной гиперплоскости запоминаются координаты граничных точек, по которым она построена и координаты вершины.

Вершиной данной гиперплоскости условимся называть ту точку из выбранных $(N + 1)$ точек, через которую не проводится гиперплоскость (на рисунке 1 точки 1 и 2 являются соответственно вершинами гиперплоскостей 2-3 и 1-3).

2. Определяется для следующей, выбранной произвольно, граничной точки (точка 4) соответствующая ей генеральная прямая гиперплоскость (прямая 1-3).

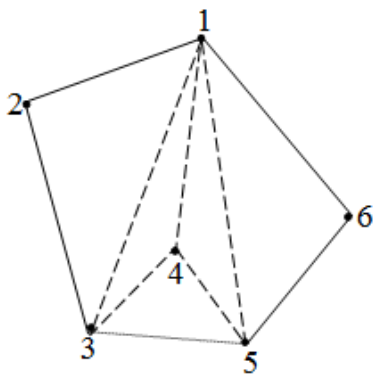


Рис. 1. Построение гиперплоскостей для точек

Генеральной гиперплоскостью данной граничной точки будем называть гиперплоскость, вершина которой и данная граничная точка расположены по разные от нее стороны.

Генеральных гиперплоскостей для данной граничной точки может быть несколько (для точки 5 прямые 1-4, 3-4), особенно при построении многомерных областей работоспособности. Поэтому поиск генеральной гиперплоскости осуществляется среди всех ранее построенных гиперплоскостей .

Отсутствие генеральной гиперплоскости для граничной точки означает, что точка находится внутри об-

ласти, образованной ранее проведенными гиперплоскостями. Наличие таких точек свидетельствует о невыпуклости множества точек, соответствующих работоспособным состояниям объекта.

Аналогичные действия выполняются для каждой генеральной гиперплоскости, если их для данной граничной точки несколько. При этом среди вновь проведенных гиперплоскостей будут одинаковые, информация о которых должна стираться в памяти ЭВМ по тем же причинам, что и для генеральных гиперплоскостей.

После перебора всех граничных точек процесс построения области работоспособности заканчивается и производится определение знаков “ $\geq$ ” “ $\leq$ ”.

$$\begin{aligned} aX_1 + bY_1 + \dots + cY_1 + k &= 0 \\ aX_2 + bY_2 + \dots + cY_2 + k &= 0 \\ &\vdots \\ aX_N + bY_N + \dots + cY_N + k &= 0 \end{aligned} \quad \dots (1).$$

Так как количество неизвестных коэффициентов $(N + I)$, то необходимо одному из них задать произвольное значение, например $a = I$, Однако в этом случае невозможно построить гиперплоскости, параллельную оси координат X .

С целью устранения второго недостатка вводятся $(N + 1)$ -я переменная z и дополнительная точка (точка 4 на рисунке 1). Тогда построение гиперплоскости осуществляется в $(N + 1)$ -м пространстве, а произвольное значение присваивается коэффициенту при переменной z . Координаты дополнительной точки необходимо выбирать такими, чтобы ни одна из гиперплоскостей не была параллельна оси координат $(N + 1)$ -й переменной z . Это требование выполняется, если значение хотя бы одной из координат дополнительной точки (не считая координаты по оси z) меньше минимального или больше максимального значения соответствующей координаты множества граничных точек. Значения остальных координат задаются произвольно.

Таким образом, получено уравнение для первых двух точек вида $a_{11}x_1 + a_{12}x_2 + \dots + a_{1n}x_n + b_1 = 0$ и так для всех точек.

Итак, пусть имеется некоторая заданная область, представленная системой линейных неравенств

$$\begin{cases} a_{11}x_1 + a_{12}x_2 + \dots + a_{1n}x_n \geq b_1; \\ \dots\dots\dots; \\ a_{m1}x_1 + a_{m2}x_2 + \dots + a_{mn}x_n \leq b_m. \end{cases} \quad (2)$$

Левые части обозначим:

$$\begin{cases} y_1 = a_{11}x_1 + a_{12}x_2 + \dots + a_{1n}x_n; \\ \dots\dots\dots; \\ y_m = a_{m1}x_1 + a_{m2}x_2 + \dots + a_{mn}x_n. \end{cases}$$

Для определения точки внутри области примерно на равном расстоянии от границы области применим квадратичный критерий. Берём y_1 как целевую функцию и на множестве (2) находим максимальное и минимальное значения y_1 . Затем берем y_2 и опять находим максимальное и минимальное значения y_2 и т.д. ($y_i \min$, $y_i \max$).

$$\bar{y}_i = \frac{y_{i \min} + y_{i \max}}{2} - \text{среднее значение.}$$

Тогда система ограничений примет вид:

$$\begin{cases} \bar{y}_1 = a_{11}\bar{x}_1 + \dots + a_{1n}\bar{x}_n; \\ \dots\dots\dots; \\ \bar{y}_m = a_{m1}\bar{x}_1 + \dots + a_{mn}\bar{x}_n. \end{cases}$$

Это система линейных алгебраических уравнений.

$$\vec{\bar{y}}_{cp} = \vec{\bar{A}} \cdot \vec{\bar{x}}_{cp};$$

Центр кластера определяется как $\vec{\bar{x}}_{cp} = (\vec{\bar{A}}^T \cdot \vec{\bar{A}})^{-1} \cdot \vec{\bar{A}}^T \cdot \vec{\bar{y}}_{cp}$ [4].

Данные преобразования можно произвести в любом математическом пакете, например, в программе MS Excel.

Т.о., алгоритм кластеризации заключается в следующем:

1. Построение выпуклой области исходных данных;
2. Исключение сбойных результатов;
3. Произвольный выбор K объектов как исходных центров кластеров;
4. Назначение каждого объекта подходящему (похожему кластеру);
5. Пересчет кластерных центров на основе метода оптимума номинала;
6. Пересчет областей по величине расстояния до центра кластера.

В предложенном подходе в методе оптимума номинала для исключения сбойных результатов можно применить метод «шелушения» Тьюки. Он позволяет при большом количестве точек измерения эффективно удалять сбойные результаты для объектов высокой размерности, а, значит, вести адаптивную обработку данных в задаче принятия решений о работоспособности объекта. Адаптивность в данном случае означает отбрасывание случайных результатов до тех пор, пока числовые характеристики распределения случайной величины не будут постоянны [5]. Тьюки рекомендует делать 2-3 шелушения [6]. Исключение сбойных результатов и кластеризацию данных можно реализовать в любом аналитическом пакете.

Таким образом, предложена последовательная процедура, позволяющая повысить точность многомерной кластеризации.

Библиографический список

1. Паклин Н.Б., Орешков В.И. Бизнес-аналитика: от данных к знаниям. – Спб: Питер, 2013. – 704 с.
2. Чубукова И.А. Data Mining: учебное пособие, М.: Интернет-университет информационных технологий: БИНОМ, Лаборатория знаний, 2006. – 328 с.
3. Математическая статистика и прогнозирование: учеб. пособие/ М.П. Булаев, Н.В. Дорошина, А.Н. Кабанов; Рязан. гос. радиотехн. ун-т, Рязань, 2014. – 64 с.
4. Определение центров кластеров для многомерных тестовых данных на основе метода главных компонент / М.П. Булаев [и др.]. Материалы ежегодной на-учной конференции университета /под общ.ред. проф. М.М. Лапкина. – Рязань: РИО РязГМУ, 2010. – с. 304 – 308
5. Т.Г. Авачева, Н.В. Дорошина, А.Н. Кабанов. Информационное обеспечение многокритериального анализа систем/ Новые информационные технологии в научных исследованиях; материалы XXI Всероссийской научно-технической конференции студентов, молодых ученых и специалистов, Рязань, РГРТУ, 2016. с.202-204.
6. Тьюки Дж. Анализ результатов наблюдений.Разведочный анализ.М.: МИР, 1981 г.

УДК 62-503.51

ГИРОСТАБИЛИЗАТОР ВИДЕОКАМЕРЫ НА МИКРОМЕХАНИЧЕСКИХ ДАТЧИКАХ

И.А. Спиридонов

*Тульский государственный университет,
Россия, Тульская область, Тула, ilya.neo.94@mail.ru*

Аннотация. В данной работе рассмотрена конструкция основного типа гиростабилизированного подвеса видеокамеры, устанавливаемого на квадрокоптерах, и принцип работы данного устройства. Приведено описание работы микромеханических датчиков, а также метода комплексирования, целью которого является улучшение точностных характеристик гиростабилизатора.

