

Some Problems of Realization Spaceborne SAR in P, UHF, VHF Bands

Oleg V. Goriachkin

Central Specialized Design Bureau

ul. Pskovskaya 18a, Samara, 443009 Russia

phone: (+7-8462) 299-354, fax: (846-2) 27-20-70, e-mail: dsrts@csdb.samara.su

Daniel D. Klovsky

Volga State Academy of Telecommunication and Informatics

23 L. Tolstoy ul. Samara 443010, Russia

phone: (+7-8462) 33-55-58, e-mail: lih@oil.samara.su

INTRODUCTION

Assessment of wavelengths in range from 70 cm up to 3 m is one of actual directions in spacebased SAR development. However, the low-frequency systems have serious difficulties with producing a spatial resolution about few meters.

Resolution of a low-frequency SAR affected by: a) the SAR hardware channel non-linearity [1]; b) distribution of troposphere and ionosphere refraction factor [2]; v) fluctuations of atmosphere refraction factor.

THE ATMOSPHERE EFFECTS ON A SAR RESOLUTION

In general, a SAR signal is integrated transformation of a ground surface specific backscatter coefficient [4]:

$$\dot{S}(t) = \iint_D \dot{K}(R_g, t) \dot{\xi}(R_g) \cdot dR_g + \dot{N}(t) \quad (1)$$

where: $\dot{S}(t)$ - SAR signal; $\dot{K}(R_g, t)$ - kernel of integrated transformation, (impulse response of the radar hardware channel); $\dot{\xi}(R_g)$ - spatial distribution of a ground surface specific backscattering coefficient; R_g - attitude vector of a ground scattering element phase center; $\dot{N}(t)$ - additive random noises in a radar channel (point above a symbol here and further is designated complex enveloping of a signal).

The problem of a radar image processing came to a construction of transformation which is inverse to (1) and satisfying to some conditions of optimality. At construction of such transformation it is necessary to know (with a high accuracy) the kernel of transformation (1) [4]. However, some factors, such as: a) an error of SAR motion geometry; b) distortion of along-track signals structure due to medium effects; c) "non-ideality" of an SAR hardware channel [1]; bring to impossibility to know the SAR impulse response a priori.

In statistical statement, the common scheme for solution of an integrated operator with unknown kernel converting problem is equivalent adaptive Bayesian scheme [5]. The given approach assumes availability of optimum estimations of unknown parameters. Various techniques [6] [7] [8] [9] are used for deriving it, but all of them allow successfully to decide problems of a priori parametrical indeterminacy created by biases, not stochastic errors.

At distortions of a low-frequency SAR signal in a radar hardware channel and/or in atmosphere propagation take place fast phase fluctuations. That is the interval of an accidental phase errors correlation on along-track direction becomes less then existence interval of radar spatial impulse response, and their variation exceeds $\pi/4$. Thus, the parametrical models become inadequate to actual distortions.

In [10] is shown, that it is possible to present (1) as a two-dimensional integrated operator, acting on a complex backscattering coefficient, which is modulated by the SAR antenna pattern. The distortions in a SAR hardware and regular distribution of an atmosphere refraction factor affects a range resolution, and the fluctuations of atmosphere refraction factor affect azimuth resolution [2] [3].

On π [10] is shown RMS deviation of a SAR along-track signal phase in an association from a wavelength at atmosphere parameters: a low bound of an ionosphere $H_{IOH} = 80\text{km}$; a troposphere height $H_{TP} = 6.5\text{km}$; an exterior scale of a troposphere turbulence $l_0 = 100\text{ m}$; a scale of

heterogeneities in an ionosphere $\xi_0 = 1000$ km; a variance of troposphere fluctuations $\sigma_{mp} = 10^{-6}$; a variance of an electronic denseness fluctuations - $\sigma_e = 1.5 \cdot 10^{10}$.

From calculations follows, that optimum frequency bands for spacebased SAR are X, C, S, L band ($\lambda = 3\text{cm} \dots 25\text{cm}$).

To evaluate influence of atmosphere to a SAR resolution it is not enough of phase fluctuations power performances.

On \square [10] outcomes calculation of normalized correlation function for a flight height of 400 km and view angle of a 30 deg are shown. From \square . it is visible, that the correlation interval of along-track signal phase fluctuations sharply drops for wavelengths more then 10 cm, and the variance of fluctuation (\aleph) also increase.

Phase fluctuations in time delay section (range direction) (λ) become practically coherent with growth of a wavelength and decorrelate with its shortening.

MATHEMATICAL MODEL OF A SAR SIGNAL

Note, that the influence of the SAR antenna pattern in azimuth and range directions on a SAR signal is equivalent to introduction of appropriate real weighting functions - g_A and g_D . With allowance for it we shall receive (1) as:

$$\begin{aligned} \dot{S}_H^\Sigma(t, kT) = & \iint g_A((kT - \theta), \sigma) \cdot \dot{\xi}(\theta, \sigma) \cdot g_D(\theta, \sigma) \times \\ & \times \int_{-\Delta\omega}^{\Delta\omega} \dot{h}(j\omega) \cdot \dot{K}_a(j\omega) \cdot \dot{K}_H(j\omega) \cdot \dot{K}_H(j\omega) \times \\ & \times \exp \left(\begin{array}{l} j(\omega_0 - \omega) \times \\ \left(t - kT - \Delta t_{np}(kT - \theta, \sigma) \right) \\ \left(-\delta(kT, \theta, \sigma) \right) \end{array} \right) d\omega d\theta d\sigma \quad (2) \end{aligned}$$

In last expression: $\dot{\xi}(\theta, \sigma)$ - specific ground backscattering coefficient, which module is an ideal radar image; - complex enveloping of a transmitted signal; $\dot{h}(j\omega) \cdot \dot{K}_a(j\omega)$ - kernel of a distorting functional, (regular atmosphere); $\dot{K}_H(j\omega) \cdot \dot{K}_H(j\omega)$ - transfer function of a SAR hardware; $\Delta t_{np}(kT - \theta, \sigma)$ - regular part of signal propagation time in atmosphere (stipulated by relative motion of spacecraft and ground surface); $\delta(kT, \theta, \sigma)$ - fluctuating component of a signal propagation time in turbulent atmosphere; t, kT - signal's coordinates (time delay, transmitted impulse number); θ, σ - ground surface element coordinates (azimuth, range).

Note: a) as in the domain where a phase fluctuations have the greatest effect their concrete realizations in a range section are coherent (λ), then $\delta(kT, \theta, \sigma) = \delta(kT, \theta)$; b) in the domain of SAR along-track time, which one is not exceed correlation interval of phase fluctuations, we shall suppose for their realizations, that $\delta(kT, \theta, \sigma) = \delta(kT - \theta)$; c) the antenna pattern in azimuth and range section effects on a SAR signal is equivalent to introduction of appropriate real weighting functions - g_A and g_D .

With allowance for of these notes we shall designate:

$$\dot{K}_D(t) = \int_{-\Delta\omega}^{\Delta\omega} \dot{h}(j\omega) \cdot \dot{K}_a(j\omega) \cdot \dot{K}_H(j\omega) \cdot \dot{K}_H(j\omega) \exp(j\omega t) d\omega \quad (3)$$

$$\dot{K}_A(\theta, \sigma) = \exp(j\varphi(\theta, \sigma)) \cdot \exp(j\omega_0 \delta(\theta)) \quad (4)$$

Then a SAR signal on the synchronous detector output will look like:

$$\begin{aligned} \dot{S}_H^\Sigma(t, kT) = & \iint \dot{K}_A(kT - \theta, \sigma) \cdot g_A(kT - \theta, \sigma) \times \\ & \times \dot{K}_D \left(t - \Delta t_{np}(kT - \theta, \sigma) \right) \cdot \dot{\xi}(\theta, \sigma) \times \\ & \times g_D(\sigma) d\theta d\sigma \quad (5) \end{aligned}$$

For the spotlight mode, SAR signal will look like:

$$\begin{aligned} \dot{S}_{\Pi}^{\Sigma}(t, kT) = & \iint \dot{K}_A(kT - \theta, \sigma) \times \\ & \times \dot{K}_{\Pi}(t - Dt_{np}(kT - \theta, \sigma)) \cdot \dot{\xi}(\theta, \sigma) \times \\ & \times g_{\Pi}(\sigma) \cdot g_A(\theta, \sigma) d\theta d\sigma \end{aligned} \quad (6)$$

(5) And (6) describe common action of atmosphere and SAR hardware in a nonparametric aspect.

From (6) it is possible to make a conclusion that the problem of along-track SAR signal restoring (for the spotlight mode) is equivalent to the problem of a convolution operator kernel estimation, which operating on a non-stationary on variance white noise. The kind of nonstationarity is created by a SAR observation mode and does not depend on a radar scene.

For a model of the non-stationary stochastic input, unambiguous restoring of amplitude and phase (with accuracy to a linear shift and initial phase) of kernel spectrum are available [11]. Its maximum probable evaluation are the module of a principal diagonal and integral of phase from 2-th diagonals of a signal's sample covariance matrix in spectral domain [10].

From (4) follows, that the recovery problem of a sidelooking SAR signal and problem of an evaluation of the convolution operator kernel, which operating on a stationary white noise, are equivalent. In this case the recovery of a transfer function phase is impossible. However, input nonstationarity can be created by a radar scene and then "random non-stationarity" algorithm can be used [10]. The recovery quality, as well as in a parametrical focusing algorithms [12], will depend on a scene.

CONCLUSION

The algorithms for eliminating nonparametric indeterminacy in radar images processing [10] [11], ensure a possibility of new frequency bands and spatial resolution exploration in spacebased SAR. The experimental verification of these algorithms on an information provided by airborne SAR "Compact" (NII TP, Moscow) has shown effectiveness of their application for improvement of a SAR equipment and evaluation of its resolution at the flight tests stage.

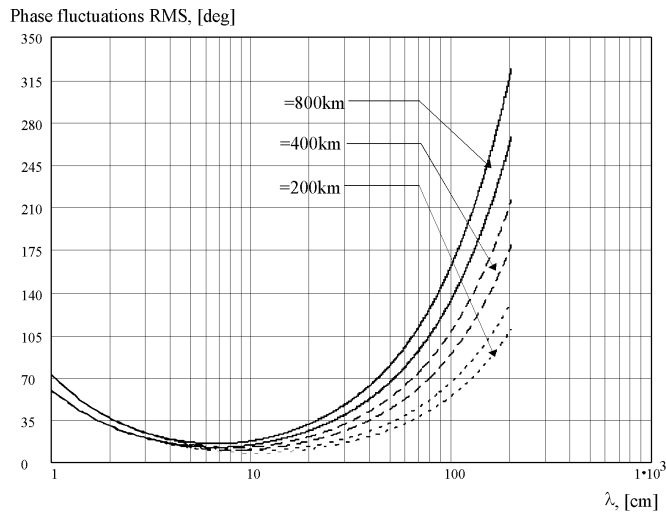


Fig. 1 SAR along-track signal phase RMS in an association from a wavelength for various heights of flight and angles of a sighting from 20 deg up to 50 deg.

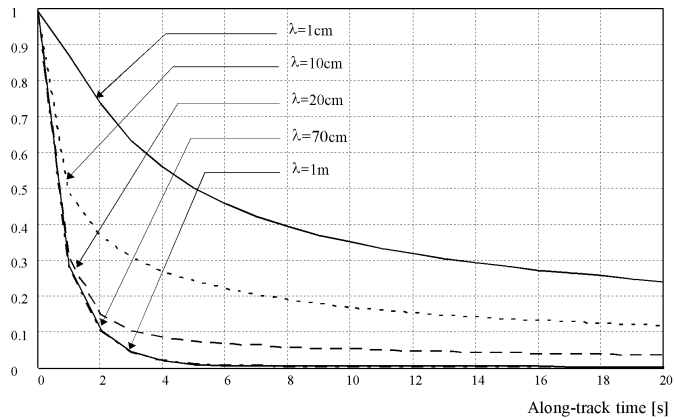


Fig. 2 Correlation function of a SAR signal phase fluctuations in an association from along-track time (kT)

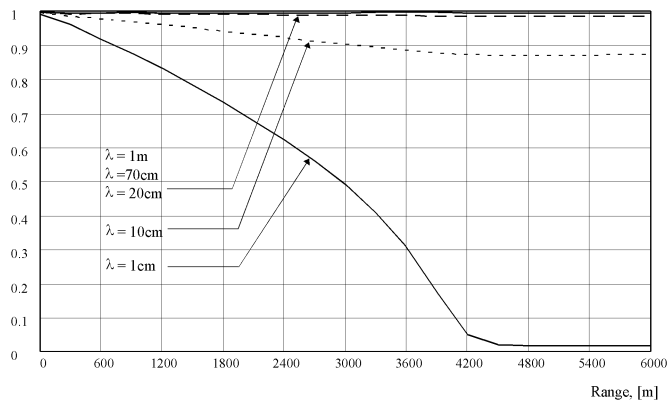


Fig. 3 Correlation function of a SAR signal phase fluctuations in an association from a range variation (for a various wavelength)

REFERENCES

- [1.] Larsson B., Froliung P.-O., Gustavsson A., Hellsten H., Jonsson T., Stenstrom G., Ulander L.M.H.. Some Results From the New CARABAS 2 VHF SAR System // Proceedings Third International Airborne Remote Sensing Conference and Exhibition, 7-10 July 1997, Copenhagen, Denmark, Vol.1,p.25-32.
- [2.] Отчет о НИР. Анализ влияния условий распространения радиоволн на разрешающую способность космических РСА. Горб А.И., Зеленский А.А., Иванов В.И., Ксенофонтов О.А., Крикунов Ю.А., Погребняк Н.А., Пономарев В.И., под. рук. Пономарева В.И., Харьков, ХАИ, 1991, 82с.
- [3.] Кретов Н.В., Рыжкина Т.Е., Федорова Л.В. Влияние земной атмосферы на пространственное разрешение радиолокаторов с синтезированной апертурой космического базирования.//Радиотехника и электроника, 1992, №1, с.90-95.
- [4.] Фалькович С.Е., Пономарев В.И., Шкварко Ю.В. Оптимальный прием пространственно-временных сигналов в радиоканалах с рассеянием. М.: Радио и связь, 1989, 293с.
- [5.] Репин В.Г., Тартаковский Г.П. Статистический синтез при априорной неопределенности и адаптация информационных систем.-М.: Сов. радио, 1977, 432с.
- [6.] Бакалов В.П., Русских Н.П. О возможности решения уравнения свертки при неизвестном ядре в случае многомерных пространственно-ограниченных сигналов.// Автометрия, 1985, №5.
- [7.] Никиас Х.Л., Рагувер М.Р. Биспектральное оценивание применительно к цифровой обработке сигналов.// ТИИЭР, 1987,т.75, №7, с.5-30.
- [8.] Blacknell D., Freeman A,White R.G.,Wood J.W. The prediction of geometric distortions in airborne synthetic aperture radar imagery from autofocus measurements.// IEEE Tr.Ge-25 no. 6.,1987, p.775-782

- [9.] Madsen S. Estimating The Doppler Centroid of SAR Data // IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems Vol.AES-25 No 2.March 1989.
- [10.] Горячкин О.В. Обработка радиолокационных данных при априорной неопределенности характеристик пространственно-временного сигнала радиолокатора с синтезированной апертурой.// Диссертация на соискание ученой степени кандидата технических наук, г. Самара, ПИИРС, 1997г. - 141 с.
- [11.] Goriachkin O.V., Kloovsky D.D. New Method for Wideband Low Frequency SAR Data Processing. // Proceedings Third International Airborne Remote Sensing Conference and Exhibition, 7-10 July 1997, Copenhagen, Denmark, Vol.2, p.147-154.
- [12.] Горячкин О.В. Автоматическая фокусировка изображений в радиолокаторе с синтезированной апертурой.// ТУЗС Анализ сигналов и систем связи. Спб 1996, №161, с.128-134.