Ключевые слова: гиростабилизатор, микромеханические датчики, комплексирование.

GYROSTABILIZER CAMERA ON MICROMECHANICAL SENSORS

Spiridonov IA

*Tula State University,
Russia, Tula region, Tula, ilya.neo.94@mail.ruAnnotation.*

Abstract In this work the design of the main types of gyro-stabilized suspension camcorder mounted on quadcopters, and operation of the device. The description of the operation of micromechanical sensors and aggregation method, the aim is to improve the accuracy characteristics gyro-stabilizer.

Keywords: gyrostabilizer, micromechanical sensors, aggregation.

1. Введение

На сегодняшний день большую популярность получили квадрокоптеры. Основная область их применения в быту – это съемка фото и видео. Однако если просто прикрепить камеру к корпусу данного летательного аппарата, то во время маневров квадрокоптер накренивается и видео становится неприятно смотреть[1]. На качество изображения также влияют вибрации, создаваемые бесколлекторными двигателями и прочими возмущающими факторами. Для устранения таких проблем на квадрокоптеры ставят гиростабилизированные подвесы (гиростабилизаторы), рисунок 1. Они управляют положением платформы, к которой прикреплена камера, по двум или трем углам ориентации (курс, тангаж, крен). Когда летательный аппарат смещается или отклоняется на определенный угол, двигатели стабилизации отрабатывают это отклонение платформы и тем самым сохраняют неизменным положение камеры в инерциальном пространстве.



Рис.1. Квадрокоптер с гиростабилизатором камеры

2. Конструкция гиростабилизатора

Наиболее распространенной конструкцией гиростабилизатора, устанавливаемой на квадрокоптеры является система, изображенная на рисунке 2.

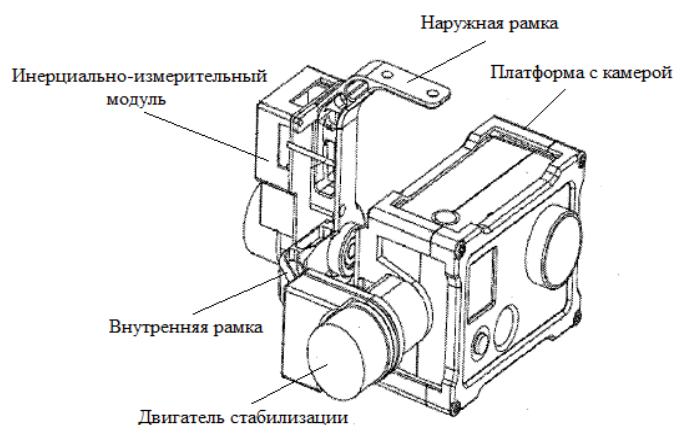


Рис. 2. Двухосный гиростабилизатор видеокамеры

Она состоит из наружной рамы, которая крепится непосредственно к летательному аппарату. На этой же раме располагается первый двигатель стабилизации, осуществляющий стабилизацию по углу крена. Внутренняя рама гиростабилизатора со вторым двигателем стабилизации крепится к ротору первого двигателя, а платформа с камерой непосредственно связана с ротором второго двигателя стабилизации и тем самым осуществляется стабилизация по углу тангажа. Инерциальный измерительный модуль, обязанностью которого является измерение угловых отклонений квадрокоптера, может быть прикреплен либо к наружной раме самого гиростабилизатора или может находиться непосредственно на корпусе летательного аппарата.

Гиростабилизатор, изображенный на рисунке 2, является несбалансированным. Это объясняется тем, что балансировка подобных приборов стабилизации производится обычно под конкретный объект (в данном случае это видеокамера), но для данных гиростабилизаторов камера покупается отдельно, и ее массогабаритные характеристики могут отличаться от других типов камер. Поэтому первоначальная выставка в плоскости горизонта осуществляется с помощью двигателей стабилизации, которые создают момент пропорциональный массе камеры и тем самым уравнивают ее. Благодаря такому решению гиростабилизированные подвесы такого типа являются универсальными для большинства современных миниатюрных камер.

3. Принцип работы гиросtabilизатора

Рассмотрим более подробно принцип работы двухосного подвеса камеры. Кинематическая схема такого гиросtabilизатора приведена на рисунке 3.

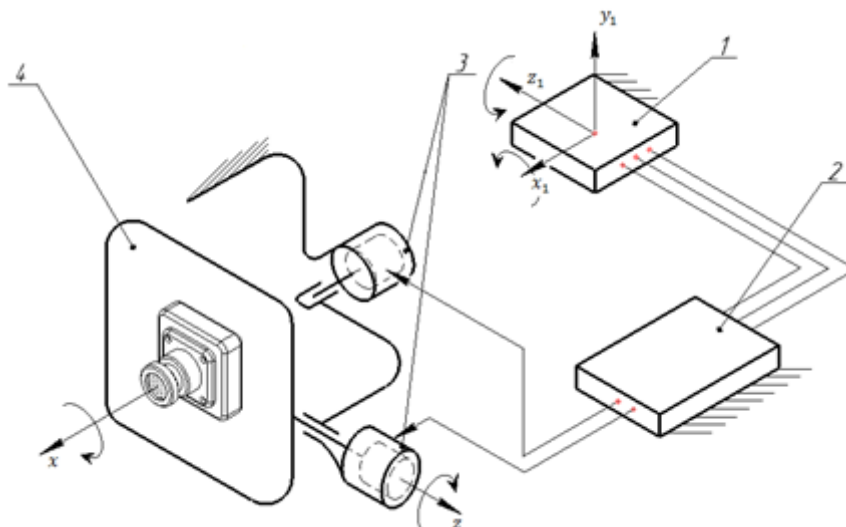


Рис.3. Кинематическая схема двухосного гиросtabilизатора

В качестве чувствительных элементов в гиросtabilизаторах такого типа применяются миниатюрные гироскопы, выполненные по технологии МЭМС. Микроэлектромеханические системы (МЭМС) – устройства, объединяющие в себе микроэлектронные и микромеханические компоненты. МЭМС-устройства обычно изготавливают на кремниевой подложке с помощью технологии микрообработки, аналогично технологии изготовления однокристалльных интегральных микросхем.

Принципом работы микромеханических гироскопов является преобразование энергии первичных колебаний инерционной массы на упругом подвесе в энергию вторичных колебаний, которые содержат информацию об измеряемой угловой скорости. Это преобразование осуществляется вследствие воздействия на инерционную массу сил инерции Кориолиса при вращении резонатора с переносной угловой скоростью, вектор которой перпендикулярен к вектору количества движения, соответственно для поступательных или вращательных первичных колебаний инерционной массы[2].

Что касается точностных характеристик микромеханических гироскопов (ММГ), на настоящий момент они не могут обеспечить точности навигационного класса и пока являются только перспективным направлением развития приборостроения в части гироскопических датчиков с уменьшенными массогабаритными и стоимостными показателями.

Повышение точности подобного класса гироскопических датчиков возможно при применении специальных программных алгоритмов и внешних корректирующих устройств. Поэтому, чтобы компенсировать дрейф нуля микромеханических гироскопов, в гиросtabilизаторах применяют также микромеханические акселерометры (ММА). Совместное использование ММГ и ММА, как независимых источников информации, называется комплексированием, целью которого является устранение недостатков каждого из микромеханических датчиков и повышение помехоустойчивости.

Микромеханические гироскопы и акселерометры реализуют на квадрокоптере гироскопическую и акселерометрическую систему ориентации.

Преимуществами акселерометрической системы ориентации является отсутствие тенденции к накоплению погрешности и избирательность к плоскости горизонта, однако недостатками является подверженность высокочастотному шуму и ускоренному перемещению.

Преимуществами гироскопической системы ориентации является возможность определять все три угла ориентации объекта без внешней информации. К недостаткам можно отнести накопление погрешностей и неизбирательность к плоскости горизонта[3].

При изменениях углового положения квадрокоптера в пространстве инерциально-измерительный модуль 1 выдает сигналы пропорциональные текущим угловым скоростям и ускорениям по осям $\mathbf{x}_1$ и $\mathbf{z}_1$ (см рис. 2). Эти сигналы поступают в вычислительное устройство 2, в котором реализуется алгоритм ориентации, и вычисляются углы тангажа и крена.

Вычисление углов по сигналам акселерометров производится следующим образом:

$$\gamma = -\arctg\left(\frac{a_x}{a_z}\right), \quad (1)$$

$$\vartheta = \arcsin(a_y), \quad (2)$$

где γ — угол крена, ϑ — угол тангажа, a_x, a_y, a_z — проекции ускорения на оси связанной системы координат.

Вычисление углов по сигналам микромеханических гироскопов:

$$\gamma = \gamma_0 + \dot{\gamma} \Delta t, \quad (3)$$

$$\vartheta = \vartheta_0 + \dot{\vartheta} \Delta t, \quad (4)$$

где γ — угол крена, ϑ — угол тангажа, γ_0, ϑ_0 — начальные углы выставки платформы с камерой, $\dot{\gamma}$ — угловая скорость крена, $\dot{\vartheta}$ — угловая скорость тангажа, Δt — шаг дискретизации.

Полученная информация об угловой ориентации квадрокоптера преобразуется в управляющее напряжение и поступает на двигатели стабилизации 3, которые разворачивают платформу с видеокамерой в противоположном направлении относительно вращающегося квадрокоптера. Таким образом, осуществляется косвенная стабилизация платформы 4 с камерой, которая остается в неизменном положении относительно инерциального пространства.

Как уже было сказано выше, для нивелирования недостатков микромеханических датчиков применяется их комплексирование. Самым простым способом является применение комплементарного фильтра, описываемого следующим соотношением:

$$\alpha = g_{yr} \cdot (1 - K) + acc \cdot K, \quad (5)$$

где α — отфильтрованный, результирующий угол наклона; g_{yr}, acc — значения угла наклона, полученные при помощи гироскопа и акселерометра; K — коэффициент комплементарного фильтра[4].

Выводы

Несмотря на огромное разнообразие гиросtabilизированных подвесов для камер, все они имеют схожую конструкцию, состоящую из наружной и внутренней рамки, выполненной из композитных материалов, и непосредственно самой платформы, которая является креплением для камеры. Простота конструкции и малая масса данного устройства нашли широкое применение в фото- и видеосъемке на квадрокоптерах.

Основными признаками хорошего гироскопического подвеса камеры являются: качественные и максимально точные для их класса микромеханические датчики, контроллер, реализующий алгоритм ориентации на квадрокоптере, двигатели стабилизации. Немаловажным является и материал, из которого изготавливается сам подвес. В настоящее время рамы гиросtabilизатора, выполненные из углеродного волокна или похожих композитных материалов, сочетают в себе высокую прочность и малую массу. Все эти условия позволят обеспечить качественную стабилизацию камеры на летательном аппарате.

Из-за низкой точности микромеханических гироскопов (5-17 °/ч) необходимо применять комплексирование датчиков, чтобы уменьшить дрейф нуля, и фильтрацию сигналов с датчиков. Однако малые массогабаритные параметры и дешевизна подобного типа датчиков делают их применение широкодоступными и предпочтительными в различных отраслях гражданской техники, где требуется стабилизация оптической техники и видеокамер.

Библиографический список

1. Гиростабилизированный подвес для камеры SJ4000 [Электронный ресурс], URL: <http://www.customelectronics.ru/chast-10-girostabilizirovanniy-podves-dlya-kameryi-sj4000/> (дата обращения 9.12.16).
2. Распопов В.Я. Микро-электромеханические приборы.—М.: Машиностроение, 2007.—400 с.
3. Матвеев В.В., Конин Д.В. и др. Системы ориентации на мобильных устройствах. Часть 1.— Учеб. пособие для вузов. Тула.: Изд-во ТулГУ, 2014. — 100 с.
4. Комплементарный фильтр [Электронный ресурс], URL: http://www.poprobot.ru/theory/complementary_filter (дата обращения 10.12.16).

УДК 004.934.2; ГРНТИ 34.55.21

КЛАССИФИКАЦИЯ ЗВУКОВЫХ СИГНАЛОВ С ПОМОЩЬЮ ПРИЗНАКОВ НА ОСНОВЕ НЕРВНЫХ ИМПУЛЬСОВ

И.Н. Жук

*Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники,
Республика Беларусь, Минск, ivan.nikolaevizh.zhuk@gmail.com*

Аннотация. В статье представлена модель извлечения признаков из звукового сигнала на основе модели внутреннего уха и импульсов аудиторного нерва. Также представлены результаты производительности модели на наборе данных ESC 10. Классификация звуков выполнялась с помощью различных конфигураций сверточных нейронных сетей. Максимальная производительность модели с метрикой “точность” составила 99% на обучающей выборке и 85% на тестовой.

Ключевые слова: извлечение признаков, нервные импульсы, классификация звуков, ESC 10

SOUND CLASSIFICATION BASED ON NEURAL SPIKES FEATURES

I. N. Zhuk

*Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics,
Belarus, Minsk, ivan.nikolaevizh.zhuk@gmail.com*

Abstract. This paper presents sound feature extraction method based on cochlea and auditory nerve models. Also classification accuracy results on ESC 10 dataset were presented. Experiments based on different architectures of convolutional neural networks and proposed feature extraction method. Best classification results with accuracy metric are 99% on train set and 85% on test set.

Keywords: sound feature extraction, neural spikes, sound classification, ESC 10

1. Введение

Наиболее эффективным методом работы со звуком в системах классификации и автоматического распознавания речи является использование различных признаков, выделяемых из звукового сигнала. Сложность задачи заключается в том, что нам неизвестно какие признаки наиболее информативные и репрезентативные. Так же не существует универсальных решений, поэтому в настоящее время в большинстве случаев используют несколько различных техник представления звукового сигнала [3, 4, 5].

Существуют системы, использующие необработанную, временную форму сигнала [2]. Однако наибольшей популярностью пользуются мел-кепстральные коэффициенты (MFCC), максимальная взаимная информация (ММИ), i-векторы и спектрограммы [3, 4, 5]. Эти техники достаточно сильно отличаются. MFCC подразумевает удаление значительной части входной звуковой информации, спектрограмма напротив представляет собой подробный частотно-временной план. Использование спектрограммы стало возможным благодаря значительным успехам в распознавании изображений и сверточным нейронным сетям (CNN) [5].

С другой стороны, значительные успехи присутствуют в областях физиологии и нейросимуляций [6, 7]. Большинство систем обработки и распознавания речи используют модели, которые только частично симулируют работу внутреннего уха. Наибольшей популярностью пользуются гамма-тоновые фильтры, моделирующие работу улитки. С помощью этих моделей строятся кохлеограммы и рассчитываются гамма-тоновые кепстральные коэффициенты (GFCC) [8]. Существует не так много исследований, посвященных системам, которые

используют в качестве входных данных непосредственно нервные импульсы [9]. Их можно интерпретировать по-разному: можно использовать как бинарный вектор [9], преобразовать в частоты или преобразовать в изображение.

В этой работе представлен метод построения признаков звукового сигнала на основе нервных импульсов. Нервные импульсы были получены с помощью модели нейрона «интегрировать-и-сработать» с утечками. Проведены модельные эксперименты на наборе данных ESC 10 [11], которые продемонстрировали точность классификации 85% на тестовой выборке тем самым подтвердив эффективность данного метода.

2. Модель извлечения признаков

В этой работе используется модель, которая кодирует входной звуковой сигнал в нервные импульсы. Построенная модель может обрабатывать звук в диапазоне частот от 20 Гц до 20 кГц, с соответственным количеством фильтров около 3000. Однако ввиду ограниченности частотного диапазона звуковых файлов и вычислительных ресурсов диапазон был сужен до 5.5 кГц, а количество фильтров до 200.