Inverse Problems with Unknown Kernels in Microwave Remote Sensing

Oleg V. Goriachkin
Radio-engineering department, Rocket Space Center "TsSKB-Progress"
18 Pskovskaya Str., Samara 443009, Russia

and

Daniel D. Klovsy
Department of theoretical bases of radioengineering and telecommunications, Volga State Academy
of Telecommunication and Informatics, 23 L. Tolstoy Str.,
Samara 443010, Russia

ABSTRACT

Inverse problems (in context of the first kind equation) are often encountered in the modern technology of the microwave remote sensing. It is ground penetration radar, radiometric systems, synthetic aperture radar (SAR) etc. A priori knowledge of an equation kernel with sufficient accuracy is rarity for systems of modern microwave remote sensing. Often the kernel has often some a priori unknown parameters. The problems can be solved in classical adaptive technique (for example autofocusing algorithms). A more difficult situation arises in the case full a priori lack of knowledge about the kernel.

If stochastic model of input process (signal) is accessible, then a solution of the problem is possible.

Gaussian models of the stationary random input processes give to the opportunity of the solution only for non-coherence systems (minimal phase systems). For non-gaussian models the solution bases on the use of a multispectral technique (bispectral analysis). For SAR applications authors proposed [1] one more approach based on use of the non-stationary models of the input process and a convolution equation.

In the paper the applications of the approach for a solution of the some problems of SAR systems including two-position and low-frequency spaceborne SAR data processing problem are discussed.

Keywords: Inverse Problem, Unknown Kernel, and Spaceborne Synthetic Aperture Radar, Propagation Effects in VHF Band, Digital-Processing Algorithms.

1. INTRODUCTION

Classical inverse problem of microwave remote sensing is the integral equation:

$$\dot{s}(t) = \iint_D \dot{K}(R_g, t) \cdot \dot{\xi}(R_g) \cdot dR_g + \dot{N}(t) \quad (1)$$

where: $\dot{s}(t)$ - the receiving space-time signal (raw data); $\dot{K}(R_g, t)$ - the kernel of integral transformation (impulse response function of the system); $\dot{\xi}(R_g)$ - the spatial distribution backscattering coefficient (input random process); R_g - the vector of spatial coordinates; $\dot{N}(t)$ - additive noise.

In the some applications Eq. (1) can be transformed to the convolution equation. In this case we have a deconvolution problem with unknown kernel.

In a stochastic form the problem can be is showed.

$$\dot{s}(t) = \int \dot{h}(\tau - t) \cdot \dot{\xi}(\tau) \cdot d\tau \quad (2)$$

Here: $\dot{s}(t)$ - the complex random process in output of the linear system; $\dot{h}(\tau)$ - the a priori unknown impulse response function (IRF) of the system; $\dot{\xi}(\tau)$ - the complex random process in input of the system.

Depending on a type of $\dot{\xi}(\tau)$ the problem solves by different methods. If $\dot{\xi}(\tau)$ is the stationary gaussian random process then a solution of the Eq. 2 is possible only for minimum phase systems.

If $\dot{\xi}(\tau)$ is the stationary non-gaussian random process then the problem on base of the bispectral analysis is solved.

We consider a case, when $\dot{\xi}(\tau)$ is complex gaussian random process with non-stationarity dispersion. In this case Eq. (1) can be to rewrite in more comfortable form of the stochastic integral (3):

$$\dot{s}(t, \rho) = \int \dot{h}(\tau - t) \cdot \sigma(\tau, \rho) \cdot d\dot{\xi}(\tau) \quad (3)$$

In practical application non-stationarity $\sigma(\tau, \rho)$ can be as an information parameter as well non-information attendant parameter.

Similar problems arise in different applications. In the paper we consider the general approach for the solving this deconvolution problem, the detail application of the method for different SAR techniques.

2. SOLUTION OF THE DECONVOLUTION PROBLEM WITH UNKNOWN KERNEL

Let consider the solution Eq. (3) obtained in [1,2,3] formerly. In a frequency domain random process $\dot{s}(t)$ is described:

$$\begin{aligned} M\{\dot{s}(j\omega, \rho)\} &= 0 \\ M\{\dot{s}(j\omega_1, \rho) \dot{s}^*(j\omega_2, \rho)\} &= \dot{h}(j\omega_1) \dot{B}_\sigma(j\omega_1 - j\omega_2, \rho) \dot{h}^*(j\omega_2) \end{aligned} \quad (4)$$

Here: $\dot{B}_\sigma(j\omega, \rho)$ is a Fourier transformation of the $\sigma^2(\tau, \rho)$; $\dot{h}(j\omega)$ is a transfer function of the system (the Fourier transformation of the IRF $\dot{h}(\tau)$).

Let find of the maximum likelihood estimates of the unknown kernel. Let $\mu(\omega)$ is a module and $\varphi(\omega)$ is a phase of the transfer function $\dot{h}(j\omega)$. Then likelihood functional for a gaussian case is Eq. (5).

Let consider at first a case when $\sigma(\tau, \rho)$ doesn't depend on ρ and has meaning of the number of independent samples of $\dot{s}(t)$ random process and $S(\omega_1, \omega_2)$ has meaning of the covariance matrix of $\dot{s}(t)$.

$$g(\dot{s} | \mu, \varphi, \sigma) = -\int \ln(\mu(\omega)^2) d\omega - \iint \ln(\sigma(\tau, \rho)) d\tau d\rho - \iint \frac{\dot{B}_\sigma^{-1}(j\omega_1 - j\omega_2, \rho)}{\mu(\omega_1) \cdot \mu(\omega_2)} \cdot \exp\{j\varphi(\omega_1) - j\varphi(\omega_2)\} \cdot \dot{s}(j\omega_1, \rho) \cdot s^*(j\omega_2, \rho) \cdot d\omega_1 \cdot d\omega_2 \cdot d\rho \quad (5)$$

The condition of the maximum of the Eq. (5) for φ is Eq. (6).

$$\text{Im} \left[\int \frac{\dot{B}_\sigma^{-1}(j\omega_1 - j\omega_2) S(\omega_1, \omega_2)}{\mu(\omega_1) \cdot \mu(\omega_2)} \cdot \exp\{j\varphi(\omega_1) - j\varphi(\omega_2)\} d\omega_2 \right] = 0 \quad (6)$$

The condition of the maximum of the Eq. (5) for μ is Eq. (7).

$$\text{Re} \left[\int \frac{\dot{B}_\sigma^{-1}(j\omega_1 - j\omega_2) S(\omega_1, \omega_2)}{\mu(\omega_1) \cdot \mu(\omega_2)} \cdot \exp\{j\varphi(\omega_1) - j\varphi(\omega_2)\} d\omega_2 \right] = 1 \quad (7)$$

The condition of the extremum of Eq. (5) allows to write the solution in explicit form (8).

$$\sigma^2(\tau) = \iint \frac{S(\omega_1, \omega_2)}{\mu(\omega_1) \cdot \mu(\omega_2)} \exp\left\{j \begin{pmatrix} \varphi(\omega_1) - \varphi(\omega_2) - \\ -\omega_1 \cdot \tau + \omega_2 \cdot \tau \end{pmatrix}\right\} d\omega_1 d\omega_2 \quad (8)$$

The condition of the joint maximum of (5) can be obtained from (6-8) in next form:

$$S(\omega_1, \omega_2) = \mu(\omega_1) \mu(\omega_2) \dot{B}_\sigma(j\omega_1 - j\omega_2) \exp\{j\varphi(\omega_1) - j\varphi(\omega_2)\} \quad (9)$$

From Eq. (9) we can obtain estimates of the module and the phase of the transfer function accurate to unknown scale factor and linear phase shift.

In the case when σ depend on ρ conditions joint maximum of Eq. (5) have a form:

$$\begin{aligned} & \int \dot{B}_\sigma^{-1}(j\omega_1 - j\omega_2, \rho) \cdot \dot{s}(j\omega_1, \rho) \cdot s^*(j\omega_2, \rho) \cdot d\rho = \\ & = \mu(\omega_1) \cdot \mu(\omega_2) \cdot \exp\{j\varphi(\omega_1) - j\varphi(\omega_2)\} \\ \sigma^2(\tau, \rho) & = \left| \int \frac{\dot{s}(j\omega, \rho)}{\mu(\omega)} \cdot \exp(-j(\varphi(\omega) - \omega \cdot \tau)) \cdot d\omega \right|^2 \end{aligned} \quad (10)$$

Equation (10) can be solved with the use of iteration algorithm [2]. On the first step of the algorithm Eq. (9) is used.

Sampling of the Eq. (9-10) gives the solution of the discrete equation (11).

$$s(k, m) = \sum_{l=1}^N \dot{h}(k-l) \cdot \sigma(l, m) \cdot \dot{\xi}(l) \quad m = 1, \dots, M \quad (11)$$

It is important to note, that in the equation the summation of indexes to make modulo N. The discrete analog of equations (9-10) are the next:

$$\begin{aligned} \mu(l) & = \sqrt{S(l, l)} \\ \varphi(l) - \varphi(l-1) & = \arg(S(l+k-1, l-1)) - \\ & - \arg(S(l+k-1, l)) + \varphi_\sigma(k) - \varphi_\sigma(k-1) \\ l, k & = 1, \dots, N \end{aligned} \quad (12)$$

Thus, for any fixed k we have the estimate of the discrete derivative of the unknown phase accurate to constant.

The detail analysis of the accuracy of the algorithms made in [2], some results were published in [3].

3. SAR APPLICATION

Modern SAR systems are important tool for global microwave remote sensing from space. Development of the system associates today with including up of new frequency bands (P, VHF) and of new levels spatial resolution. The development limits different atmospheric and hardware distortions. The impact has often non-parametrical nature described by model of Eq. (1-3) kind. Thereupon obtaining of adequate mathematical models is key factor for the application of the discussed methods.

The general mathematical models of the SAR systems

Let consider the general case of the two-position SAR model and types of the integral equations arisen in these cases. The main geometrical correlations of the two-position SAR on the Fig.1 are showed.

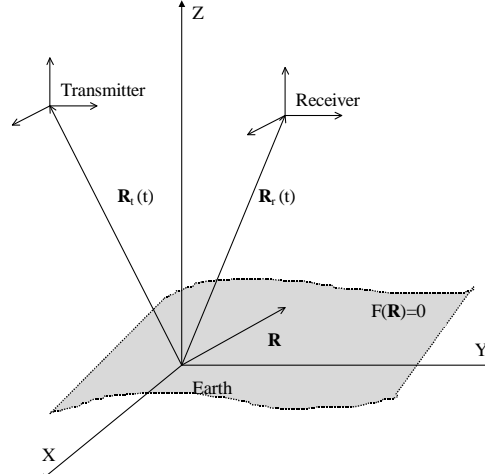


Fig.1 Geometry of two-position SAR system

The followed equations set the coordinate systems.

$$\begin{cases} \Delta t = \frac{1}{c} \cdot |\mathbf{R}_t(\theta) - \mathbf{R}| + \frac{1}{c} \cdot |\mathbf{R}_r(\theta + \Delta t) - \mathbf{R}| \\ \frac{d\Delta t}{d\theta} = 0 \\ F(\mathbf{R}) = 0 \end{cases} \quad (13)$$

Where: Δt - the time of SAR signal propagation; $\mathbf{R}_t(\theta)$ and $\mathbf{R}_r(\theta)$ vectors described of the motion of the transmitter and the receiver of SAR; $F(\mathbf{R})$ - the reflecting surface.

The mathematical model of the received signal for two-position SAR and the arbitrary motion of system components describes the followed equation.

$$\begin{aligned} \dot{S}(t, kT) = & \iint \dot{S}_0(t - kT - \Delta t(kT, \mathbf{R}(\theta, \sigma))) \cdot \xi(\mathbf{R}(\theta, \sigma)) \times \\ & \times \dot{G}_t(\mathbf{T}_t^{-1}(kT)(\mathbf{R}(\theta, \sigma) - \mathbf{R}_t(kT))) \times \\ & \times \dot{G}_r(\mathbf{T}_r^{-1}(kT + \Delta t(kT, \mathbf{R}(\theta, \sigma))) \cdot \\ & \cdot (\mathbf{R}(\theta, \sigma) - \mathbf{R}_r(kT + \Delta t(kT, \mathbf{R}(\theta, \sigma)))) \Big) d\theta d\sigma \end{aligned} \quad (14)$$

Where: $\mathbf{R}(\theta, \sigma)$ - the solution of the system of equations (13); $\dot{G}_t(\mathbf{R})$, $\dot{G}_r(\mathbf{R})$ - the transmitter and receiver complex antenna patterns and \mathbf{T} - the corresponding matrixes of coordinate systems of components; $\xi(\mathbf{R}(\theta, \sigma))$ - the backscattering coefficient of Earth; $\dot{S}_0(t)$ - the complex enveloping of transmitted signal.

For low-frequency (UHF, VHF bands) and high resolution spaceborne SAR to taking into account propagation effects are necessary. The time delay of propagation in inhomogeneous medium the next equation is described:

$$\Delta t = \frac{1}{c} \left[1 + \omega \frac{d}{d\omega} \left[\int_0^{|\mathbf{R}_t(kT) - \mathbf{R}(\theta, \sigma)|} n(h(\mathbf{R}_t(kT), \mathbf{R}(\theta, \sigma)), \omega, r) dr + \int_0^{|\mathbf{R}_r(kT + \Delta t) - \mathbf{R}(\theta, \sigma)|} n(h(\mathbf{R}_r(kT + \Delta t), \mathbf{R}(\theta, \sigma)), \omega, r) dr \right] \right]$$

Where: $n(h)$ - the refraction index of atmosphere. The general equation for SAR model with propagation effects can be writes in the next form:

$$\begin{aligned} \dot{S}(t, kT) = & \iint \dot{G}_r(\mathbf{T}_r^{-1}(kT) \cdot \\ & \cdot (\mathbf{R}(\theta, \sigma) - \mathbf{R}_r(kT))) \cdot \xi(\mathbf{R}(\theta, \sigma)) \times \\ & \times \dot{G}_t(\mathbf{T}_t^{-1}(kT + \Delta t(kT, \mathbf{R}(\theta, \sigma), \omega_0)) \cdot \\ & \cdot (\mathbf{R}(\theta, \sigma) - \mathbf{R}_t(kT + \Delta t(kT, \mathbf{R}(\theta, \sigma), \omega_0)))) \times \\ & \times \int_{-\Delta\omega}^{\Delta\omega} h(j\omega) \dot{K}_a(j\omega, kT, \theta, \sigma) \times \\ & \times \exp\left(j(\omega_0 - \omega) \cdot \left(t - kT - \Delta t(kT, \mathbf{R}(\theta, \sigma), \omega_0) \right) \right) \Big) d\omega d\theta d\sigma \end{aligned} \quad (15)$$

Where:

$$\dot{K}_a(t, kT, \theta, \sigma) = \int_{-\Delta\omega}^{\Delta\omega} \exp(-j\omega\Delta t(kT, \mathbf{R}(\theta, \sigma), \omega, \omega_0)) \exp(j\omega t) d\omega$$

- the distortion kernel due to propagation effects; $\delta(kT, \mathbf{R}(\theta, \sigma), \omega_0)$ - fluctuations of the time delay.

For the conventional one-position SAR we can to write equations for distortion kernel in range section and the phase function in the next form:

$$\dot{K}_a(t) = \int_{-\Delta\omega}^{\Delta\omega} \exp(-j\omega_0 \cdot f(R) \cdot \Omega(\omega_0, \omega_0 - \omega)) \exp(-j\omega t) d\omega \quad (16) \quad \varphi(kT, \theta, \sigma) = \frac{4\pi}{\lambda} \left[\frac{1}{c} F'_{reg} \left(\frac{c\sigma}{2} \right) \frac{1}{\sigma} \left(\begin{array}{l} (\mathbf{R}'_c(\theta), \mathbf{R}_c(\theta) - \mathbf{R}(\theta, \sigma)) \\ + (\mathbf{R}'_c(\theta), \mathbf{R}'_c(\theta)) \end{array} \right) \right] \cdot (kT - \theta)^2 \quad (17)$$

Where: $\Omega(\omega_0, \omega_0 - \omega)$ - polynomial of frequency; $f(R)$ and $F'_{reg} \left(\frac{c\sigma}{2} \right)$ - unknown constants depending from SAR coordinates and atmosphere parameters.