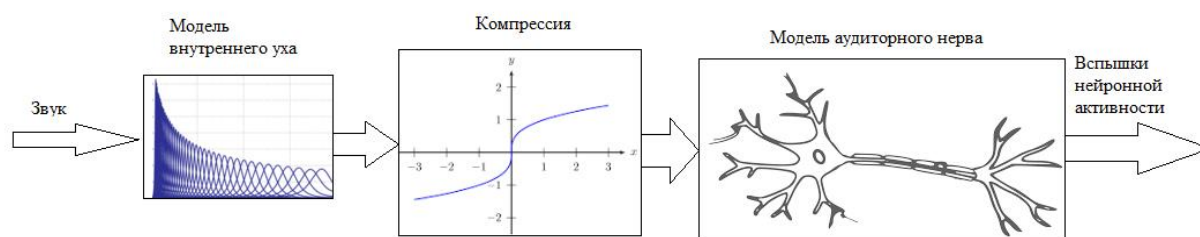


Рис. 1. Схематическое изображение модели

Здесь модели описываются в краткой форме, более подробное описание можно найти в [1, 7, 10]. Для извлечения признаков из звукового сигнала используются модели внутреннего уха (cochlea), волосковых клеток и аудиторного нерва. Внутреннее ухо и волосковые клетки моделируются с помощью банка Гамма-тоновых фильтров и однополупериодным выпрямлением с компрессией степенной функции корня 3-ей степени. Гамма-тоновый фильтр описывается следующим уравнением:

$$g(t) = a \cdot t^{n-1} \cdot e^{-2 \cdot \pi \cdot b \cdot t} \cos(2 \cdot \pi \cdot f \cdot t + \phi),$$

где f - центральная частота в Гц, ϕ - фаза в радианах, a - амплитуда, n - порядок фильтра, b - пропускная полоса фильтра в Гц и t - время в секундах.

Аудиторный нерв моделируется с помощью метода «интегрировать и сработать» с утечками, который определяется дифференциальным уравнением [10]:

$$\tau \frac{dV}{dt} = R \cdot I(t) - V(t) + k \cdot \xi(t),$$

где $I(t)$ - ток входа модели нейрона, $\xi(t)$ - физиологический белый шум, k - коэффициент шума, R - сопротивление мембраны, τ - постоянная времени мембраны, $V(t)$ - потенциал мембраны в момент времени t .

Помимо вышеописанных в модели присутствует ряд параметров, которые имеют место непосредственно в процессе симуляции.

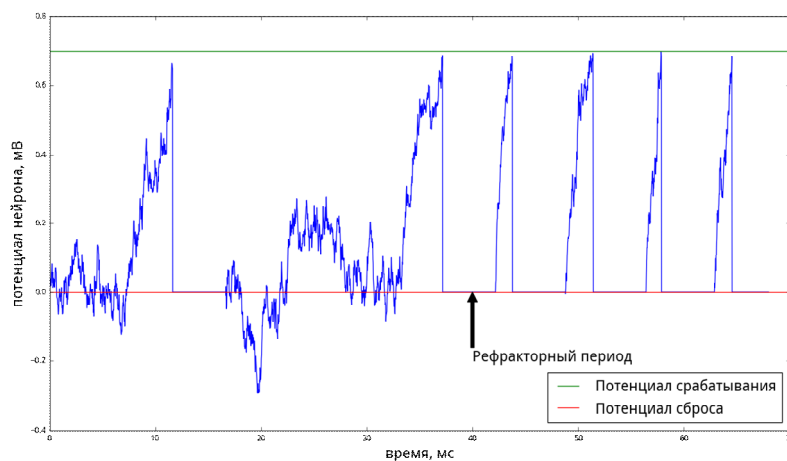


Рис. 2. Временная диаграмма работы нейрона

На рисунке 2 представлена работа одного нейрона, относящегося к низкочастотной области, которому на вход подали звуковой сигнал. Также представлены параметры: потенциал срабатывания нейрона, по достижению которого, нейрон испускает импульс и снижает потенциала до потенциала сброса. Параметр “рефракторный период” характеризует период после импульса в течении которого нейрон восстанавливает потенциал и $v(t)$ обычно равняется потенциалу сброса в конце периода или на всем промежутке, а механизм утечки начинает работу после этого периода. Диапазон параметров достаточно широк, однако руководствуясь известными биологическими параметрами были выбраны следующие значения: потенциал срабатывания 0.7 мВ, потенциал сброса 0 В, рефракторный период 5 мс, постоянная времени мембраны τ 2 мс. Эти параметры являются оптимальными для данной модели с точки зрения сохранения информативности и избавления от ненужного шума. Помимо этого эти параметры близки к естественным биологическим, что означает что эта временная диаграмма нервных импульсов достаточно точно (хотя и не полностью) моделирует сигналы слухового нерва.

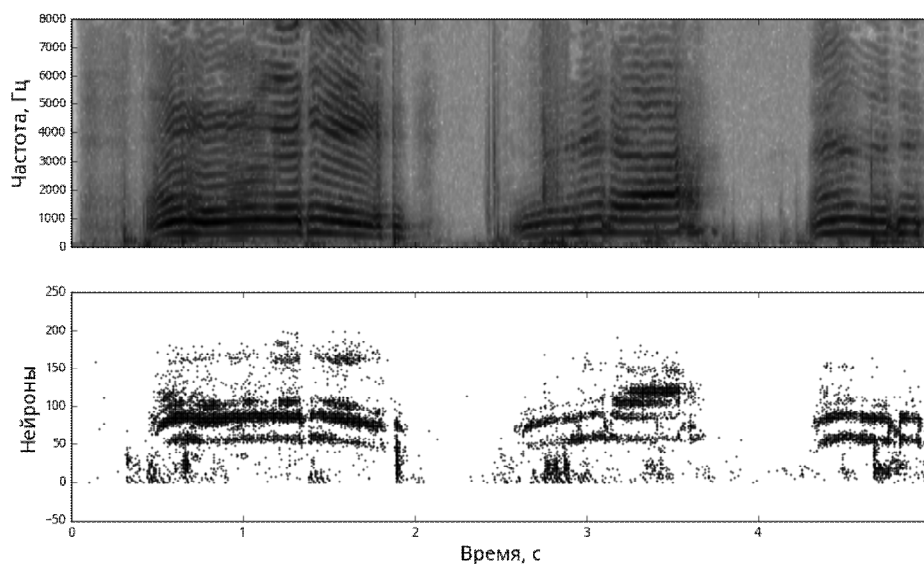


Рис. 3. Спектрограмма и временная диаграмма нервных импульсов

На рисунке 3 представлены спектрограмма и временная диаграмма нервных импульсов для одного звукового файла содержащего плач ребенка из набора данных ESC 10 [11]. Частотный и временной диапазон на обоих изображениях одинаковый. Временная составляющая хорошо различима и отчетливо видны периоды с энергией и периоды без энергии. На спектрограмме частотный диапазон распределен равномерно. Однако частотное разрешение нервных импульсов сильно сдвинуто к низким частотам, что вполне ожидаемо, т.к. это

особенность внутреннего уха и соответственно его модели. Эта особенность весьма полезна в обработке речи.

3. Экспериментальные результаты

В качестве основы для экспериментов был выбран набор данных ESC 10 для классификации звуков окружающей среды. Он включает в себя 10 классов, в каждом из которых 40 записей. В классы входят: собачий лай, шум дождя, морские волны, плач ребенка, тиканье часов, чихание, вертолет, бензопила, кукареканье петуха, потрескивание углей в огне. Все записи примерно одинаковой длительности 4-7, у большинства записей длина 5с.

Признаки представляют из себя матрицу размера 500x200. Временно разрешение составляет 10мс. Файлы длительностью более 5 секунд обрезались после 5 секунд. Файлы длительностью до 5 секунд дополнялись нулевыми столбцами. В итоге получилось 400 матриц размера 500x200, где каждый член матрицы принимает значения либо 0 (импульса нет), либо 1 (импульс есть).

Архитектура нейронной сети содержит в себе 2 блока 2D сверточной сети, функции активации “ReLU”, слои MaxPool, Dropout и полносвязные слои. Обучение происходит с функцией ошибки категориальная кросс-энтропия. Оптимизация весовых коэффициентов выполняется методом adadelta. Используемая метрика оценки производительности - точность. Детальное описание архитектуры представлено в таблице 1.

Таблица 1 - Архитектура нейронной сети

Номер слоя	Тип слоя	Детали конфигурации
1	2D свертка	Количество фильтров 32, размер ядра 5x5, шаг 2, функция активации “ReLU”
2	2D свертка	Количество фильтров 32, размер ядра 5x5, шаг 2, функция активации “ReLU”
3	MaxPool 2D	Размер области 2x2
4	Dropout	Часть для выброса 0.25
5	Полносвязный слой	Размер 256 нейронов, функция активации “ReLU”
6	Dropout	Часть для выброса 0.5
7	Полносвязный слой	Размер по количеству классов (10), функция активации “softmax”

В сравнении участвовали модель из оригинальной статьи (случайный лес) [11], многослойный персептрон с мел-кепстральными коэффициентами [12], представленная модель с использованием нервных импульсов и сверточных нейронных сетей и измеренная производительность у людей [11]. Результаты экспериментов приведены в таблице 2.

Таблица 2 - Результаты экспериментов

Модель	Точность классификации на наборе данных ESC 10, тестовая выборка
Модель оригинальной статьи [11]	73.50%
Многослойный персептрон с MFCC [12]	74.5%
Модель представленная в статье	85%
Производительность у человека [11]	95%

Выводы

Благодаря нелинейному частотному разрешению и бинарному представлению нервных импульсов, рассмотренный метод построения признаков подтвердил свою эффективность в классификации звуков. Даже несмотря на ограниченность аппроксимации модели внутреннего уха и аудиторного нерва. Рассмотренные признаки имеют значительный потенциал применения в системах распознавания речи и классификации звуков.

Библиографический список

1. Fontaine B, Goodman DFM, Benichoux V and Brette R, Brian hears: online auditory processing using vectorization over channels, *Front. Neuroinform.* 5:9. doi: 10.3389/fninf.2011.00009. 2011.
2. Dimitri Palaz, Mathew Magimai.-Doss, Ronan Collobert, Convolutional Neural Networks-based Continuous Speech Recognition using Raw Speech Signal, *Idiap-RR-18-2014*.
3. Povey, D., Peddinti, V., Galvez, D., Ghahremani, P., Manohar, V., Na, X., Wang, Y., Khudanpur, S., Purely Sequence-Trained Neural Networks for ASR Based on Lattice-Free MMI. *Proc. Interspeech 2016*, 2751-2755.
4. G. Saon, H. Soltau, D. Nahamoo, and M. Picheny, Speaker adaptation of neural network acoustic models using i-vectors, in *ASRU*, pp. 55–59, 2013.
5. Amodei, Dario et al., Deep Speech 2: End-to-End Speech Recognition in English and Mandarin, *CoRR*, abs/1512.02595 (2016): n. pag.
6. Goodman DFM and Brette R., The Brian simulator. *Front Neurosci*, doi: 10.3389/neuro.01.026.2009
7. Stimberg M, Goodman DFM, Benichoux V, Brette R., Equation-oriented specification of neural models for simulations. *Frontiers Neuroinf*, doi: 10.3389/fninf.2014.00006. 2014.
8. Y. Shao, Z. Jin, D. Wang and S. Srinivasan, An auditory-based feature for robust speech recognition, in *Acoustics, Speech and Signal Processing*, 2009, ICASSP 2009, IEEE International Conference on 2009 Apr 19, pp. 4625 – 4628.
9. M. H. Holmberg, D. Gelbart, U. Ramacher, W. Hemmert, Automatic Speech Recognition with Neural Spike Trains, *IEEE Interspeech 2005*, Lisbon, Portugal, September 4-8, 2006.
10. Gerstner, W. & Kistler, W., *Spiking Neuron Models: Single Neurons, Populations, Plasticity*. Cambridge University Press. 2002.
11. K. J. Piczak, ESC Dataset for Environmental Sound Classification. In *Proceedings of the 23rd ACM international conference on Multimedia*, pp. 1015-1018, ACM, 2015.
12. Angelos Pillos, Khalid Alghamidi, Noura Alzamel, Veselin Pavlov, Swetha Machanavajhala, A real-time environmental sound recognition system for the android OS, *Detection and Classification of Acoustic Scenes and Events*, 2016.

УДК 004.855.5; ГРНТИ 28.23.20

ПРИМЕНЕНИЕ ЭВОЛЮЦИОННОГО АЛГОРИТМА В ЗАДАЧЕ НАСТРОЙКИ ПАРАМЕТРОВ БИНАРНОГО КЛАССИФИКАТОРА

М.М. Егин

*Рязанский государственный радиотехнический университет,
Российская Федерация, Рязань, eginmm@gmail.com*

Аннотация. В данной работе описаны аспекты применения эволюционного алгоритма косяка рыб при настройке параметров SVM-классификатора.

Ключевые слова: эволюционный алгоритм, алгоритм косяка рыб, классификация, SVM-алгоритм

IMPLEMENTATION OF EVOLUTIONARY ALGORITHM FOR OPTIMIZING PARAMETERS OF BINARY CLASSIFIER

М.М. Egin

*Ryazan State Radio Engineering University,
Russian Federation, Ryazan, eginmm@gmail.com*

Abstract. This paper deals with the implementation of evolutionary algorithm, fish school search, in aim of optimizing SVM-classifier parameters.

Keywords: evolution algorithm, fish school search, classification, SVM-algorithm

1. Введение

Алгоритмы машинного обучения используются в различных областях жизни человека: поисковые системы для предоставления наиболее подходящих результатов поиска, антиспам для фильтрации сообщений электронной почты, анализ кредитного риска, идентификация образов и т.д.

В докладе рассматривается один из способов машинного обучения – обучение с учителем и аспекты использования эволюционного алгоритма для настройки его параметров. Обучение с учителем предполагает наличие вектора характеристик объекта и значения его принадлежности к некоторому классу, на основе этих данных происходит создание некото-

рой зависимости, которая может быть использована для новых данных, принадлежность к классам для которых неизвестна.

2. SVM-классификатор

SVM-алгоритм – один из алгоритмов «обучения с учителем», позволяющий решать задачи бинарной классификации с помощью разделения множеств классов гиперплоскостью [1 – 3]. По обеим сторонам на максимальном расстоянии от разделяющей гиперплоскости строятся две параллельные гиперплоскости (границы классов), расстояние между которыми максимально возможное.

Опорные векторы – это векторы характеристик объектов, находящиеся на ближайшем расстоянии к параллельным гиперплоскостям. В зависимости от расположения некоторого объекта, описываемого вектором характеристик, относительно гиперплоскости можно отнести этот объект к одному из классов. Таким образом, SVM-алгоритм осуществляет поиск оптимальной разделяющей гиперплоскости для обеспечения большей точности классификации.

В результате обучения SVM-классификатора определяется разделяющая гиперплоскость, которая может быть задана уравнением $\langle w, z \rangle + b = 0$, где w – вектор перпендикуляр к разделяющей гиперплоскости; b – параметр, соответствующий кратчайшему расстоянию от начала координат до гиперплоскости; $\langle w, z \rangle$ – скалярное произведение векторов w и z . Условие $-1 < \langle w, z \rangle + b < 1$ задает полосу, которая разделяет классы. Чем шире эта полоса, тем увереннее можно классифицировать объекты.

В докладе рассматривается линейная неразделимость классов – случай, когда для использования SVM-алгоритма необходимо вводить функции ядра, позволяющие в пространстве более высокой размерности реализовать линейную разделимость классов.

Классификация некоторого объекта z может быть выполнена с использованием следующего правила [1, 4, 5]:

$$F(z) = \text{sign} \left(\sum_{i=1}^S \lambda_i y_i \kappa(z_i, z) + b \right),$$

где λ_i – двойственная переменная функции Лагранжа; z_i – объект из обучающей выборки; $y_i \in Y = \{-1; +1\}$ – число, характеризующее классовую принадлежность объекта z_i из обучающей выборки; $\kappa(z_i, z)$ – функция ядра; C – параметр регуляризации ($C > 0$); S – количество объектов в обучающей выборке; $i = \overline{1, S}$.

Так как показатели качества разработанного SVM-классификатора являются многоэкстремальными функциями, считается, что эффективнее вместо классических оптимизационных алгоритмов использовать стохастические эволюционные алгоритмы оптимизации [6 – 8].

В докладе для поиска оптимальных параметров классификатора рассматривается алгоритм косяка рыб [9], модифицированные версии которого успешно выполняют задачи как одноцелевой, так и многоцелевой оптимизации.

3. Алгоритм косяка рыб

Алгоритм косяка рыб является эволюционным алгоритмом, основанным на поведении рыб в живой природе. Алгоритм предложен в 2008 году, его авторами являются Бастос Фило и Лима Нето [9].

По аналогии с реальным косяком рыб, которые плавают в аквариуме в поиске пищи, агенты в алгоритме ищут в некоторой области поиска лучшее решение, основным критерием их успеха является вес.

Алгоритм косяка рыб, как и большинство эволюционных алгоритмов, определяется следующими шагами.