Eq. (16) gives opportunity to use parametrical adaptive technique for SAR range processing.

We showed in [4] that the correlation time duration of the phase fluctuations decreases for $\lambda > 10$ cm and simultaneously dispersion of the fluctuation increases. The dispersion exceeds $\pi/2$ in UHF, VHF bands. At the same time the interval of correlation in the range section increases. The thing is very important for application our approach. It connects with a primary impact of the troposphere fluctuations to the correlation in range section and with the primary impact of ionosphere fluctuations to the correlation in azimuth section.

On the base the results we can to write the general mathematical model of the SAR in Spotlight mode:

$$\dot{S}(t, kT) = \iint \dot{K}_A(kT - \theta, \sigma) \dot{K}_R(t - \Delta t(kT - \theta, \sigma)) \xi(\theta, \sigma) g_R(\sigma) g_A(\theta) d\theta d\sigma \quad (18)$$

and the general mathematical model of the SAR in Stripmap mode:

$$\dot{S}(t, kT) = \iint \dot{K}_A(kT - \theta, \sigma) \cdot g_A(kT - \theta, \sigma) \cdot \dot{K}_R(t - \Delta t(kT - \theta, \sigma)) \cdot \xi(\theta, \sigma) \cdot g_R(\sigma) d\theta d\sigma \quad (19)$$

There are two unknown kernels in consequence of propagation effects or other factors (hardware, navigation errors) in these equations. But the convolution equation form can be only in the range section [2]. We will consider the problems in the next part.

IRF Reconstruction

The reconstruction of the unknown range kernel from the raw data of the SAR has two problems [3]: 1) low SNR; 2) non-linear distortion from the quantization effects. For this situation on the base solution (12) in [3] obtained the followed algorithm.

The algorithm is based on the analysis of covariance function of a raw signal in time domain. It is a following sequence of steps.

On the first step the estimates of non-stationarity RMS and of the sign-correlation function are made in time domain.

$$\begin{aligned} W(i) &= \frac{1}{M} \sum_{j=1}^N |\dot{S}(i, j)|^2 \\ r_{xx}(i, k) &= \frac{1}{M} \sum_{j=1}^N \text{sign}(\text{Re}(\dot{S}(i, j))) \text{sign}(\text{Re}(\dot{S}(k, j))) \\ r_{xy}(i, k) &= \frac{1}{M} \sum_{j=1}^N \text{sign}(\text{Re}(\dot{S}(i, j))) \text{sign}(\text{Im}(\dot{S}(k, j))) \\ r_{yx}(i, k) &= \frac{1}{M} \sum_{j=1}^N \text{sign}(\text{Im}(\dot{S}(i, j))) \text{sign}(\text{Re}(\dot{S}(k, j))) \\ r_{yy}(i, k) &= \frac{1}{M} \sum_{j=1}^N \text{sign}(\text{Im}(\dot{S}(i, j))) \text{sign}(\text{Im}(\dot{S}(k, j))) \end{aligned} \quad (20)$$

Here: $\dot{S}(i, j)$, $i=1..N, j=1..M$, - digital received signal of the SAR, i - index in the range section, j - index in the azimuth section.

On the second step the covariance matrix on received signal (18-19) in time domain is reconstructed:

$$\dot{K}(i, k) = \sqrt{W(i)W(k)} \left(\begin{array}{l} \left(\sin\left(\frac{\pi}{2} r_{xx}(i, k)\right) + \sin\left(\frac{\pi}{2} r_{yy}(i, k)\right) \right) + \\ j \left(\sin\left(\frac{\pi}{2} r_{xy}(i, k)\right) - \sin\left(\frac{\pi}{2} r_{yx}(i, k)\right) \right) \end{array} \right) \quad (21)$$

Further the covariance matrix in the frequency domain is reconstructed:

$$Q_R(m, n) = \sum_{i=1}^N \sum_{k=1}^N \dot{K}(i, k) \exp\left(j \frac{2\pi}{N} in\right) \exp\left(-j \frac{2\pi}{N} km\right) \quad (22)$$

In conclusion the estimate of unknown range kernel in the frequency domain is made:

$$\begin{aligned} \tilde{K}_R(m) &= \sqrt{Q_R(m, m) - D_R^1(m)} \times \\ &\times \exp\left(j \sum_{n=1}^m \arg\left(Q_R(n, n-1) - D_R^2(n)\right)\right) \end{aligned} \quad (23)$$

Here: $D_R^1(m)$ - the first diagonal of the covariance matrix of the additive noise in a frequency domain, $D_R^2(m)$ - the second diagonal of the covariance matrix of the additive noise in a frequency domain. (the information can be obtained from noise hologram).

These algorithms can be used to check the fitness of SAR equipment, to evaluate SAR spatial resolution for azimuth and range, to process signals in multistatic SARs. In [3] the experimental results of the application of the algorithm for the airborne SAR are

described.

Low-frequency spaceborne SAR

Problems of realization of spaceborne VHF-band SAR is a coherence loss originated by propagation effects. It was showed in [4]. The application ours method for the range processing in these systems was considered in [3]. Besides, for solving the problem on the base conventional parametrical approach we can to use Eq. (16) (let show also [5]). Possibility of the use models (2-3) kind showed in [2,4].

Thereupon let consider problems of azimuth SAR processing in VHF-band. Will suppose [6] that the estimate of unknown range kernel is very good, and will suppose also that we know $\Delta t(kT - \theta, \sigma)$. It means that we have exact models of regular atmosphere and satellite motion [2]. Rewrite (1) in next form:

$$\begin{aligned} \dot{S}(t, kT) &= \iint \exp(j\omega_0 \delta(kT - \theta)) \cdot \dot{K}(t - \Delta t(kT - \theta, \sigma)) \cdot \\ &\cdot \dot{\eta}(\theta, \sigma) d\theta d\sigma \quad (24) \\ \dot{K}(t) &= \dot{K}_R(t) \cdot \exp(j\omega_0 t) \end{aligned}$$

The unknown atmospheric fluctuation phase $\omega_0 \delta(\theta)$ forms

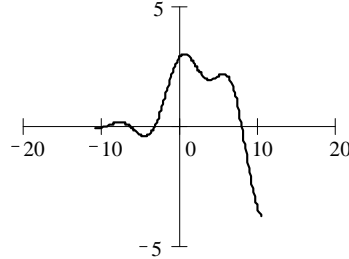


Fig.2 Example of the atmospheric phase fluctuations [rad.] of the VHF-band signal on the synthetic period [s].

differed kernel (it showed in [4]). But, dependence $\Delta t(kT - \theta, \sigma)$ from the time delay doesn't give to use the same algorithm as in range section.

Consider the opportunity to use the approach after a conventional azimuth SAR processing for the compensation effects of the atmospheric distortion of the images.

In this case a model of the SAR image can be obtained in the next form:

$$\dot{i}(\theta_0, \sigma_0) = \int_{-T_s/2}^{T_s/2} \int_{-T_s/2}^{T_s/2} \dot{\Psi}(\theta, \theta_0, \sigma, \sigma_0) \dot{\eta}(\theta, \sigma) d\theta d\sigma \quad (25)$$

$$\begin{aligned} \dot{\Psi}(\theta, \theta_0, \sigma, \sigma_0) &= \int_{-T_s/2}^{T_s/2} \exp(j\omega_0 \delta(kT - \theta)) \times \\ &\times \dot{\Phi}(\Delta t(kT - \theta_0), \sigma_0) - \Delta t(kT - \theta, \sigma) dkT \quad (26) \end{aligned}$$

$$\dot{\Phi}(t) = \int \dot{K}_R(\tau) \cdot \tilde{K}_R(\tau - t) d\tau \cdot \exp(j\omega_0 t) \quad (27)$$

Properties of the ambiguity function $\dot{\Psi}(\theta, \theta_0, \sigma, \sigma_0)$ illustrates by the follow results of the mathematical simulation of SAR signal of VHF-band ($\lambda = 2.5\text{m}$, $\Delta = 3\text{m}$).

On the Fig.2 an example of the phase fluctuation calculated in according to the results [4,6] is showed. The distortions of the ambiguity function peak in the case on the Fig.3 are showed. From the results we can show that spatial resolution of the system become worse nearly in ten times due to the atmospheric effects. However, from Fig.3 we can make one more conclusion. The majority of $\dot{\Psi}(\theta, \theta_0, \sigma, \sigma_0)$ energy concentrates in the area with sizes $(\Delta x, \Delta y)$, which are more then 3-4 order less of the sizes of the kernels in equation (18).

The conclusion gives of the possibility for the considerable simplification of the (24) equation.

Let $\dot{\Psi}(\theta, \theta_0, \sigma, \sigma_0) = 0$ if $|\theta - \theta_0| > \Delta x$ or $|\sigma - \sigma_0| > \Delta y$. It is possible to show that if $\Delta x < \Delta_A \cdot \Delta_R / \lambda$.

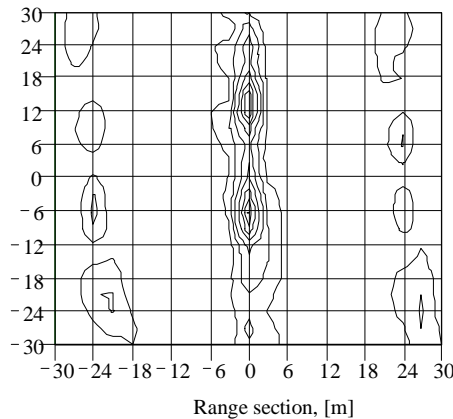


Fig.3 The simulation result of the two-dimensional ambiguity function of the VHF-band SAR.

If the range size of the ambiguity function limited as well $\Delta y < \Delta_A^2 / \lambda$ then after not complicated transformations of the (25) and using of the change of variables in (25) in form (28) we can obtain (29).

$$\begin{cases} \theta' = \alpha\theta / \sigma_0 \\ \sigma' = \sigma \end{cases} \quad (28)$$

$$i(\theta'_0, \sigma'_0) = \iint \dot{\Phi}_A(\theta' - \theta'_0) \cdot \dot{\Phi}_R(\sigma' - \sigma'_0) d\theta' d\sigma' \quad (29)$$

Thus, we are obtaining a model of the distortion image of the SAR. It is very important, that the equation is two-dimensional convolution. It means, that we can to use algorithm (20)-(23) or simpler algorithm (12). In the case we don't have only real limits of the number of processed samples and we can to have better situation with signal noise ratio. Practically, we don't have limits of maximum resolution [6].

4. CONCLUSIONS

Thus, in the paper we considered inverse problems arisen in microwave remote sensing and characterized by unknown kernel. The solution of the problem considered in limits of the adaptive Bayesian scheme. For the estimation of unknown kernel the algorithm based on the non-stationary models of the input signals are offered. The applications of the approach for two-position SAR, low-frequency SAR in space, and some others are discussed. For VHF-band SAR the limits of the method are obtained. The limits showed the principal possibility of the realization high resolution SAR in space.

5. REFERENCES

- [1] O.V. Goriachkin, D.D. Klovisky, "Non-parametrical focusing in the SAR", Proceedings of the European Conference on Synthetic Aperture Radar, 26-28 March 1996, Konigswinter, Germany, p.551.
- [2] O.V. Goriachkin, "SAR Data Processing for a priori a vagueness of space-time signals", Dissertation for the degree of Ph.D., Samara, PGATI, 1997, p.141.
- [3] O.V. Goriachkin, D.D. Klovisky, "New Method for Wideband Low Frequency SAR Data Processing", Proceedings of the Third International Airborne Remote Sensing Conference and Exhibition, 7-10 July 1997, Copenhagen, Denmark, Vol.2, pp.147-154.
- [4] O.V. Goriachkin, D.D. Klovisky, "The some problems of realization spaceborne SAR's in P,UHF,VHF bands," IEEE proceedings of 1999 International Geoscience and Remote Sensing Symposium (IGARSS'99), Hamburg, Germany.
- [5] V. Shteinshleiger, A. Dzenkevich, G. Misezhnikov, L. Mel'nikov "On the Possibility of Designing a High-Resolution Space-Borne VHF-Band SAR for Remote Sensing of the Earth," Proceedings European Conference on Synthetic Aperture Radar, 26-28 March 1996, Konigswinter, Germany, p.321-324.
- [6] O.V. Goriachkin, "Estimations of the Maximum Spatial Resolution Space-borne VHF-band SAR for Adaptive Synthetic Aperture Techniques", IEEE International Geoscience and Remote Sensing Symposium (IGARSS'2000), Honolulu, USA, in press.

ЦИФРОВОЙ АЛГОРИТМ АВТОФОКУСИРОВКИ ИЗОБРАЖЕНИЙ РАДИОЛОКАТОРА С СИНТЕЗИРОВАННОЙ АПЕРТУРОЙ ПО КРИТЕРИЮ МИНИМУМА ЛОКАЛЬНОЙ ЭНТРОПИИ В УСЛОВИЯХ БЫСТРЫХ ФЛУКТУАЦИЙ ПАРАМЕТРОВ ДВИЖЕНИЯ ЛЕТАТЕЛЬНОГО АППАРАТА

Горячкин О. В., Кловский Д. Д.*

Государственный научно-производственный ракетно-космический центр

“ЦСКБ-Прогресс”, 443009, г. Самара, ул. Псковская 18,
тел. (8462) 289354, E-mail: gor@mail.radiant.ru

* Поволжская государственная академия информатики, радиотехники и связи,

кафедра теоретических основ радиотехники и связи, 443010, г. Самара,
ул. Л. Толстого 23, тел. (8462) 335558, E-mail: klovsky@pgati-vt.da.ru

Реферат. В докладе рассматривается задача цифрового синтеза апертуры в радиолокаторах авиационного базирования высокого разрешения в условиях недостаточной точности навигационных измерений (задача автофокусировки РСА изображений). Рассматривается случай быстрых флуктуаций параметров фокусировки траекторного сигнала РСА на интервалах времени сравнимых с интервалом синтеза апертуры, возникающий вследствие высокой динамики полета малых летательных аппаратов.

Для решения этой проблемы предлагается двухэтапный алгоритм автофокусировки РСА изображений, использующий критерий минимума локальной энтропии и гармоническая модель траекторных неустойчивостей летательного аппарата. Приводятся экспериментальные результаты применения алгоритма для получения изображений высокого разрешения авиационной РСА L-диапазона “МАРС”.

1. ВВЕДЕНИЕ

Задача фокусировки изображений радиолокаторов с синтезированной апертурой авиационного базирования стала актуальной в связи с повышением их пространственного разрешения до уровня единиц метров и менее в конце 80-х и первой половине 90-х годов. Проблема была вызвана тем, что современные навигационные системы не могут с необходимой точностью обеспечить измерение траектории перемещения фазового центра антенны РСА, что является необходимым условием получения высокого пространственного разрешения.

Эта проблема в большинстве случаев была успешно решена разработкой алгоритмов цифровой автофокусировки РСА изображений. Известные на сегодняшний день алгоритмы автофокусировки можно разделить на два основных класса [1]: параметрические, когда неизвестны один или несколько параметров траекторного сигнала; непараметрические, когда приходится восстанавливать неизвестный сигнал целиком [1,3]. Если задача непараметрической фокусировки возникает в основном вследствие эффектов распространения сигналов РСА в атмосфере [3] и характерна в большей степени для РСА космического базирования, то случай параметрической фокусировки связан, как правило, с траекторными ошибками и неустойчивостями авиационных и космических носителей [2].

В настоящее время известны две основных группы алгоритмов параметрической автофокусировки: алгоритмы основанные на использовании локальных статистик РСА изображений и алгоритмы, использующие корреляционные свойства расфокусированных изображений [1,2]. В большинстве случаев, эти алгоритмы обеспечивают достижение заданного уровня разрешения, однако, в случае, когда РСА устанавливается на летательных аппаратах легкого класса (малая авиация, вертолеты, беспилотные самолеты) вариации параметров фокусировки становятся сравнимы с интервалом синтеза апертуры. В этом случае получение заданного уровня разрешения требует использования более адекватных моделей траекторного сигнала и алгоритмов автофокусировки.

2. АЛГОРИТМ ОБРАБОТКИ

Как было указано выше точность знания параметров относительного движения РСА и отражающей поверхности определяет степень параметрической неопределенности азимутального ядра (3) интегрального уравнения (1).

$$\dot{S}(t, kT) = \iint \dot{K}_A(kT - \theta, \sigma) \dot{K}_R(t - \Delta t(kT - \theta, \sigma)) \dot{\xi}(\theta, \sigma) g_R(\sigma) g_A(\theta, \sigma) d\theta d\sigma \quad (1)$$

$$\dot{K}_R(t) = \int_{-\Delta\omega}^{\Delta\omega} \dot{h}(j\omega) \dot{K}_{RE}(j\omega) \dot{K}_T(j\omega) \dot{K}_{AT}(j\omega) \exp(j\omega t) d\omega \quad (2)$$

$$\dot{K}_A(\theta, \sigma) = \exp(j\omega_0 \Delta t(\theta, \sigma)) \cdot \exp(j\omega_0 \delta(\theta)) \quad (3)$$

В этом выражении: $\xi(\theta, \sigma)$ - коэффициент отражения подстилающей поверхности; $\dot{h}(j\omega)$ - комплексная огибающая зондирующего сигнала; $\dot{K}_{AT}(j\omega)$ - ядро, описывающее рефракцию зондирующего сигнала в регулярной атмосфере; $\dot{K}_{RE}(j\omega) \dot{K}_T(j\omega)$ - передаточная характеристика аппаратного тракта; $\Delta t(kT - \theta, \sigma)$ - регулярная часть временного запаздывания сигнала в атмосфере; $\delta(\theta)$ - флуктуационная компонента временного запаздывания сигнала в турбулентной атмосфере (для космических РСА); t, kT - координаты (задержка, номер зондирующего сигнала); θ, σ - координаты элемента подстилающей поверхности (азимут, дальность); g_A и g_R вещественные функции описывающие эффект модуляции отраженного сигнала при телескопическом обзоре.

На пространственное разрешение РСА оказывает влияние коэффициент определяющий квадратичный фазовый набег в выражении (3), определяемый выражением (4).

$$\varphi(kT, \theta, \sigma) = \frac{4\pi}{\lambda} \left[F_p \left(\frac{c\sigma}{2} \right) + \frac{1}{c} \cdot F_p' \left(\frac{c\sigma}{2} \right) \cdot \frac{1}{\sigma} \cdot \left(\frac{(\mathbf{R}_c''(\theta), \mathbf{R}_c(\theta) - \mathbf{R}(\theta, \sigma)) + (\mathbf{R}_c'(\theta), \mathbf{R}_c'(\theta))}{(\mathbf{R}_c'(\theta), \mathbf{R}_c'(\theta))} \right) \cdot (kT - \theta)^2 \right] \quad (4)$$

В этом выражении F_p - функция, описывающая влияние среды распространения; $\mathbf{R}_c(\theta)$ - вектор положения летательного аппарата; $\mathbf{R}(\theta, \sigma)$ вектор, описывающий геометрию отражающей поверхности.

Поскольку часто траектория перемещения фазового центра антенны РСА не является прямолинейной, то данный коэффициент является функцией траекторного времени. Поэтому запишем коэффициент фокусировки через "эквивалентную" скорость прямолинейного движения (5).

$$V(\theta, \sigma) = F_p' \left(\frac{c\sigma}{2} \right) \cdot ((\mathbf{R}_c''(\theta), \mathbf{R}_c(\theta) - \mathbf{R}(\theta, \sigma)) + (\mathbf{R}_c'(\theta), \mathbf{R}_c'(\theta))) \quad (5)$$

Эквивалентная скорость, как мы видим из этого выражения, связана с модулем вектора скорости и проекцией ускорения на наклонную дальность, а также с коэффициентом, отражающим влияние регулярной и флуктуирующей атмосферы ("медленные" флуктуации).

Циклическое смещение азимутального спектра радиолокационного изображения (РЛИ) (называемого в зарубежной литературе доплеровским центроидом [2]) обычно связано с линейным фазовым набегом траекторной фазы. Однако в (4) имеет место только квадратичный фазовый набег. Это свидетельствует о том, что значение доплеровского центроида зависит только от ориентации диаграммы направленности антенны РСА. Оценка доплеровского центроида, является необходимой, при коррекции линейных искажений масштаба РЛИ [2], но собственно на его качество (пространственное разрешение) не влияет. Данная задача представляется на данный момент достаточно полно исследованной и в данной работе не рассматривается.

Ухудшение разрешающей способности РСА, вследствие ошибки в определении параметра фокусировки, может быть найдена по следующей приближенной формуле:

$$\Delta_a = V \cdot \lambda / 4 \cdot R_H \cdot T_s + 4 \cdot V^2 \cdot T_s \cdot \delta V / R_H^2 \quad (6)$$

где: T_s - интервал синтеза РЛИ, δV - ошибка по эквивалентной скорости.

Если мы имеем информацию о точности имеющихся навигационных данных, то можно определить оптимальной интервал синтеза РЛИ, при котором будет обеспечено наилучшее для данных точностей азимутальное разрешение, т.е., то разрешение, при котором еще не будут сказываться траекторные ошибки.

$$T_s = \sqrt{\lambda / 4 \cdot (R_H / 2 \cdot V \cdot \sigma_V - V^2 / R_H \cdot \sigma_R)} \quad (7)$$



Рис. 2 Фокусировка по данным навигационной системы самолета

110 ↓

Траекторное время, [с]

Рис. 1 Результаты измерения и интерполяции эквивалентной скорости авиационной РСА “МАРС” по фрагменту РГГ г. Самара (12.12.91г.).

параметра фокусировки (процедура автоматического обнаружения точечных целей).

3. Фокусировка выделенных фрагментов;
4. Интерполяция параметров фокусировки на всю область голограммы;
5. “Точный” синтез радиолокационного изображения (алгоритм прямой свертки) с использованием интерполированной зависимости параметра фокусировки или соответствующей параметрической модели.

Оценка параметров фокусировки может осуществляться автоматически (автофокусировка) или с использованием интерактивных методов обработки (“ручная фокусировка”).

2. ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ РЕЗУЛЬТАТЫ

Особенности применения данных методов, иллюстрирует пример восстановления РЛИ самолетной РСА L - диапазона в составе РЛК MARS (Украина). Данный РЛК разработан в ИРЭ АН УССР (в настоящее время Исследовательский Центр Радиофизических Методов Дистанционного Зондирования Земли имени А.И. Калмыкова). Обработка по координате наклонной дальности в этой системе осуществляется на аппаратном уровне, поэтому цифровое восстановление РЛИ осуществляется только в сечении путевой дальности.

Для оценки параметра фокусировки в локальной области использовался алгоритм автофокусировки по критерию минимума локальной энтропии [1]. Суть алгоритма в нелинейной оптимизации методом наискорейшего спуска по параметрам эквивалентной скорости и длине апертуры локальной энтропии фрагментов РЛИ, содержащих “яркие” особенности. Значение энтропии вычисляется по локальной гистограмме фрагмента РЛИ по формуле энтропии дискретного источника. Как показало математическое моделирование, этот алгоритм в наибольшей степени эффективен при фокусировке ярких точечных отражателей и работает с минимальными размерами фрагмента РЛИ [1]. Результаты оценки параметра фокусировки по реальной голограмме РСА показаны на Рис.1. По этим результатам видно, что эквивалентная скорость меняется в пределах (± 15 м/с) на интервале порядка 10с (отметим также, что максимальный интервал синтеза апертуры для данного случая составляет 3-5 с). Естественно, что при использовании модели прямолинейного равномерного движения самолета такое изменение объяснить невозможно. Данные колебания связаны с изменением радиального ускорения движения самолета (см. выражение

Зависимость параметра фокусировки от траекторного времени, является критичной также и для систем среднего разрешения, работающих в длинноволновой части диапазона частот РСА, т.к. в этом случае также имеет место изменение параметра фокусировки на интервалах времени, сравнимых с интервалом синтеза.

Большинство алгоритмов автофокусировки РСА [1], устойчиво работают, только если сюжет РЛИ содержит ярко выраженные точечные объекты. Поэтому основные этапы восстановления РЛИ в условиях параметрической неопределенности относительно параметров движения летательного аппарата должны быть следующие:

1. “Грубый” синтез радиолокационного изображения с пространственным разрешением, определяемым по формуле (7), одним из известных быстрых алгоритмов;
2. Выделение фрагментов голограммы перспективных для оценивания

(5)).

Полученные результаты являются достаточно типичными для авиационных носителей и совпадают с [2]. Этот факт позволяет использовать для решения задачи фокусировки РЛИ модель движения самолета в виде суммы линейных и гармонических компонент. Используя данную модель траекторных нестабильностей, можно рассматривать задачу фокусировки в случае “быстрых” колебаний эквивалентной скорости, причем параметры модели легко определяются по результатам локальной автофокусировки (Рис.1).

На Рис.2 показано РЛИ данного фрагмента сфокусированное по данным навигационной системы самолета, а на Рис.3 автофокусированное изображение построенное с учетом интерполяции показанной на Рис.1.

Т.о. мы свели задачу оптимизации большого количества локальных параметров фокусировки к задаче оптимизации по нескольким параметрам гармонической модели.



Рис. 3 Автофокусировка.

4. ВЫВОДЫ

Т.о. двухэтапная процедура автоматической фокусировки, на первом этапе которой определяются параметры фокусировки в локальных областях РЛИ, а на втором этапе с использованием гармонической модели изменения параметра фокусировки оптимизируются параметры алгоритма уже по всему изображению, позволяет получить радиолокационное изображение высокого качества, в условиях быстрых флуктуаций параметров движения фазового центра антенны РСА.

ЛИТЕРАТУРА

1. Горячкин О.В. Автоматическая фокусировка изображений в радиолокаторе с синтезированной апертурой.// ТУЗС “Анализ сигналов и систем связи”. СПб., 1996, №161, с.128-134.
2. С.Ж. Oliver. Synthetic-aperture radar imaging // J.Phys. D:Appl. Phys. 22. 1989. p.871-890.
3. Goriachkin O.V., Kloovsky D.D. The some problems of realization spaceborne SAR's in P,UHF,VHF bands. // Proceedings of IEEE 1999 International Geoscience and Remote Sensing Symposium (IGARSS'99), Gamburg, Germany.

ИДЕНТИФИКАЦИЯ НЕИЗВЕСТНОЙ ПЕРЕДАТОЧНОЙ ФУНКЦИИ КАНАЛА СВЯЗИ НА ОСНОВЕ НЕСТАЦИОНАРНОЙ МОДУЛЯЦИИ ИНФОРМАЦИОННОЙ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТИ НА ПЕРЕДАЧЕ

О.В. Горячкин, Д.Д. Кловский

Поволжская Государственная Академия Телекоммуникаций и Информатики

Abstract

In the paper the general problems of the blind identification of communications channels with non-stationary input signal model are discussed. The possibility of use for the blind identification different non-stationary modulations of signal in transmitter is showed for this case. Some algorithms of impulse response channel estimation are discussed.

Введение

В течение последних нескольких лет отмечается рост интереса к алгоритмам так называемой “слепой” идентификации каналов связи. В отличие от широко распространенных методов тестирования каналов связи, использующих различного рода детерминированные испытательные сигналы, алгоритмы слепой идентификации обеспечивают восстановление неизвестной передаточной функции канала непосредственно по совокупности реализаций принятого сигнала. Это позволяет избежать потерь времени в системе передачи сообщений, необходимого на тестирование канала, что особенно актуально для многоручевых радиоканалов с быстрыми замираниями или проводных каналов с ограниченной полосой частот и различного рода нелинейностями приводящими к межсимвольной интерференции (МСИ), а также в каналах с множественным доступом.

Задача слепого выравнивания в теории цифровой связи насчитывает без малого 30 лет, но практически значимые подходы к ее решению были разработаны лишь в последнее время (см. [2,4]). На сегодняшний день известны три основных способа решения данной задачи, это идентификация по статистическим характеристикам принятых информационных последовательностей, стохастические градиентные алгоритмы и алгоритмы, основанные на правиле максимального правдоподобия

Исторически основные проблемы статистической идентификации неизвестной неминимально-фазовой характеристики канала связывались с невозможностью восстановления фазочастотной характеристики (ФЧХ) канала по моментам гауссовых распределений выходных сигналов при стационарном входе. В этой связи естественно, что первые результаты по “слепой” идентификации были получены для информационных последовательностей имеющих существенно негауссову статистику, поскольку в этом случае спектры высших порядков (обычно используется биспектр или триспектр) сохраняют информацию о ФЧХ канала [1,2].

Следующим относительно недавним этапом в развитии методов “слепой” идентификации каналов связи стало использование свойств периодически стационарных случайных последовательностей (см. например [2,3]). При этом для восстановления фазовой информации использовались статистики 2-го порядка избыточно дискретизированного сигнала в приемнике.

К последним результатам в данной области можно отнести алгоритмы, основанные на анализе систем периодически стационарных по входу (одна из первых публикаций [4]). В этом случае для систем связи используется периодическая модуляция информационных сигналов при передаче.

Независимо от этих исследований авторами, применительно к проблеме оценки неизвестной передаточной функции пространственно-временного канала РЛС с синтезированной апертурой (РСА), развивался, как нам представляется, более общий подход основанный на нестационарной модели входных сигналов [5,6,7].

В докладе рассматривается общая проблематика статистического восстановления характеристик канала связи для нестационарного входа, рассматриваются основные подходы к разработке алгоритмов идентификации канала для различных типов нестационарной модуляции входных информационных последовательностей.

1. Восстановление характеристик канала по моментным функциям

Достаточно широкий класс пространственно-временных каналов радиолокации и связи может быть описан моделью свертки неизвестной импульсной характеристики $h(t)$ и реализации некоторого информационного случайного поля $x(t, r)$ на фоне аддитивного шума, т.е.:

$$y(t, r) = \int_{-\infty}^{+\infty} h(\tau, r) \cdot x(t - \tau, r) d\tau + n(t, r) \quad (1)$$

Будем полагать, что каждое сечение поля $x(t, r)$ при любом фиксированном t – эргодический случайный процесс, а при любом фиксированном r – нестационарный процесс имеющий смешанные моменты не менее k -го порядка. Без потери общности будем рассматривать случай, когда сечения $x(t, r_1)$ и $x(t, r_2)$ статистически независимы для любых $r_1 \neq r_2$. Т.о. мы рассматриваем координату r как источник независимых реализаций для построения выборочных моментов процесса по переменной t . Полагаем также, что переход к дискретному случаю достаточно тривиален.

Тогда, если $\alpha_x(t_1, \dots, t_k)$ - k -й смешанный момент входного нестационарного случайного процесса $x(t)$, то в соответствии с [8] моменты процесса $y(t)$ можно записать в виде:

$$\alpha_y(t_1, \dots, t_k) = \int_{-\infty}^{+\infty} \dots \int_{-\infty}^{+\infty} h(\tau_1) \cdot \dots \cdot h(\tau_k) \cdot \alpha_x(\tau_1 - t_1, \dots, \tau_k - t_k) d\tau_1 \dots d\tau_k + \alpha_n(t_1, \dots, t_k) \quad (2)$$

Если $F_x(\omega_1, \dots, \omega_k)$ k -й спектральный момент нестационарного процесса $x(t)$ то связь между входными и выходными моментами в спектральной области описывается следующим алгебраическим выражением:

$$F_y(\omega_1, \dots, \omega_k) = H(\omega_1) \cdot \dots \cdot H(\omega_k) \cdot F_x(\omega_1, \dots, \omega_k) + F_n(\omega_1, \dots, \omega_k) \quad (3)$$

где $H(\omega)$ - передаточная функция канала.

Тогда суть подхода к статистическому оцениванию передаточной функции канала можно сформулировать как задачу решения интегрального уравнения типа (2) во временной области и алгебраического уравнения типа (3) в спектральной.