1. Инициализация популяции: случайное распределение агентов в области поиска.
2. Миграция агентов: изменение положения агентов в области поиска и приближение к искомому решению с помощью набора операторов.

3. Завершение поиска и выбор лучшего решения.

Операторы, ответственные за перемещение агентов (рыб) можно разделить на 2 группы: операторы кормления (изменение веса каждого из агентов на основе успешности исследования им области поиска) и операторы плавания (производит изменение положения агентов в соответствии с их весом).

4. Программная реализация

Реализация алгоритма косяка рыб, приспособленного для оптимизации параметров SVM-классификатора, выполнена на языке программирования Matlab, так как средства языка предоставляют встроенные функции для создания модели SVM-классификатора.

1. Стандартные функции для работы с SVM-классификатором в языке программирования Matlab

Начиная с версии Matlab R2014a стала доступна функция *fitcsvm*, обучающая классификатор по прецедентам для последующего использования с наборами объектов, класс которых неизвестен.

Параметры функции позволяют настроить различные свойства разрабатываемой модели: название классов, требуемые значения показателей качества, принцип разделения данных на обучающие и тестовые выборки, функция ядра и т.д.

Пользователь также может воспользоваться одним из алгоритмов (Sequential Minimal Optimization, Iterative Single Data Algorithm, L1 soft-margin minimization by quadratic programming), подбирающим оптимальную функцию ядра и ее параметры.

В разработанной программе функция *fitcsvm* использовалась для создания модели SVM-классификатора, показатели качества которого оптимизировались алгоритмом косяка рыб.

В Matlab R2014a также доступны функции, реализующие процедуру кросс-валидации *crossval*, классификации новых данных *predict* и др.

2. Применение алгоритма косяка рыб для настройки параметров SVM-классификатора

Основным вопросом при использовании алгоритма косяка рыб в условиях задачи является определение «лучшего агента» (классификатора), к которому будет стремиться весь косяк.

При оптимизации параметров SVM-классификатора лучшим классификатором считался тот, у которого наиболее приемлемые значения показателей качества классификации и наименьшее число опорных векторов.

В зависимости от настроек можно «отдать предпочтение» отдельному показателю качества, так как для различных задач один показатель может быть важнее другого. Так, в частности, могут быть использованы такие показатели качества, как показатель общей точности классификации, показатель специфичности, показатель чувствительности, показатель F -меры, показатель AUC , рассчитанный по тестовой выборке, и др.

В результате работы программы сохраняется некоторая модель SVM-классификатора, обладающая наилучшими значениями показателей качества. Данная модель доступна для выполнения дальнейшей классификации новых наборов данных.

Выводы

В ходе экспериментальных исследований была доказана целесообразность использования алгоритма косяка рыб для решения задачи настройки параметров бинарного классификатора. При этом удастся, во-первых, повысить качество классификационных решений, отказавшись от использования значений параметров бинарного классификатора, заданных по умолчанию, и, во-вторых, отказаться от применения ресурсозатратного переборного алгоритма – классического алгоритма поиска по сетке – для поиска оптимальных значений параметров бинарного классификатора.

Целью дальнейших исследований является рассмотрение вопросов многоцелевой оптимизации с применением алгоритма косяка рыб, при этом планируется использовать прин-

ципы Парето-доминирования при определении оптимального варианта SVM-классификатора.

Кроме того, будут проанализированы подходы к проблеме несбалансированности наборов данных, используемых при разработке классификаторов, и предложены оригинальные авторские решения, которые позволят повысить качество разрабатываемых классификаторов и, соответственно, качество принимаемых классификационных решений.

Библиографический список

1. Vapnik V. Statistical Learning Theory. New York: John Wiley & Sons. 1998. 732 p.
2. Yu L., Wang Sh., Lai K.K., Zhou L.. Bio-Inspired Credit Risk Analysis. Computational Intelligence with Support Vector Machines. Springer-Verlag Berlin Heidelberg, 2008. 244 p.
3. Воронцов К.В. Математические методы обучения по прецедентам (теория обучения машин). 141 с. [Электронный ресурс]. URL: www.MachineLearning.ru (дата обращения: 27.12.2016).
4. Демидова Л.А., Соколова Ю.С. Аспекты применения алгоритма роя частиц в задаче разработки SVM-классификатора // Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета. 2015. № 53. С. 84-92.
5. Demidova L., Nikulchev E., Sokolova Yu. The SVM Classifier Based on the Modified Particle Swarm Optimization // International Journal of Advanced Computer Science and Applications (IJACSA). 2016. Vol. 7. No. 2. P. 16-24.
6. Карпенко А.П. Современные алгоритмы поисковой оптимизации. Алгоритмы, вдохновленные природой. М.: Изд-во МГТУ им. Н. Э. Баумана, 2014.
7. Demidova L., Sokolova Yu. Development of the SVM Classifier Ensemble for the Classification Accuracy Increase // 6th Seminar on Industrial Control Systems: Analysis, Modeling and Computation (ITM Web of Conferences). 2016. Vol. 6.
8. Демидова Л.А., Соколова Ю.С. Использование SVM-алгоритма для уточнения решения задачи классификации объектов с применением алгоритмов кластеризации // Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета. 2015. № 1 (51). С. 103-113.
9. Bastos Filho, C., Lima Neto, F., Lins, A., Nascimento, A.I.S., Lima, M.: A novel search algorithm based on fish school behavior. In: IEEE International Conference on Systems, Man and Cybernetics, SMC 2008, pp. 2646–2651

УДК 004.6

МЕТОДЫ РАБОТЫ С РЕЛЯЦИОННЫМИ БАЗАМИ ДАННЫХ В МНОГОПОТОЧНОМ РЕЖИМЕ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ

Е.И. Маркин, К.М. Рябова, А.А. Воронцов

*Пензенский государственный технологический университет,
Пензенская область, г. Пенза, evgeniymarkin1@gmail.com*

Аннотация. В данной статье рассматривается проблема при работе с реляционной БД при многопоточной работе с ней и приводятся способы решения данной проблемы.

Ключевые слова: СУБД, PostgreSQL, многопоточная разработка.

METHODS OF WORKING WITH RELATIONAL DATABASES IN MULTI- THREADED MODE USE

E.I. Markin, K.M. Ryabova, A.A. Vorontsov

*Penza State Technological University,
Penza region, Penza, evgeniymarkin1@gmail.com*

Abstract. This article deals with the problem when working with multi-threaded relational database when you work with it and provides ways of solving this problem.

Keywords: Database, PostgreSQL, multithreaded development.

В процессе разработки любой системы перед разработчиком встает вопрос, касаемый оптимизации скорости работы системы [1-13]. Если в системе используется база данных (БД), то одним из вариантов оптимизации является частичный перенос бизнес логики по работе с БД на хранимые процедуры. Хранимые процедуры представляют собой объекты БД, состоящие из набора SQL команд, которые хранятся и выполняются на сервере БД. Данный способ позволяет увеличить производительность системы за счет того, что в процессе работы не осуществляются лишние подключения к БД и транзакции. Основными минусами этого варианта оптимизации является размытие бизнес-логики и возникновение сбоев при многопоточном режиме работы системы.

Разрабатываемая онлайн система для аптечной сети, была основана на клиент-серверной архитектуре, реляционная схема БД, представлена на рисунке 1. Серверное приложение написано на языке Python 3 с использованием framework Tornado, СУБД PostgreSQL, клиентское приложение на основе HTML5, CSS3, jQuery. Получение количества лекарств, поставляемые поставщиком, было реализовано в виде хранимой процедуры.

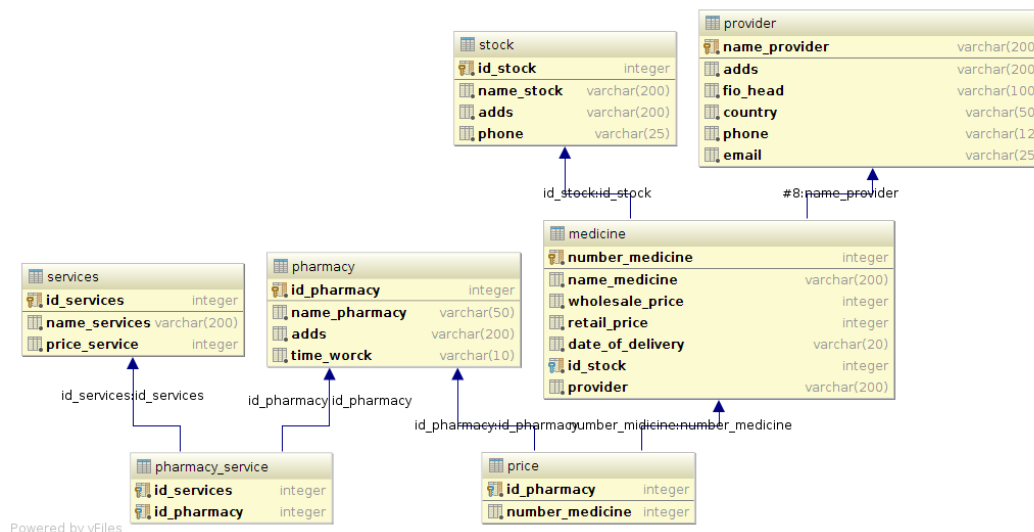


Рис. 1. Реляционная схема данных «Аптека» (СУБД PostgreSQL)

```
BEGIN;
DECLARE @countMed AS int, @idProvider AS int;
EXECUTE(@idProvider) ;
SELECT @countMed = COUNT(*) FROM medicine WHERE provider = @idProvider;
COMMIT;
```

Процедура, представленная выше, в качестве входного параметра принимает номер поставщика и возвращает количество лекарств из БД. При использовании этой процедуры небольшим количеством пользователей, СУБД возвращает точное количество лекарств, а при параллельном подключении более 700 запросов, возникают разрывы подключений и потеря данных.

Существует множество способов решения данной проблемы, рассмотрим наиболее распространенные. Одним из способов решения является использование блокировок доступа к таблицам. Этот способ позволяет каждому потоку захватывать необходимые таблицы на протяжении всего процесса, таким образом исключается вероятность возникновения перегрузки системы. Но основным недостатком данного метода является отказ от многопоточного обслуживания, и как следствие появление очереди, что ведет за собой временные задержки выполнения операций.

```
BEGIN;
DECLARE @countMed AS int, @idProvider AS int;
EXECUTE(@idProvider) ;
SELECT @countMed = COUNT(*) FROM medicine WHERE provider = @idProvider)
FOR SHARE;
COMMIT;
```

Также можно использовать уровни изоляции транзакций. В стандарте SQL есть четыре уровня изоляции Read uncommitted, Read committed, Repeatable read, Serializable, но разные СУБД имеют разные наборы реализаций изоляции. В PostgreSQL реализованы только два вида изоляции Read committed и Serializable. Поэтому из перечисленных лучше использовать Serializable, т.к. транзакция после успешного выполнения отправит ответ обратно в код, а в случае неудачи транзакция будет выполняться по новой, пока не будет успешно вы-

полнена. Минусом этого метода является то, что при большом количестве данных есть вероятность накопления таких транзакций - это ведет к увеличению используемых ресурсов.

```
BEGIN ISOLATION LEVEL SERIALIZABLE;  
DECLARE @countMed AS int, @idProvider AS int;  
EXECUTE(@idProvider) ;  
SELECT @countMed = COUNT(*) FROM medicine WHERE provider = @idProvider);  
COMMIT;
```

Таким образом, если перед разработчиком стоит проблема нехватки ресурсов системы из-за большого количества потоков, можно воспользоваться одним из приведенных в статье методов решения этой проблемы.

Библиографический список

1. PostgreSQL Developer's Guide / Ibrar Ahmed, Asif Fayyaz, Amjad Shahzad. — 2015. - 270с.
2. Маркин Е.И., Рябова К.М., Артюшина Е.А. Разработка web-приложения с использованием архитектуры «клиент-сервер» // Международный студенческий научный вестник. 2016. №3-1. С. 84-86.
3. Маркин Е.И., Рябова К.М., Артюшина Е.А. Использование облачных технологий при изучении СУБД MS SQL Server // Современные методы и средства обработки пространственно-временных сигналов. 2016. С. 89-94.
4. Маркин Е.И., Рябова К.М., Воронцов А.А. Межплатформенная технология мобильной разработки React Native // Новая наука: проблемы и перспективы. 2017. №1-2. С. 149-151.
5. Калягин И.Н., Воронцов А.А. Динамика развития облачных технологий. Сборник научных трудов МНПК «Информационные технологии в экономических и технических задачах» Пенза: ПензГТУ. 2016. С. 236-239.
6. Воронцов А.А. Исследование изменения быстродействия при удаленном подключении по сети интернет к рабочему столу виртуальной машины частного облака ПензГТУ. XXI век: итоги прошлого и проблемы настоящего плюс. Пенза: ПензГТУ. - 2016. № 3 (31). С. 173-178.
7. Воронцов А.А. Частное облако ПензГТУ как средство повышения быстродействия компьютеров в сетях. Научно-исследовательские публикации. Воронеж: ООО "Вэлборн". - 2016. № 2 (34). С. 6-17.
8. Воронцов А.А. Исследование изменения быстродействия компьютеров в сети при работе с виртуальными машинами частного облака ПензГТУ. Сб. ст. XIV Всероссийской НТК «Современные методы и средства обработки пространственно-временных сигналов». Под редакцией И.И. Сальникова. Пенза: АНМО «Приволжский Дом знаний». - 2016. С. 84-88.
9. Борисов С.А. Частное облако как средство повышения быстродействия компьютеров в компьютерных сетях ПензГТУ. / Борисов С.А., Ячменихина О.А., Воронцов А.А. // Сб. ст. V МНПК «Прорывные научные исследования». Пенза: "Наука и Просвещение". - 2016. С. 41-44.
10. Борисова А.А. Перспективы развития облачных технологий в локальных компьютерных сетях. / А.А. Борисова, Н.В. Кожевникова, А.А. Воронцов // сб. ст. V МНПК «Прорывные научные исследования». Пенза: "Наука и Просвещение". - 2016. С. 45-48.
11. Калягин И.Н. Перспективы развития облачных технологий / И.Н. Калягин, А.А. Воронцов // Информационные технологии. Радиоэлектроника. Телекоммуникации. Толяти: Поволжский государственный университет сервиса. 2016. № 6-1. С. 292-298.
12. Калягин И.Н. Использование облачных технологий для бизнеса. / И.Н. Калягин, А.А. Воронцов // Международный студенческий научный вестник. Пенза: ООО "Информационно-технический отдел Академии Естествознания". - 2016. № 3-1. С. 79-80.
13. Воронцов А.А. Исследование изменения загрузки процессора и оперативной памяти при подключении по сети интернет к рабочему столу виртуальной машины частного облака ПензГТУ / А.А. Воронцов, С.А. Борисов, Н.В. Кожевникова, А.Н. Пименов // Современные научные исследования и разработки. М: НЦ "Олимп". - 2016. № 6 (6). С. 198-203.

СОДЕРЖАНИЕ

СЕКЦИЯ: «РАДИОТЕХНИЧЕСКИЕ СИСТЕМЫ И УСТРОЙСТВА».....	3
Kazakov Vladimir, Francisco Mendoza Sanchez Sampling – reconstruction procedures of a realization of Gaussian processes with a rectangular spectrum.....	3
Клочко В.К., Гудков С.М. Метод повышения разрешающей способности радиотеплового изображения.....	7
Гудков С.М. Сканирующий радиометр миллиметрового диапазона с двумя антеннами.....	12
Орехов Д.О. Анализ эффективности доплеровской фильтрации радиолокационного сигнала на фоне пассивной помехи.....	15
Паршин В.С., Шумилов П.А. Распознавание случайных сигналов с многомодальным законом распределения.....	19
Потапов А.А. О принципах построения и фрактально-скейлинговых методах обработки информации для систем обнаружения и определения координат объектов при одиночном БПЛА и их групповом взаимодействии в условиях интенсивных помех	23
Козин И.Д., Федулina И.Н. Поле радиоволны в ближней зоне 28	
Козин И.Д., Федулina И.Н., Голубева Т.В. Реализация широкодиапазонного измерителя поля радиоизлучений.....	30
Немова А.С. Модели беспроводных каналов связи.....	33
Тарасов А.С. Влияние паразитной амплитудной модуляции на параметры взаимнокорреляционной функции ЛЧМ сигнала.....	36
Стреляев П.В. Моделирование системы защиты разборчивости речи в условия действия помех и искажений	40
Стройкова Т. Разработка и исследование характеристик дискретного фазовращателя для управления диаграммой направленности ФАР	44
Шабалкин А.П., Писарев Д.А. Реализация алгоритма фильтрации в бортовой аппаратуре автоматического слежения за летательными аппаратами	50
Силкин А.В., Милохов Д.В., Михалев В.В. Потенциальная точность определения траекторных параметров движущегося источника радиоизлучения в пассивной многопозиционной радиосистеме	54
Хромов С.В. Исследование помехоустойчивости информационно- управляющего канала системы дистанционного управления.....	57
Шумихин С.С. Антенные посты судовой спутниковой связи	62
Колесников С.В., Паршин Ю.Н., Грачев М.В. Анализ углового спектра мощности интермодулирующих и интермодуляционных помех в антенной решетке на основе цифрового трансивера USRP X300.....	64
Васильченко В.В., Комиссарова Н.Д., Костров В.В., Ракитин А.В. Бортовая аппаратура обработки сигналов перспективной радиолокационной станции с синтезированием апертуры космического базирования	68
Илларионова Т.С., Костров В.В., Овчинников Р.В. Оценивание параметров сигналов на базе теории распознавания образов	73
СЕКЦИЯ «ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫЕ СИСТЕМЫ И УСТРОЙСТВА».....	78
Меркутов А.С. Моделирование беспроводных систем передачи информации с низким энергопотреблением в условиях замираний	78
Балдин А. Резервный программно-временной блок (РПВБ)	82
Балашова Н.Ю. Обнаружение патологий голосового тракта с использованием представления Хургина-Яковлева	87
Ломов И. Проектирование и модернизация системы кабельного телевидения	89