Рассмотрим некоторые типы случайных процессов $x(t)$.

1) Пусть $x(t)$ - стационарный случайный процесс, тогда уравнение (3) принимает вид:

$$F_y(\omega_1, \dots, \omega_k) = H(\omega_1) \cdot \dots \cdot H(\omega_k) \cdot \delta(\omega_1 + \dots + \omega_k) \cdot F_x(\omega_1, \dots, \omega_k) + F_n(\omega_1, \dots, \omega_k) \quad (4)$$

Уравнение (4) разрешимо относительно ФЧХ, только если процесс $x(t)$ негауссов (см. подробнее в [1]).

2) Пусть $x(t)$ - нестационарный по дисперсии случайный процесс, т.е. когда $x(t) = \sigma(t) \cdot x'(t)$, где $x'(t)$ - стационарный процесс с нулевым м.о. и $\sigma(t) \neq 0$, тогда уравнение (3) примет вид (5):

$$F_y(\omega_1, \dots, \omega_k) = H(\omega_1) \cdot \dots \cdot H(\omega_k) \cdot F_x(\omega_1 + \dots + \omega_k, \omega_1, \dots, \omega_k) + F_n(\omega_1, \dots, \omega_k) \quad (5)$$

В этом случае уравнение разрешимо для любых $k \geq 2$, т.е. и в гауссовом случае. Такая модель была успешно использована для решения задачи идентификации пространственно-временного канала РСА по статистикам второго порядка [5,6,7]. Для систем связи уравнение (5) можно получить путем использования дополнительной амплитудной модуляции сигналов на передаче. Отметим, что [4], является частным случаем данного подхода, при дополнительном условии периодичности функции $\sigma(t)$.

3) Пусть $x(t)$ - нестационарный по среднему значению случайный процесс, т.е. $x(t) = a(t) + x'(t)$, где $x'(t)$ - стационарный процесс с нулевым м.о., тогда уравнение (3) примет вид (6):

$$F_y(\omega_1, \dots, \omega_k) = H(\omega_1) \cdot \dots \cdot H(\omega_k) \cdot \left(A(\omega_1) \cdot \dots \cdot A(\omega_k) + \delta(\omega_1 + \dots + \omega_k) \cdot F_x(\omega_1, \dots, \omega_k) \right) + F_n(\omega_1, \dots, \omega_k) \quad (6)$$

Очевидна возможность идентификации в данном случае по статистикам даже первого порядка, поскольку этот способ предусматривает подмешивание в информационную последовательность известного сигнала. Отметим при этом, что наряду с хорошо отработанными алгоритмами идентификации по тестовым сигналам, в данном контексте предполагается тестирование и передачу информации одновременно.

4) Пусть $x(t)$ - случайный процесс с нестационарной по времени частотной структурой, т.е. $x(t) = x'(t - \mu(t))$, где $x'(t)$ - стационарный процесс с нулевым м.о., и $\mu'(t) \geq 0$, тогда уравнение (3) примет вид типа (5). Этот способ идентификации также может быть использован для систем связи в виде, например дополнительной ВИМ, ШИМ или ЧИМ модуляции.

5) Пусть $x(t)$ - случайный периодически коррелированный случайный процесс [9,10] общего вида, тогда уравнение (3) примет вид (7).

Т.е. в данном случае задача идентификации сводится к (3) только в дискретном множестве точек спектров моментов нестационарного процесса. Можно показать также, что все рассмотренные выше способы индуцирования нестационарности входных процессов можно распространить на этот случай при дополнительном условии периодичности функций $\sigma(t)$, $a(t)$ и $\mu(t)$.

$$F_y(\omega_1, \dots, \omega_k) = H(\omega_1) \cdot \dots \cdot H(\omega_k) \cdot \sum_{m_1} \sum_{m_k} F_x\left(\frac{2\pi m_1}{T}, \dots, \frac{2\pi m_k}{T}\right) \cdot \delta\left(\omega_1 - \frac{2\pi m_1}{T}\right) \cdot \dots \cdot \delta\left(\omega_k - \frac{2\pi m_k}{T}\right) + F_n(\omega_1, \dots, \omega_k) \quad (7)$$

При таком подходе появляется дополнительное условие идентифицируемости канала: нули канала не должны быть кратны $1/T$, где: T – период смешанных моментов процесса $x(t)$.

2. Алгоритмы оценки характеристик канала

Рассмотрим некоторые пути решения уравнений (2,3). В соответствии со сделанными в начале предыдущего раздела допущениями относительно случайного поля $x(t, \tau)$ несмещенные оценки моментов $y(t)$ могут быть получены, как:

$$\hat{\alpha}_y(t_1, \dots, t_2) = \frac{1}{R} \int_{-R/2}^{+R/2} y(t_1, r) \cdot \dots \cdot y(t_2, r) dr \quad (8)$$

где: R – размер области интегрирования по r , для периодически коррелированного процесса несмещенные оценки получают суммированием по периодическим реализациям. Общим условием идентифицируемости канала можно считать условие (9), которое выполняется в заданной полосе частот канала.

$$|F_x(\omega_1, \dots, \omega_k)| \neq 0 \quad (9)$$

Тогда решение (2,3) в общем виде может быть получено из уравнений (10) и (11) соответственно в спектральной и во временной областях.

В аналитической форме такое решение можно записать, если положить в левой части выражений (10,11) $t_2 = \dots = t_k = 0$ или $\omega_2 = \dots = \omega_k = 0$. Очевидная избыточность данных решений позволяет в некоторых случаях значительно ослабить условие (9).

$$\hat{H}(\omega_1) \cdot \dots \cdot \hat{H}(\omega_k) = \frac{\hat{F}_y(\omega_1, \dots, \omega_k) - F_n(\omega_1, \dots, \omega_k)}{F_x(\omega_1, \dots, \omega_k)} \quad (10)$$

$$\begin{aligned} & \hat{h}(t_1) \cdot \dots \cdot \hat{h}(t_k) = \\ & = \int_{-\infty}^{+\infty} \dots \int_{-\infty}^{+\infty} (\hat{\alpha}_y(\tau_1, \dots, \tau_k) - \alpha_n(\tau_1, \dots, \tau_k)) \cdot \\ & \cdot \alpha_x^{-1}(\tau_1 - t_1, \dots, \tau_k - t_k) d\tau_1 \dots d\tau_k \end{aligned} \quad (11)$$

$$\begin{aligned} & \alpha_x^{-1}(t_1, \dots, t_k) = \\ & \int_{-\infty}^{+\infty} \dots \int_{-\infty}^{+\infty} (F_x(\omega_1, \dots, \omega_k))^{-1} e^{j(\omega_1 t_1 + \dots + \omega_k t_k)} d\omega_1 \dots d\omega_k \end{aligned} \quad (12)$$

Рассмотрим некоторые подходы к решению уравнений (2,3) по статистикам второго порядка. Положим, например, что нестационарность индуцирована одним из способов указанных выше под номерами 2-4, пусть при этом условие (9) справедливо хотя бы для 2-х диагоналей ковариационной матрицы в спектральной области, т.е. $|F_x(\omega, -\omega - \Delta\omega)| \neq 0$. Тогда, как показано в [6,7], мы можем получить оценку передаточной функции непосредственно из уравнения (3). Причем первая диагональ ($\Delta\omega=0$) дает нам оценку модуля, а вторая диагональ (оценку производной фазы передаточной функции канала). Могут быть рассмотрены и другие возможности (см. например [4]).

В целом при выполнении условия (9) для всей спектральной области определения соответствующих ковариаций эффективным нам представляется подход, основанный на поиске максимального собственного значения и соответствующего ему собственного вектора эрмитовых ядер равных правой части уравнений (10) или (11) $G(t_1, t_2)$ или $G(\omega_1, \omega_2)$ соответственно при условии ограничения энергии ИХ канала $h(t)$. Можно показать также, что для нормированного ядра максимальные собственные числа $|\lambda_{\max}| \leq 1$ и равенство достигается, только если решение уравнений (10,11) однозначно.

Можно показать также, что полученная таким образом оценка будет оптимальной по критерию минимума среднего квадрата ошибки. Условие (9) при этом не представляется столь уж жестким в случае применения очевидной регуляризации уравнений (10,11).

3. Заключение

Т.о. возможность статистической идентификации канала связи по моментам случайных процессов на выходе канала связи обеспечивается приданием в общем случае стационарному информационному сигналу дополнительных нестационарных свойств, способствующих последующей слепой идентификации. При этом модель периодически коррелированного процесса на входе является частным случаем для общей нестационарной модели пространственно-временного канала.

Литература

1. Никиас Х.Л., Пагувер М.Р. Биспектральное оценивание применительно к цифровой обработке сигналов.// ТИИЭР, 1987, т.75, №7, с.5-30.
2. Прокис Дж. Цифровая связь. Пер с англ. / Под ред. Д.Д. Кловского. – М. Радио и связь. 2000. – 800с.
3. L.Tong, and S. Perreau, "Multichannel blind identification: From subspace to maximum likelihood methods," in Proceedings of IEEE, vol. 86, No. 10, Oct. 1998, pp.1951-1968.
4. E. Serpedin and G.B. Giannakis, "Blind channel identification and equalization with modulation induced cyclostationarity," in Proc. CISS, Baltimore, MD, Mar. 1997, vol. II, pp. 792-797.
5. Горячкин О.В. Автоматическая фокусировка изображений в радиолокаторе с синтезированной апертурой.// ТУЗС "Анализ сигналов и систем связи". СПб., 1996, №161, с.128-134.
6. Горячкин О.В., Кловский Д.Д. Статистический алгоритм обращения оператора свертки с неизвестным ядром.// В сб. докладов НТК "Радио и волоконно-оптическая связь, локация и навигация"-Воронеж, 1997, т.1, с.227-232.
7. Goriachkin O.V., Klovsky D.D. "New Method for Wideband Low Frequency SAR Data Processing," in Proc. Third International Airborne Remote Sensing Conference and Exhibition, 7-10 July 1997, Copenhagen, Denmark, vol. 2, p.147-154.
8. Левин Б.Р. Теоретические основы статистической радиотехники. - М.: "Радио и связь", 1989, 656с.
9. Гудзенко Л.И. О периодически нестационарных процессах. РЭ, 1959, т.4, №6, с.1062.
10. Cyclostationarity in Communications and Signal Processing, W.A. Gardner, Ed., IEEE Press, 1994.

АЛГОРИТМ НЕЛИНЕЙНОГО АНАЛИЗА НЕЗАВИСИМЫХ КОМПОНЕНТ В ЗАДАЧЕ СЛЕПОЙ ИДЕНТИФИКАЦИИ КАНАЛА СВЯЗИ

Горячкин О.В., Кловский Д.Д., Шатских С.Я.

Реферат

В докладе рассматривается задача слепой идентификации и выравнивания канала связи. Предлагается алгоритм слепого выравнивания канала, основанный на построении преобразования независимости наблюдаемых отсчетов сигнала. При построении преобразования независимости используются набор двумерных выборочных функций распределения, построенный по набору наблюдаемых отсчетов сигнала.

1. Введение

В последние годы проявляется большой интерес к слепой идентификации импульсной характеристики канала, особенно в тех случаях, когда использование испытательных сигналов невозможно или нежелательно. Например, в многоточечных сетях TDMA постоянная передача испытательной последовательности существенно снижает эффективность использования полосы канала, а использование тренировочной сессии неэффективно в многопользовательской системе. Т.о. важность исследований слепых методов выравнивания и идентификации канала связи диктуется практическими нуждами [1].

За два последние десятилетия предложено как минимум два класса алгоритмов слепой идентификации [2]. Это алгоритмы основанные на различных модификациях правила максимального правдоподобия (МП) и алгоритмы использующие уравнения для моментных функций.

В первом случае обычно обеспечивается более высокая точность, но алгоритм предполагает решение вариационной задачи и имеет высокую вычислительную сложность.

При использовании моментных алгоритмов оценка импульсной характеристики производится в явном виде, но требуется большое число информационных блоков для получения оценок моментных функций с достаточной точностью.

Условия слепой идентифицируемости канала зависят от статистических свойств информационной последовательности. Так если информационная последовательность описывается моделью стационарного гауссовского временного ряда, то идентификация возможна только для минимально-фазовой системы [3]. Если информационная последовательность описывается периодически-коррелированным временным рядом (циклостационарная последовательность) то условие слепой идентификации это отсутствие нулей канала на единичной окружности [4].

Идентификация произвольной импульсной характеристики канала возможна для негауссовских или нестационарных [6] моделей информационной последовательности. В последнем случае предполагается дополнительная нестационарная модуляция информационной последовательности [5,6]. Данное условие в частности означает конечность информационной последовательности и системной функции канала.

Модель системы передачи дискретных сообщений может быть представлена в виде следующего выражения [2]:

$$y(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} h(t, \tau) \cdot \sum_{n=-\infty}^{n=+\infty} s_k(\tau - nT, a_n) \cdot d\tau + v(t) \quad (1)$$

где: $y(t)$ - сигнал в приемнике; $\{a_n\}$ - последовательность информационных символов алфавита $A = \{a_1, \dots, a_k, \dots, a_M\}$; $s_k(\tau, a_k)$ - канальный сигнал, соответствующий k -му символу; $h(\tau, t)$ - импульсная характеристика канала связи; $v(t)$ - аддитивная помеха, T - тактовый интервал.

Для линейной цифровой модуляции (1) можно преобразовать к виду (2).

$$y(t) = \sum_{n=-\infty}^{n=+\infty} a_n \int_{-\infty}^{+\infty} h(t, \tau) \cdot s_0(\tau - nT) \cdot d\tau + v(t) \quad (2)$$

Для каналов с медленными временными замираниями справедливо следующее упрощение:

$$y(t) = \sum_{n=-\infty}^{n=+\infty} a_n \int_{-\infty}^{+\infty} h(t-\tau) \cdot s_0(\tau-nT) \cdot d\tau + v(t) \quad (3)$$

После дискретизации сигнала в приемнике модель системы передачи дискретных сообщений для прямых видов модуляции может быть записана в виде:

$$y(l) = y(t)_{t=lT} = \sum_{n=0}^{L-1} h(n)x(n-l) + v(l) \quad (4)$$

В этом выражении $x(l)$ - неизвестная информационная последовательность, описываемая той или иной статистической моделью, $h(l)$ - неизвестная импульсная характеристика сквозного дискретного канала системы передачи; L - память канала, $v(l)$ - неограниченная последовательность статистически независимых, произвольно “окрашенных” отсчетов шума. Информационная последовательность $x(l)$ для линейной модуляции соответствует последовательности информационных символов $\{a_l\}$, для нелинейной модуляции является последовательность значений некоторой нелинейной функции канального сигнала $\{s_k(a_l)\}$.

Импульсная характеристика сквозного канала может рассматриваться как детерминированная, так и случайная функция. Модель (6) используется также для описания комплексных дискретно-временных систем с одним входом и выходом (SISO). Когда канал в (2) стационарный, выходная последовательность стационарна в дискретном времени.

Для линейных, постоянных во времени, частотно зависимых детерминированных каналов (2), когда частота дискретизации выше скорости передачи символов (обычно в целое число M раз) дискретизированный сигнал является циклостационарным, или, что эквивалентно, может быть представлен как вектор стационарной последовательности, лежащий в основе модели с одним входом и множественным выходом (SIMO), где мы складываем в стек M -последовательность входных отсчетов, в течение приема очередного входного символа.

В большинстве алгоритмов слепой идентификации мы предполагаем известными статистические свойства информационной последовательности. Часто при этом мы предполагаем что $x(l)$ - последовательность одинаково распределенных, статистически независимых случайных величин. В этом случае задача слепой идентификации и последующего выравнивания канала может рассматриваться в контексте задач анализа независимых компонент [7], т.е. как задача построения преобразования независимости вектора наблюдаемых отсчетов сигнала.

В данной статье мы рассмотрим возможность построения общего вида преобразования независимости “вслепую”, т.е. используя только набор реализаций наблюдаемого сигнала.