Газизов Русл. Р. Исследование локализации максимумов сверхкоротких импульсов в витке меандровой линии при изменении ее параметров	93
Самойлов А., Самойлов С. Эффективность адаптивных цепей согласования генераторов с нагрузкой	98
Куракова Т.П., Самойлов А.Г. О моделировании каналов связи поколения 5G	102
Егоров А.В., Нуйкина А.Е. Оценка уровня интермодуляционных помех систем связи	106
Лукьянов Д.И., Даль А.А. Определение параметров для выделения слитной речи из смешанного акустического сигнала	110
Панарина А.А. Помехоустойчивый кодек речи на основе алгоритма SPEEX	113
Васильев В.В. Проектирование системы удалённого управления и мониторинга необслуживаемых объектов	116
Новиков В. Генератор временных меток резервного программно-временного устройства	120
Беликов В.А. Методы первичного кодирования речевых сигналов на основе алгоритма CELP	125
Филипенко О. Устройство обработки радиолокационной информации	127
Самойлов С.А., Даниленко А.М., Конюх Е.С. Кодек с исправлением ошибок для комплексов телеуправления и телеметрии	130
Самойлов С.А., Колесников Н.А. Адаптивное согласование мощных радиопередающих устройств	133
Васильев И. Анализ системы радиосвязи Земля-Луна при полёте «Аполлона-11»	138
Калыгин Г.О., Калыгина Л.А. Аппаратная реализация арифметики в поле Галуа	143
Кириллов С.Н., Косткин И.В., Михайлов А.С. Разработка алгоритма улучшения качества изображений, сжатых методом JPEG	146
Чекренёва А.С. Методы оценки качества речевых сигналов в сложных акустических условиях.....	150
Павкина Е.А. Разработка компьютерной модели системы связи с технологией OFDM	153
Гомозков В.Ю. Переход на технологию Ethernet в целях модернизации сети и использование в ней технологии доступа в интернет IPOE	157
Сурков С.И. Методы повышения достоверности при передаче данных	160
Егоров А.В., Благонадеждин В.В., Звездочкин А.В. Обзор методов повышения помехозащищенности приема сигналов в телекоммуникационных системах.....	163
Кручок Д.Н. Эффект бинауральной демаскировки для идентификации диктора в акустических шумах	165
Крылов Р.Д. Проектирование узла мультисервисного доступа включение его в ТФОП с применением технологии SoftSwitch	168
Шустиков О.Е., Еремеев Е.В. Унифицированная процедура интеграция цифровой АТС на сети связи общего пользования	171
Кириллов С.Н., Сазонова Е.С. Реализация адаптивного квантователя на базе рекуррентных искусственных нейронных сетей	173
Гаврилов А., Попков Е. Моделирование технологии передачи данных с разнесенным приемом по методу MRC.....	178
Дмитриев В.Т., Суздальцев А.Д. Варианты построения сетей ip-телефонии при передаче речевых сигналов на основе представления Хургина-Яковлева	182
Дряхлов А., Мирохин Е., Терехов К., Волков И., Лихобабин Е. Параллельная реализация алгоритма сумма-произведения	185
Сланов А.К. Влияние электромагнитного излучения мобильной связи на человека.....	189

СЕКЦИЯ «ЦИФРОВЫЕ ИНФОРМАЦИОННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ РЕАЛЬНОГО ВРЕМЕНИ»	193
Шатилов Е.В., Бакке А.В. Анализ стратегий оценки характеристик радиоканала при приеме OFDM сигналов по многолучевым каналам связи	193
Субботин И.В. Реализация формирователя субполосного OFDM-символа	197
Лазарев А.В. Исследование принципов аппаратной реализации LDPC декодера на базе ПЛИС.....	201
Иванько А.Ф., Фахрутдинова Д.А. Облачные сервисы. Модель обслуживания GAAS	206
Паскаль Е.С., Полянских П.А. Терминал на основе ПЛИС.....	210
Минаков В.А. Применение многопроцессорных систем в задачах цифровой обработки сигналов	213
Кудряшова А.А. Моделирование ММО канала связи на основе геометрической эллиптической модели рассеивания	218
Большов Д., Овинников А. Быстрая разработка Verilog/VHDL кода на ПЛИС с использованием инструментов MATLAB	222
Полянских П.А., Паскаль Е.С. Модельные исследования LDPC кодеков с мягким решением.....	224
СЕКЦИЯ «ЭВМ И СИСТЕМЫ»	229
Беляева К.А., Колчаев Д.А., Логинов А.А. Методы для сравнения алгоритмов совмещения изображений	229
Гургуров С., Никифоров М.Б. Моделирование системы управления тепловозом.....	233
Устюков Д.И., Ефимов А.И., Новиков А.И. Исследование линейных фильтров подавления белого шума на изображениях	237
Саблина В.А. Применение технологии одновременной локализации и картографирования для различных систем сенсоров: обзор	241
Бухтеев Д.М., Никифоров М.Б. Анализ программных средств диагностики персонального компьютера	245
Костров Б.В., Бастрычкин А.С. Методическая ошибка протокола передачи изображения	250
Ефимов А.И., Устюков Д.И. Алгоритм получения контурного описания в задачах совме- щения изображений	253
Карасева Е.А. Цифровой адаптер для подключения пэвм к каналу SPACEWIRE	257
Мартышкин А.И. Конвертер для подключения специальной аппаратуры к ПЭВМ через стык С1-И с использованием интерфейса USB	260
СЕКЦИЯ «СОВРЕМЕННЫЕ МЕТОДЫ ОБРАБОТКИ ДАННЫХ»	264
Сизова А.С. Сравнительный анализ алгоритмов ориентации резервной бесплатформенной системы ориентации	264
Пюрова Т.А., Скворцов С.В. Разработка и исследование многопоточных программ поиска данных на платформе CUDA	267
Авачева Т.Г., Дорошина Н.В., Кабанов А.Н. Разбиение дискретного конечного множества элементов на основе метода оптимума номинала выпуклой области	271
Спиридонов И.А. Гиростабилизатор видеокамеры на микромеханических датчиках ...	275
Жук И.Н. Классификация звуковых сигналов с помощью признаков на основе нервных импульсов	279
Егин М.М. Применение эволюционного алгоритма в задаче настройки параметров бинарного классификатора	283
Маркин Е.И., Рябова К.М., Воронцов А.А. Методы работы с реляционными базами данных в многопоточном режиме использования	286

СОВРЕМЕННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ В НАУКЕ И ОБРАЗОВАНИИ

Научное издание

В 8 томах

Том 3

Редактор О.В. Миловзоров

Подписано в печать 16.06.17. Формат 60х84 1/16
Бумага офсетная. Печать офсетная. Усл. печ. 18,25
Тираж 100 экз. Заказ № 3336.

Рязанский государственный радиотехнический университет
Редакционно-издательский центр РГРТУ