2. Преобразование независимости N -мерного случайного вектора

В этой работе мы будем рассматривать случайные вектора, совместные функции распределения компонент которых, вместе со всеми своими маргинальными распределениями непрерывны и всюду положительны.

Рассмотрим отображение $H : R^N \rightarrow R^N$ с координатными функциями вида:

$$\begin{cases} x_N = F_N^{-1}(F_{N|1\dots N-1}(y_N | y_1, \dots, y_k, \dots, y_N)) \\ \dots \\ x_k = F_k^{-1}(F_{k|1\dots k-1}(y_k | y_1, \dots, y_{k-1})) \\ \dots \\ x_1 = y_1 \end{cases} \quad (5)$$

где: $F_{k|1\dots k-1}(y_k | y_1, \dots, y_{k-1})$ - условная функция распределения случайной величины y_k , $F_k^{-1}(\cdot)$ - обратная функция, соответствующая одномерной функции распределения случайной величины y_k . Как было показано в [8] система случайных величин $\{x_k\}_{k=1, \dots, N}$ взаимно независима.

Введенное в [8,11] треугольное преобразование независимости (5) фактически является вариантом преобразования введенного в работе [9], как преобразование исходной выборки в выборку значений равномерно распределенного на N -мерном единичном кубе случайного вектора. Хорошо известно, что для гауссовских случайных векторов свойство независимости их компонент эквивалентно их некоррелированности. Поэтому для каждого гауссовского вектора существует

линейное преобразование ортогонализации, совпадающее с (5). В случае произвольного распределения компонент $\{y_k\}_{k=1,\dots,N}$ преобразование (5) нелинейное.

Можно показать, что если известны условные функции распределения случайных величин $\{y_k\}_{k=1,\dots,N} - F_{k|1\dots k-1}(y_k | y_1, \dots, y_{k-1})$, координатные функции преобразования (6) с точностью до постоянного множителя соответствуют координатным функциям обратного преобразования (4).

$$\begin{cases} x_N = F_1^{-1}(F_{N|1\dots N-1}(y_N | y_1, \dots, y_{N-1})) \\ \dots\dots\dots \\ x_k = F_1^{-1}(F_{k|1\dots k-1}(y_k | y_1, \dots, y_{k-1})) \\ \dots\dots\dots \\ x_1 = y_1 \end{cases} \quad (6)$$

В [10] мы рассматривали возможность применения преобразования (5) для совместной визуализации изображений в многоспектральных системах дистанционного зондирования Земли. При этом преобразование независимости строилось по выборочным функциям распределения наблюдаемых векторов. Проблема реализации данного подхода в нашем случае это необходимость огромного объема статистической информации при построении многомерных выборочных функций распределения.

В данном докладе мы представим процедуру построения преобразования независимости типа (5-6) только по двумерным выборочным функциям распределения.

3. “Слепое” построение преобразования независимости N-мерного случайного вектора с помощью парных преобразований независимости

Возможность построения преобразования независимости N-мерного случайного вектора с помощью парных преобразований независимости для негауссовских случайных векторов была найдена С.Я. Шатских в [13]. Возможность такого построения очевидна в гауссовском случае. В [13] показано, что достаточным условием возможности построения преобразования независимости N-мерного случайного вектора с помощью парных преобразований независимости является свойство воспроизводимости условных квантилей многомерного распределения.

Условные квантили $q_{i|1\dots\tilde{i}\dots N}^0(y_1, \dots, \tilde{y}_i, \dots, y_N)$ распределений $F_{k|1\dots k-1}(y_k | y_1, \dots, y_{k-1})$ определим следующими уравнениями (7).

$$F_{i|1\dots\tilde{i}\dots N}(q_{i|1\dots\tilde{i}\dots N}^0(y_1, \dots, \tilde{y}_i, \dots, y_N) | y_1, \dots, \tilde{y}_i, \dots, y_N) = F_{i|1\dots\tilde{i}\dots N}(y_i^0 | y_1^0, \dots, \tilde{y}_i^0, \dots, y_N^0) \quad (7)$$

где символ “ \sim ” над переменной означает ее исключение.

Будем говорить [13], что случайный вектор обладает свойством воспроизводимости условных квантилей размерности N-1 при сужении на одномерные условные квантили, если для любого $i=1,\dots,N$ и для любого $k=1,\dots,N$ такого, что $k \neq i$:

$$q_{i|1\dots\tilde{i}\dots N}^0(q_{1|k}^0(y_k) \dots q_{k-1|k}^0(y_k), y_k, q_{k+1|k}^0(y_k) \dots \tilde{x}_i \dots q_{N|k}^0(y_k)) = q_{i|k}^0(y_k) \quad (8)$$

Далее будем считать, что случайный вектор обладает свойством воспроизводимости условных квантилей при сужении на все условные квантили меньшей размерности.

В работах [11,12,14] приведены примеры многомерных распределений, условные квантили которых обладают свойством воспроизводимости. Это распределения Гаусса, Стьюдента, Коши, Дирихле и некоторые типы сопряженных распределений.

Можно показать, что этим свойством обладает распределение случайного вектора полученного с помощью линейного однозначного отображения вектора с независимыми, произвольно, но одинаково распределенными компонентами. Последняя модель соответствует рассматриваемому нами случаю (4).

В соответствии с [14] процедура “слепого” построения преобразования независимости N-мерного случайного вектора с помощью парных преобразований независимости может быть сведена к следующим этапам:

1. Пусть мы имеем набор реализаций N случайных величин $\{y_k\}_{k=1,\dots,N}$. По набору реализаций построим N-1 выборочных условных распределений $\bar{F}_{k|1}^1(y_k | y_1)$, $k>1$. Получим набор реализаций N-1 случайных величин $\{y_m^1\}_{m=1,\dots,N-1}$ используя преобразование $y_m^1 = \bar{F}_{m+1|1}^1(y_{m+1} | y_1)$.

2. По набору реализаций $\{y_k^1\}_{k=1, \dots, N-1}$ построим $N-2$ выборочных условных распределений $\bar{F}_{k|1}^2(y_k^1 | y_1^1)$, $k > 1$. Получим набор реализаций $N-2$ случайных величин $\{y_m^1\}_{m=1, \dots, N-2}$ используя преобразование $y_m^2 = \bar{F}_{m+1|1}^2(y_{m+1}^1 | y_1^1)$.

3. Продолжая этот процесс, получим наконец набор реализаций случайной величины y_1^{N-1} и соответствующую предыдущему этапу выборочную функцию распределения $\bar{F}_{2|1}^{N-1}(y_2^{N-2} | y_1^{N-2})$.

4. Используя полученный набор двумерных выборочных условных функций распределения преобразование независимости может быть построено как рекуррентная система равенств (9).

$$\begin{cases} x'_1 = y_1, \\ x'_2 = \bar{F}_1^{-1}(\bar{F}_{2|1}^1(y_2 | x'_1)), \\ x'_3 = \bar{F}_1^{-1}(\bar{F}_{2|1}^2(y_2^1 | \bar{F}_1^{-1}(x'_2))), \\ \dots\dots\dots \\ x'_N = \bar{F}_1^{-1}(\bar{F}_{2|1}^{N-1}(y_2^{N-2} | \bar{F}_1^{-1}(x'_{N-1}))) \end{cases} \quad (9)$$

Т.о. выражение (9) дает нам алгоритм слепого выравнивания канала связи, описываемого моделью (4). Для случая слабого аддитивного белого шума компоненты $\{x'_k\}_{k=1, \dots, N}$ являются несмещенными оценками искомого входного сигнала, в общем случае это утверждение неверно.

3. Выводы

Т.о. задача слепого выравнивания канала связи может быть сведена к задаче анализа независимых компонент наблюдаемых в приемнике отсчетов сигнала.

Алгоритм слепого выравнивания канала может быть построен на основе нелинейного преобразования независимости наблюдаемого сигнала.

Если наблюдаемый вектор отсчетов сигнала описывается многомерным распределением для которого выполняется свойство воспроизводимости условных квантилей, то преобразование независимости может быть построено как суперпозиция парных преобразований независимости.

Реализация алгоритма предлагает использование только двумерных выборочных распределений наблюдаемого вектора.

Литература

1. J.T. Tugnait, L. Tong, Z. Ding, Single-user channel estimation and equalization. // IEEE Signal Processing Magazine, May 2000, pp.17-28.
2. Прокис Дж. Цифровая связь. Пер с англ. / под ред. Д.Д. Кловского. – М. Радио и связь. 2000. – 800с.
3. Никиас Х.Л., Рагувер М.Р. Биспектральное оценивание применительно к цифровой обработке сигналов.// ТИИЭР, 1987, т.75, №7, с.5-30.
4. L.Tong, and S. Perreau, "Multichannel blind identification: From subspace to maximum likelihood methods," in Proceedings of IEEE, vol. 86, No. 10, Oct. 1998, pp.1951-1968.
5. E. Serpedin and G.B. Giannakis, "Blind channel identification and equalization with modulation induced cyclostationarity," in Proc. CISS, Baltimore, MD, Mar. 1997, vol. II, pp. 792-797.
6. Goriachkin O.V., Klovsky D.D. Blind Channel Identification with Non-Stationary Input Processes // Proceedings of World Multiconference on Systemics, Cybernetics and Informatics (SCI 2001), July 22-25, 2001, Orlando, Florida, USA, Vol. XVIII, 386-388p.
7. A. Hyvarinen, "Survey on independent component analysis," Neural computing surveys, N2, pp.94-128, 1999.
8. Шатских С.Я. Об одном свойстве условной медианы // Сб. "Мера и интеграл", Самара: изд-во "Самарский университет", 1988. С.156-163.
9. Rosenblatt M. Remarks on a multivariate transformation // Ann. Math. Stat. 23, 1952. P.470-472.
10. Goriachkin O.V., Filimonov A.R., Klovsky D.D., Shatskih S.J.. The New Tool for Joint

Processing of the Information From Various Remote Sensors. // Proceedings Third International Airborne Remote Sensing Conference and Exhibition, 7-10 July 1997, Copenhagen, Denmark, v.1, p.387-392.

11. Шатских С.Я. Об одном варианте преобразования независимости // Сб. “Мера и интеграл”, Самара: изд-во “Самарский университет”, 1995. С. 99-112.
12. Shatskih S.Ya. Multivariate Cauchy distributions as locally gaussian distributions // Journal of Math. Sciences. NY. V.78. 1. 1996, p. 102-108.
13. Шатских С.Я. Преобразование независимости семейства случайных величин обладающих воспроизводимостью условных вантилей // Вестник Самарского государственного университета: естественнонаучная серия, №1, 2002г.
14. Шатских С.Я., Кнутова Е.М. Воспроизводимость условных квантилей многомерного распределения Стьюдента // Известия РАЕН. Серия МММИУ, т.1, 1, 1997. С.36-58.

**СПИСОК
печатных работ КЛОВСКОГО ДАНИИЛА ДАВИДОВИЧА**

№ п.п.	Наименование	Издание	Кол. стр.	Фамилии соавторов
1	2	3	4	5
1	Приближенный графо-аналитический способ построения частотных характеристик линейной системы по переходной характеристике	Ж. Техническая физика, 1955, т. XXV, вып. 2	6	
2	О решении дифференциального уравнения сверхрегенератора	Ж. Известия вузов. Радиотехника, 1959, №1	9	
3	Письмо в редакцию по поводу статьи Сифорова В.И.	Электросвязь, 1959, №1	1	
4	Построение идеальных приемников сигналов с замираниями на основе использования электронно-вычислительных устройств	Труды ЛЭИС, Л.: 1959, вып. VI (43)	8	
5	О потенциальной помехоустойчивости при учете замираний и шумов в канале связи	Труды НТК, ЛЭИС, 1959, вып. 3	6	
6	Вопросы потенциальной помехоустойчивости при замираниях сигнала	Труды ЛЭИС, 1959, вып. VII (44)	14	
7	Метод приема импульсных сигналов, основанный на использовании вычислительных машин	Труды ЛЭИС, 1959, вып. VII (44)	6	Гольденберг Л.М.
8	Потенциальная помехоустойчивость в каналах с замираниями	Тез. докл. 14 Всесоюз. науч. сессии НТОРЭС им. А.С.Попова, 1959	0,5	
9	О потенциальной помехоустойчивости в коротковолновой телеграфии	Труды НТК, ЛЭИС, 1960, вып. 2	16	
10	Вопросы потенциальной помехоустойчивости при замираниях сигнала	Радиотехника, 1960, т. 15, №5	8	
11	Потенциальная помехоустойчивость коротковолновой радиотелеграфии	Электросвязь, 1960, №7	8	
12	Передача дискретных сообщений по радиоканалам с переменными параметрами	Автореферат диссертации на к.т.н., ЛЭИС, 1960	18	
13	Вопросы потенциальной помехоустойчивости в каналах радиосвязи	Тез. докл. 15 ВНС НТОРЭС, М., 1960	0,5	
14	Потенциальная помехоустойчивость при разнесенном приеме дискретной информации	Радиотехника, 1961, т. 16, №3	8	
15	Вероятность ошибки при когерентном приеме замирающих сигналов	Труды учеб. инст. связи (ГУИС), Л., 1961, вып. 6	8	
16	О помехоустойчивости систем прерывистой связи	ГУИС, Л., 1961, вып. 8	6	
17	Оптимальный прием в каналах с эхо-сигналами	Тез. докл. 16 ВНС НТОРЭС, М., 1961	0,5	
18	Система связи при наличии эхо-сигналов	ГУИС, Л., 1962, вып. 13	8	Гольденберг Л.М.
19	Помехоустойчивость разнесенного приема в системах прерывистой связи	Известия вузов. Радиотехника, 1962, №2	6	
20	Помехоустойчивость систем прерывистой связи	Тез. докл. 17 ВНС НТОРЭС, М., 1962	0,5	
21	К вопросу о помехоустойчивости разнесенного приема при прерывистой связи	Известия вузов. Радиотехника, 1963, вып. 2	4	
22	Потенциальная помехоустойчивость разнесенного приема прерывистой связи	Тез. докл. 18 ВНС НТОРЭС, М., 1963	0,5	
23	Система оптимального приема в каналах с эхо-сигналами	ГУИС, Л., 1964, вып. 19	8	
24	Потенциальная помехоустойчивость в каналах с эхо-сигналами	Радиотехника, 1964, т. 19, №12	8	
25	Потенциальная помехоустойчивость в каналах с эхо-сигналами	Тез. докл. 19 ВНС НТОРЭС, М., 1964	0,5	
26	Оптимальный выбор рабочих параметров систем ОФТ при их использовании в каналах радиосвязи	Сб. Радиоэлектроника в нар. хоз., Куйбышев, 1964	5	
27	Помехоустойчивость бинарных систем при	Электросвязь, 1965, №2	6	

	флуктуационной и сосредоточенной помехе			
28	О пропускной способности каналов с замираниями	ТУИС, Л., 1965, вып.22	8	
29	Передача дискретных сообщений по радиоканалам	Автореферат дисс. на д.т.н., 1965, МЭИС	34	
30	Элементы статистической теории связи (учебное пособие)	КЭИС, 1965	57	
31	Вопросы потенциальной помехоустойчивости в каналах с эхо-сигналами	Радиотехника, 1966, т.21, №10	6	
32	К выбору рабочих параметров систем ОФТ при их использовании в каналах радиосвязи	Сб. Радиоэлектроника в нар. хоз., Куйбышев, 1966	7	Николаев Б.И.
33	Четырехпараметрическое распределение амплитуды и фазы сигнала – обобщенное распределение для радиоканалов со случайно меняющимися параметрами	Тез. докл. 21 ВНС НТОРЭС, 1966	1	Самусенко И.М.
34	Помехоустойчивость в обобщенном канале с замираниями	Сб. Радиоэлектроника в нар. хоз., Куйбышев, 1966	8	
35	Теоретические и реализационные основы дискретной системы связи с предсказанием и фазовой модуляцией, предназначенной для работы в многолучевых радиоканалах с эхо-сигналами	Сб. Фазовая и относительно-фазовая телеграфия. М., Связь, 1967	3	Николаев Б.И.
36	О бимодальном распределении амплитуд сигнала	Сб. Радиоэлектроника в нар. хоз., Куйбышев, 1967	8	Самусенко И.М.
37	Потенциальная помехоустойчивость в каналах с четырехпараметрическим распределением амплитуд и фаз сигнала	Тез. докл. 22 ВНС НТОРЭС, 1967	1	Самусенко И.М.
38	Потенциальная помехоустойчивость в каналах с четырехпараметрическим распределением амплитуд и фаз	Тез. докл. 23 ВНС НТОРЭС, 1968	0,5	
39	Система связи с предсказанием и автовыбором	Сб. Радиоэлектроника в нар. хоз., Куйбышев, 1968	7	Николаев Б.И.
40	Вопросы синтеза сигналов с большой базой, оптимальных в заданном базисе	Сб. Радиотехника в народном хозяйстве, Куйбышев, 1969	13	Есипов Б.А.
41	К вопросу об использовании метода среднего параметра	ТУИС, Л., 1969, №7	4	Николаев Б.И.
42	Теория передачи сигналов (конспект лекций для студентов электротехнических инст. связи)	КЭИС, 1969	349	
43	Передача дискретных сообщений по радиоканалам (монография)	Изд. Связь. М., 1969	375	
44	Статистические характеристики квадратурных компонент сигнала в стохастическом канале	Тез. докл. 24 ВНС, 1969	0,5	
45	Вопросы теории бимодальных распределений амплитуд сигнала	Сб. Радиоэлектроника в нар. хоз., Куйбышев, 1970	7	Самусенко И.М.
46	Вопросы сопряжения теории оптимального приема и синтеза сигналов	Сб. Радиоэлектроника в нар. хоз., Куйбышев, 1970	9	Есипов Б.А.
47	Об одном методе обнаружения повторяющихся сигналов в условиях априорной неопределенности	Сб. Радиоэлектроника в нар. хоз., Куйбышев, 1970	11	Кораблин М.А.
48	Оптимальный прием и потенциальная помехоустойчивость в многолучевом канале с дисперсией и доплеровским сдвигом	Сб. Радиоэлектроника в нар. хоз., Куйбышев, 1970	12	Бочкарев В.А.
49	Различение двух ортогональных сигналов в обобщенном радиоканале	ТУИС, Л., 1970, вып.48	6	Сойфер В.А.
50	Потенциальная помехоустойчивость в обобщенно-гауссовском канале	Тез. докл. 25 ВНС НТОРЭС, 1970	0,5	
51	О синтезе радиосигналов с управляемой формой функции неопределенности	ТУИС, Л., 1971, вып.56	6	Есипов Б.А.
52	Оптимальный прием дискретных сообщений в каналах с частотно-временной селективностью	Радиотехника, 1971, т.26, №2	5	Бочкарев В.А. Сойфер В.А.
53	Оптимальная пространственно-временная обработка сигналов в каналах с селективными замираниями	Тез. докл. 27 ВНС НТОРЭС, 1971	0,5	Сойфер В.А.
54	Статистические характеристики квадратурных компонент сигнала на выходе канала со случайно меняющимися параметрами	Радиотехника, 1971, т.26, №8	6	Самусенко И.М.
55	Вопросы физического обоснования обобщенно-гауссовской модели каналов	ТУИС, Л., вып.54, 1971	7	Клыженко Б.А..
56	Пространственно-временные каналы связи (статистическая модель и оптимальная обработка)	Материалы Международного	2	Кириллов Н.Е. Сойфер В.А.

	сигналов)	симпозиума по теории информации (МСТИ), М. Ереван, 1971		
57	Zur Übertragung digitaler information über Kanäle mit zufällig veränderlichen Parametern	Nachrichten Technik, 1972, 22, DDR	5	
58	О применении обобщенно-гауссовской модели к анализу разброса параметров микроселектронных схем	Труды Международного симпозиума по микроселектронике, БНР, Варна, 1972	5	Сойфер В.А.
59	О сопряжении курсов ТЛЭЦ, ТНЭЦ и ТПС со специальными курсами инст. связи	Сб. Метод. указ. по исп. техн. средств обучения, ЛЭИС, 1972	5	Шилкин В.А.
60	Оценка параметров пространственно-временных каналов связи	Тез. докл. 28 ВНС НТОРЭС, 1972	0,5	Кораблин М.А. Сойфер В.А.
61	Пропускная способность многолучевых каналов	Проблемы передачи информации (ППИ), 1972, т. VIII, №1	8	Сойфер В.А.
62	Формирование однополосного сигнала в скоростных системах с последовательной передачей дискретных сообщений	Тез. докл. НТК, посв. дню раб. связи и 50-летию образ. СССР, Куйбышев, 1972	1	Николаев Б.И.
63	Устройство для передачи двоичных сигналов в многолучевом канале связи	А. с. СССР, 343394. Опубл. 1972, бюлл. №20	2	Дороднов И.Л. Николаев Б.И.
64	Помехоустойчивость широкополосной системы с противоположными сигналами при оптимальной пространственно-временной обработке	Радиотехника и электроника, 1972, т. XVII	4	Сойфер В.А.
65	Теория передачи сигналов (учебник для студентов электротехнических инст. связи)	Изд. Радио и связь, М., 1973	376	
66	Сравнительная эффективность последовательных методов передачи дискретных сообщений по каналам со случайно меняющимися параметрами и межсимвольной интерференцией	Тез. докл. 29 ВНС НТОРЭС, 1973	0,5	Николаев Б.И.
67	Вероятностная модель пространственно-временного канала с последовательно-параллельными механизмами распространения в задачах оптимальной обработки сигналов	Тез. докл. 29 ВНС НТОРЭС, 1973	1	Сойфер В.А.
68	Измерение пространственно-временных характеристик стохастического канала в задачах оптимального приема	Материалы докл. 3 МСТИ, М. Таллин, 1973	2	Сойфер В.А.
69	Система передачи данных с предсказанием групповых сигналов	Тез. докл. 1 ВНТ совещания "Проблемы пер. данных в автоматиз. сист. упр.", Киев, 1974	1	Дороднов И.Л. Мыцк В.Н.
70	Оптимальный прием дискретных сообщений в каналах с рассеянием и сосредоточенными помехами	ТУИС, Л., вып.58, 1974	6	Баранчев В.В.
71	Линейный алгоритм приема противоположных сигналов в каналах с межсимвольной интерференцией	ТУИС, Л., вып.68, 1974	7	Кораблин М.А.
72	Пути создания скоростных дискретных систем на стационарных линиях радиосвязи	Радиотехника, 1974, т.29, №2	4	Николаев Б.И.
73	Потенциальная помехоустойчивость в каналах с рассеянием, флуктуационной и сосредоточенной помехе	Тез. докл. 30 ВНС НТОРЭС, 1974	0,5	
74	Оптимальная обработка пространственно-временных полей в каналах с селективными замираниями	Ж. ППИ, 1974, №1	7	Сойфер В.А.
75	Инженерная реализация радиотехнических схем (в системах передачи дискретных сообщений в условиях межсимвольной интерференции) (монография)	Изд. Связь, М., 1975	198	Николаев Б.И.
76	Вопросы нелинейного обнаружения сигналов в шумах при неполной априорной информации о свойствах сигналов и помех	ТУИС, Л., вып.73, 1975	6	Аснин Л.Б.
77	Обработка пространственно-временных сигналов (в каналах передачи информации) (монография)	Изд. Связь, М., 1976	207	Сойфер В.А.

78	Вопросы нелинейного приема цифровой информации в стохастических каналах в присутствии негауссовских помех	ГУИС, Л., вып.76, 1976	6	Аснин Л.Б.
79	Помехоустойчивость одного линейного алгоритма приема противоположных сигналов в каналах с межсимвольной интерференцией	ГУИС, Л., вып.81, 1976	6	Кораблин М.А.
80	Оптимальная обработка сигналов в каналах с аддитивной и мультипликативной памятью	Материалы 4 МСТИ, М. Репино, 1976	2	Баранчеев В.В.
81	Вероятностные пространственно-временные модели каналов связи	Тез. докл. I семинара стран СЭВ по статист. теории связи (СТС), 1977, Пущино	1	
82	О единых обозначениях в учеб. курсах и литературе, посвященной вопросам передачи сообщений по каналам связи	Радиотехника, 1977, т.32, №8	3	
83	Sequential transmission of digital information in the presence of intersymbol interference (монография)	Mir Publishers, Mosckow, 1978	215	Николаев Б.И.
84	Теория передачи сигналов в задачах (учебное пособие для студентов электротехнических инст. связи)	Изд. Связь, М., 1978	352	Шилкин В.А.
85	Каналы с аддитивной и мультипликативной памятью и вопросы оптимальной обработки сигналов	Радиотехника, 1978, т.33, №8	6	Баранчеев В.В.
86	Обобщенное распределение огибающей сигнала, использующее преобразование Гильберта на группах	Тез. докл. 33 ВНС НТОРЭС, М., 1978	0.5	Шатских С.Я. Широков С.М.
87	Оценка системной функции стохастического пространственно-временного канала связи	Сб. Простр-врем. обработка сигналов, 1978, Воронеж, изд. ВГУ	8	Карташевский В.Г.
88	Оптимальная оценка системной характеристики пространственно-временного канала связи	Тез. докл. VII Всесоюзной конф. по т. кодирования и пер. информации, 1978, М. Вильнюс	0,5	Шатских С.Я. Карташевский В.Г.
89	К вопросу об использовании режимов усиления и возбуждения параметрического контура	ГУИС, Л., "Приемно-передающая техника и антенны", 1978	5	Николаев Б.И.
90	Статистическая теория связи и ее практические приложения. Вероятностные пространственно-временные модели каналов связи (монография под редакцией Левина Б.Р.)	Разд. 1.5 Изд. Связь, М., 1979	7	Коллектив 28 авторов
91	О помехоустойчивости одного алгоритма обработки сигналов в каналах с межсимвольной интерференцией	ГУИС, Л., Вычислительная техника в системах связи, 1979	6	Карташевский В.Г. Николаев Б.И.
92	О нахождении отношения правдоподобия в задачах обработки случайных полей	Тез. докл. 34 ВНС НТОРЭС, М., 1979	1	Шатских С.Я. Широков С.М.
93	Некоторые алгоритмы оптимальной обработки полей в условиях неполной априорной информации	Материалы 5 МСТИ, ч.1, М. Тбилиси, 1979	2	Широков С.М.
94	Обработка полей на специальном семействе кривых	Материалы 5 МСТИ, ч.1, М. Тбилиси, 1979	2	Шатских С.Я.
95	Теория передачи сигналов (учебник для студентов электротехнических инст. связи)	Изд. Связь, 1980	288	Зюко А.Г. Назаров М.В. Финк Л.М.
96	Анализ и синтез моделей случайных полей, заданных стохастическим дифференциальным уравнением	Радиотехника, т.35, №6, 1980	6	Конторович В.Я.
97	Модели непрерывных пространственно-временных каналов	Тез. докл. семинара стран СЭВ по СТС, ГДР, Берлин, 1980	1	
98	Современное состояние методов оптимальной обработки стохастических полей	Тез. докл. 35 ВНС НТОРЭС, М., 1980	1	Шатских С.Я. Шерман А.Ю. Широков С.М.
99	Алгоритмы направленного перебора для приема дискретных сообщений в каналах с МСИ	Тез. докл. 35 ВНС НТОРЭС, М., 1980	2	Широков С.М.
100	Оптимальный базис в задаче определения огибающей сигнала	Радиотехника и электроника, 1980, №6	8	Шатских С.Я. Широков С.М.

101	Научно-техническая конференция по передаче дискретных сообщений в декаметровом диапазоне в г. Куйбышеве (информация)	Электросвязь, 1980, №1	0,5	
102	О влиянии обратной связи по решению на помехоустойчивость последовательной системы обработки сигналов в каналах с памятью	Радиотехника, т.35, №9, 1980	4	Карташевский В.Г. Николаев Б.И.
103	Замена различения сигналов оцениванием в условиях межсимвольной интерференции	Электросвязи, 1981, №8	4	Широков С.М.
104	Способ демодуляции дискретных сигналов	А. с. 832763, СССР, опубл. 1981, бюлл. №1	3	Карташевский В.Г. Николаев Б.И.
105	Оценка эффективности оптимальной пространственно-временной обработки сигналов по сравнению с неоптимальной	ТУИС, Л., Теория передачи информации по каналам связи, 1981	8	Шерман А.Ю.
106	Помехоустойчивость двоичной системы сигналов при дискретной по пространству и непрерывной во времени обработке поля	Тез. докл. 36 ВНС НТОРЭС, М., 1981	1	Шерман А.Ю.
107	Анализ помехоустойчивости двоичных систем передачи сообщений при оптимальной дискретной по пространству и непрерывной во времени обработке поля	Материалы VIII ВК по ТК и ПИ, М. Куйбышев, ч.V, 1981	6	Шерман А.Ю.
108	Проблемы передачи дискретных сообщений по каналам с межсимвольной интерференцией	Материалы VIII ВК по ТК и ПИ, М. Куйбышев, ч.V, 1981	6	Широков С.М.
109	Об оптимальных диаграммах направленности антенн при обработке стохастического векторного поля	Материалы VIII ВК по ТК и ПИ, М. Куйбышев, ч.V, 1981	4	
110	Алгоритмы обнаружения и различения пространственно-временных сигналов на фоне неоднородного шумового поля	ТУИС, Л., Обработка информации в системах связи, 1981	8	Широков С.М.
111	Синтез цифровых алгоритмов различения сигналов в каналах с межсимвольной интерференцией	Тез. докл. VII выездного семинара секции ТИ ЦП НТОРЭС, Новгород, 1981	1	Широков С.М.
112	Statistical communication theory and its applications (Monography edited by Prof. B.R.Levin)	Part 1.5 Mir Publishers, Moscow, 1982	7	Коллектив 28 авторов
113	Передача дискретных сообщений по радиоканалам (монография, издание второе, переработанное и дополненное)	Изд. Радио и связь, М., 1982	304	
114	Оценка помехоустойчивости некоторых алгоритмов приема сообщений в канале с межсимвольной интерференцией	Тез. докл. 37 ВНС НТОРЭС, ч.2, М., 1982	0,5	Шерман А.Ю.
115	Энергетический выигрыш оптимальной пространственно-временной обработки векторного поля по сравнению с неоптимальной	Сб. Помехоустойчивость приема пространственно-временных сигналов, Воронеж, изд. ВГУ, 1982	6	Шерман А.Ю.
116	Способ оптимального приема дискретных сообщений в целом в канале связи с межсимвольной интерференцией	А. с. 930696, СССР, опубл. 1982, бюлл. №19	3	Широков С.М.
117	VII Всесоюзная конференция по теории кодирования и передачи информации в г.Куйбышеве	Электросвязь, 1982, №2	0,5	
118	Оптимальные диаграммы направленности антенн в задачах пространственно-временной обработки сигналов в каналах связи	Тез. докл. ВНТК "Проблемы развития космической связи", М. Калуга, 1983	1	Шерман А.Ю.
119	Обнаружение пространственно-временных сигналов при неточной априорной информации	Тез. VIII выездного семинара секции ТИ ЦП НТОРЭС, Воронеж, 1983	1	Шерман А.Ю.
120	Оценивание параметров марковских моделей случайных полей	Тез. VIII выездного семинара секции ТИ ЦП НТОРЭС, Воронеж,	1	Широков С.М.

		1983		
121	О реализации алгоритма субоптимального приема при скорости передачи, превышающей скорость Найквиста	Тез. докл. на VIII симпозиуме по проблеме избыточности в информационных системах. Ленинград, 1983	1	Хабаров Е.О.
122	Идентификация марковских моделей пространственно-временных каналов связи	Тез. докл. 39 ВНС НТОРЭС, М., 1984	0,5	Широков С.М.
123	Методы различения и оценивания случайных полей с использованием гиббсовского подхода	Тез. докл. 39 ВНС НТОРЭС, М., 1984	0,5	Шатских С.Я. Широков С.М.
124	Идентификация моделей случайных полей в каналах связи на основе стохастических дифференциальных уравнений	Тез. докл. 6 МСТИ, М. Ташкент, 1984	3	Широков С.М.
125	Оптимальная пространственно-временная обработка векторного поля	Тез. докл. 6 МСТИ, М. Ташкент, 1984	3	Шерман А.Ю.
126	Модели непрерывных каналов связи на основе стохастических дифференциальных уравнений (монография)	Изд. Радио и связь, М., 1984	246	Конторович В.Я. Широков С.М.
127	Рецензия на учебник "Радиотехнические цепи и сигналы" под редакцией Самойленко К.С.	Радиотехника, 1984, №11	0,75	Шилкин В.А.
128	Оптимальные диаграммы направленности при обработке оптических полей	Тез. докл. 40 ВНС НТОРЭС, М., 1985	0,5	Шерман А.Ю.
129	Последовательные системы передачи дискретных сообщений по непрерывным каналам связи	Тез. докл. 40 ВНС НТОРЭС, М., 1985	0,5	Николаев Б.И.
130	Алгоритмы субоптимальной обработки малопозиционных сигналов при высокой удельной скорости передачи	Тез. докл. НТК, Киев, 1985	0,5	Хабаров Е.О.
131	Стохастические модели волоконно-оптических каналов	Тез. докл. IX выездного семинара секции ТИ ЦП НТОРЭС, Харьков-Туапсе, 1985	2	Широков С.М.
132	Идентификация моделей пространственно-временных каналов связи в форме стохастических дифференциальных уравнений	ТУИС, Л., Теория пер. информ. по каналам связи, вып.22, 1985	6	Широков С.М.
133	Теория передачи сигналов (учебник для студентов электротехнических инст. связи)	Изд. Радио и связь, М., 1986	304	Зюко А.Г. Назаров М.В. Финк Л.М.
134	Идентификация нелинейных волоконно-оптических каналов	ТУИС, Л., Оптич. сист. локации и связи и обр. инф., вып.131, 1986	6	Шерман А.Ю. Широков С.М.
135	Стохастические модели нелинейных оптических каналов	Сб. "Оптич. запись и обр. информ.", КуАИ, 1986	6	Широков С.М.
136	Оценка помехоустойчивости приема дискретных сообщений при флуктуационной и импульсной помехе в канале	ТУИС, Л., Теория и устр. пер. информации по каналам связи, 1987	6	Белоус С.А.
137	Моделирование на ЭВМ нелинейного волоконно-оптического канала	Тез. докл. X выезд. семинара секции ТИ ЦП НТОРЭС, ЛЭИС, 1987	1	Шерман А.Ю. Широков С.М.
138	Статистические характеристики нелинейной эволюции случайного импульса в волоконном световоде	Радиотехника и электроника, т.32, №4, 1987	7	Сисакян И.Н. Шварцбург А.Б. Широков С.М.
139	Характеристики направленности антенн при оптимальном различении пространственно-временных сигналов	Радиотехника и электроника, т.32, №4, 1987	6	Шерман А.Ю.
140	Оптимальная деятельность импульсов в нелинейном оптическом канале	Тез. докл. ВНК "Соврем. проблемы физики и ее пр.", М., 1987	1	Сисакян И.Н. Шварцбург А.Б. Шерман А.Ю. Широков С.М.
141	Идентификация нелинейной модели волоконно-оптического канала	Тез. докл. 42 ВНС НТОРЭС, ч.2, М., 1987	1	Шерман А.Ю. Широков С.М.
142	Кодирование в канале с межсимвольной интерференцией	Тез. докл. 42 ВНС	1	Карташевский В.Г.

		НТОРЭС, М., 1987		
143	Совместное оценивание импульсной характеристики канала и ее временного положения	ГУИС, Л., Теория и устройства передачи информации по каналам связи, 1987	6	Варыгин В.Н.
144	Нелинейная эволюция импульсов различной формы в волоконном световоде	Сб. Компьютерная оптика, вып.1, МЦНТИ, М., 1987	6	Сисакян И.Н. Шварцбург А.Б. Шерман А.Ю. Широков С.М.
145	Устройство для приема двоичных сообщений в канале с межсимвольной интерференцией	А. с. № 1207383, СССР, опубл. бюлл. №3, 1986	2	7 соавторов
146	Модели пространственно-временных каналов	Материалы 3 семинара стран СЭВ по СТС, 1988 НРБ, Варна	2	
147	Сверточное кодирование в канале с межсимвольной интерференцией при использовании СИИП	Тез. докл. VIII ВК по ТК и ПИ, М. Одесса, 1988	1	Белоус С.А. Карташевский В.Г.
148	Оптимальная деятельность импульсов в нелинейном волоконно-оптическом канале	Сб. Компьютерная оптика, МЦНТИ, вып.3, М., 1988	6	Сисакян И.Н. Шварцбург А.Б. Шерман А.Ю. Широков С.М.
149	Устройство для демодуляции двоичных сигналов	А. с. № 1417777, СССР, опубл. 15.04.88, бюлл.30	2	Беляев С.Н. Николаев Б.И.
150	Устройство для демодуляции двоичных сигналов	А.с. № 1378081, СССР, опубл. 29.02.88, бюлл.8	2	Беляев С.Н. Николаев Б.И.
151	Адаптивные последовательные УПС для передачи дискретных сообщений по радиоканалам (аналоговая обработка сигналов)	Вопросы радиоэлектроники, серия ТРС, 1989, №1	10	Антипин Л.Н. Жиленков В.Г. Калмыков Б.П. Карташевский В.Г. Николаев Б.И.
152	Оптимизация числа уровней при передаче дискретных сообщений со скоростью, превышающей скорость Найквиста	Тез. докл. 43 ВНС НТОРЭС, М., 1988	1	Хабаров Е.О.
153	Устройство для оценки импульсной характеристики канала	А.с. № 1469555, СССР, оп. 30.03.89, бюлл. № 12	2	Варыгин В.Н.
154	Устройство для демодуляции дискретных сигналов	А.с. № 1538270, СССР, оп. 23.01.90, бюлл. № 3	2	Белоус С.А. Карташевский В.Г.
155	Анализ помехоустойчивости алгоритма приема в целом с поэлементным принятием решения	Радиотехника, т. 44, № 1, 1989	4	Карташевский В.Г.
156	Разнесенный квадратурный прием в общем гауссовском канале с коррелированной помехой	ГУИС, Л., Обр. сигн. в системах связи, 1989	10	
157	Помехоустойчивость приема в целом с поэлементным принятием решения при реальной обратной связи по решению	ГУИС, Сб. Обработка сигналов в системах связи, Л., 1989	5	Карташевский В.Г.
158	Анализ помехоустойчивости алгоритма приема в целом с поэлементным принятием решения	Радиотехника, № 1, т. 44, 1989	4	Карташевский В.Г.
159	Методы моделирования случайных полей в стохастических нелинейных каналах с рассеянием	Тез. докл. 44 ВНС НТОРЭС, ч.1, М., 1989	1	Широков С.М.
160	Оценки характеристик передачи цифровых сигналов по нелинейным волоконно-оптическим каналам	Электросвязь, 1989, № 10	4	Широков С.М.
161	Оценка помехоустойчивости простого корреляционного приема двоичных противоположных сигналов в канале с МСИ при наличии обратной связи по решению	Сб. науч. тр. учеб. завед. связи (НТУЗС), № 151, Л., 1990	5	
162	Устройство для приема двоичных сигналов в канале с МСИ	А. с. 1819106, СССР, опубл. 22.11.90, ДСП	2	Карташевский В.Г. Обухов А.А. Хабаров Е.О.
163	Теория электрической связи (учебное пособие для студентов вузов связи. Задачи и упражнения)	Изд. Радио и связь, М., 1990 22.11.90, ДСП	280	Шилкин В.А.
164	Опыт использования персональных ЭВМ при изучении курса ТЭС	Тез. докл. 1. междунар. НМК вузов и фак. связи, Одесса, 1990	1	Шилкин В.А.
165	Signal Processing in Channels with Intersymbol Interference	Abstracts of Papers, Intern. Symp. of Inf. T.,	1	

		1990, San Diego, IEEE		
166	Устройство для демодуляции двоичных сигналов	А. с. № 1617656, СССР, оп. 30.12.91, бюл. № 48	2	Карташевский В.Г.
167	Устройство формирования сигналов с ограниченным спектром частот	А. с. № 1646042, СССР, оп. 30.04.91, бюл. № 16	2	Зайкин В.П. Николаев Б.И.
168	Устройство для приема дискретных сигналов в каналах с памятью	А. с. № 1653172, СССР, оп. 30.05.91, бюл. № 20	2	Белоус С.А. Карташевский В.Г.
169	Помехоустойчивость передачи дискретных сообщений в многолучевых радиоканалах при различном перекрытии лучей	ТУЗС, вып. 152, 1991	6	Шилкин В.А.
170	Оценка помехоустойчивости алгоритма приема в целом с поэлементным принятием решения при постоянных параметрах канала связи	Сб. НТУЗС, вып. 155, "Системы пер. инф. и обр. сигналов", 1991	6	Николаев Б.И.
171	Прием сигналов со свёрточным кодированием в каналах с МСИ	Проблемы передачи информации, № 2, 1991	3	Карташевский В.Г. Белоус С.А.
172	Рекуррентная модификация алгоритма приема в целом с поэлементным принятием решения	Радиотехника, № 1, т. 46, 1991	3	Карташевский В.Г. Белоус С.А.
173	Устройство для приема дискретных сигналов в каналах с памятью	А. с. № 1720165, опубл. 15.03.92, бюл. № 10	2	Карташевский В.Г. Белоус С.А.
174	Алгоритм приема в целом с поэлементным принятием решения в канале с МСИ	Тез. докл. Междунар. НТК "Статист. методы в теории пер. и преобр. инф. случ. сигналов", Киев, 1992	1	Карташевский В.Г.
175	Проблемы синтеза субоптимальных алгоритмов приема в стохастических нелинейных каналах с рассеянием	- `` -	1	Широков С.М. Шерман А.Ю.
176	Потенциальные и реальные характеристики высокоскоростной передачи сообщений по нелинейным оптическим каналам	Тез. докл. на семинаре НТОРЭС "Стат. синтез и анализ информ. систем", Черкассы, 1992	3	Широков С.М. Шерман А.Ю.
177	О применении персональных ЭВМ в лабораторном практикуме по ТЭС	Тез. докл. респ. НМК, Самара, 1992	0,85	Шилкин В.А.
178	Практика применения персональных ЭВМ в лабораторных работах по курсу ТЭС	Тез. докл. респ. НМК, Самара, 1992	1	Шилкин В.А.
179	Методические аспекты применения персональных ЭВМ в лабораторном практикуме по базовым инженерным дисциплинам	Тез. докл. 2 Междунар. НМК вузов и фак. связи, Минск, 1992	1	Шилкин В.А.
180	Опыт постановки лабораторных работ по курсу ТЭС на основе применения персональных ЭВМ	- `` -	0,7	Шилкин В.А.
181	Использование персональных ЭВМ в лабораторных практикумах	Тез. докл. Междунар. НМК, Одесса, 1992	1	Шилкин В.А.
182	Поэлементный прием дискретных сообщений в каналах с межсимвольной интерференцией и обратной связью по решению	Электросвязь, № 3, 1992	6	
183	Применение метода ветвей и границ для синтеза аргументов приема рекуррентных сигналов	Проблемы передачи информации, 1993, т. 29, вып. 2	7	Белоус С.А.
184	Comments on multi-carrier and single-carrier digital modulation in a multipath radio channel	Papers of Canadian conference on electrical and computer engineering, 1993, Vancouver, IEEE	4	S. Fleisher, S. Periyalwar
185	Помехоустойчивость разнесенного приема в пространственно-временных каналах с межсимвольной интерференцией	Тез. докл. на 48 науч. сессии НТОРЭС, М., 1993	1	Карташевский В.Г.
186	Оптимальная обработка сигналов с непрерывной фазой при передаче дискретных сообщений по каналам с памятью	Тез. докл. на 49 науч. сессии НТОРЭС, М., 1994	1	Николаев Б.И.
187	Потенциальные характеристики много- и одноканальных систем передачи дискретных сообщений в частотно-селективных каналах	Сб. НТУЗС, вып. 159, 1994	16	Николаев Б.И.
188	Адаптивная фильтрация сосредоточенных помех в канале с переменными параметрами	Тез. докл. на 49 науч. сессии НТОРЭС, М.,	1	Карташевский В.Г.

		1994		
189	Интенсификация обучения на основе применения ЭВМ в лабораторных работах по курсу ТЭС	Тез. докл. НМК, Новосибирск, 1994	1	Шилкин В.А.
190	О критериях целесообразности применения персональных ЭВМ в лабораторном практикуме по курсу ТЭС	Тез. докл. НМК, Новосибирск, 1994	1	Шилкин В.А.
191	О применении персональных ЭВМ в лабораторном практикуме по дисциплинам кафедры ТОРС	Тез. докл. 3 Российской НМК, Самара, 1994	1	Шилкин В.А.
192	О целесообразности применения персональных ЭВМ в лабораторных практикумах по дисциплинам кафедры ТОРС	Тез. докл. 3 Российской НМК, Самара, 1994	1	Шилкин В.А.
193	Применение метода ветвей и границ для мягкого декодирования линейных блочных кодов	Радиотехника, 1994, № 9	5	Белоус С.А.
194	Концепция применения персональных ЭВМ в лабораторном практикуме по базовым дисциплинам вузов связи	Тез. докл. 3 Междунар/НМК вузов и фак/связи, Самара, 1994	1	Шилкин В.А.
195	Компьютеризация лабораторных работ по базовым дисциплинам и интенсификации обучения	- " -	1	Шилкин В.А.
196	Алгоритм мягкого декодирования линейных блочных кодов	Радиотехника, № 9, 1994	4	Белоус С.А.
197	Оптимальная обработка сигналов с непрерывной фазой при передаче дискретных сообщений по каналам с памятью	Тез. докл. 49 науч. сессии РНТОРЭС, Москва, 1994	2	Николаев Б.И. Алышев Ю.В.
198	Оптимальная обработка сигналов с непрерывной фазовой модуляцией в многолучевом радиоканале	Тез. докл. НТК ПИИРС, Самара, 1994	1	Николаев Б.И.
199	Семейство алгоритмов последовательного декодирования, использующих идеологию алгоритма Фано	IEEE Workshop on Inf. Theory Moscow, Aksakova July, 3-8, 1994, Proceedings	3	Белоус С.А.
200	Автофазированный сигнал радиолокационных изображений	Тез. докл. НТК ПИИРС, Самара, 1995	1	Горячкин О.В.
201	Оптимальная обработка каналов с непрерывной фазовой модуляцией при передаче дискретных сообщений по многолучевым каналам связи	Тез. докл. НТК ПИИРС, Самара, 1995	1	Николаев Б.И.
202	Помехоустойчивость разнесенного приема в пространственно-временном канале с межсимвольной интерференцией	Электросвязь, № 17, 1995	7	Карташевский В.Г.
203	Прием с адаптивным декодированием в каналах с памятью	Тез. докл. 50 науч. сессии посвященной дню радио, 1995	1	Карташевский В.Г. Мишин Д.В.
204	Адаптивное кодирование в каналах с памятью	Тез. докл. 1 Поволжс. конф. по пробл. двойного примен. РАМ. Секция прикладных проблем, Самара, 1995	1	Карташевский В.Г.
205	Обработка сигналов в каналах с памятью при последовательной передаче	Тез. докл. НК ФАПСи, акт. вопросы разв. защ. телеком. сетей РФ, Орел, 1995	1	Карташевский В.Г. Николаев Б.И.
206	Адаптивное кодирование в канале с памятью	Тез. докл. НТК НТРС, 1995	1	Карташевский В.Г. Мишин Д.В.
207	Адаптивная фильтрация сосредоточенных помех в канале с переменными параметрами при разнесенном приеме	Электросвязь. № 7, 1996	5	Карташевский В.Г. Мишин Д.В.
208	Опыт эффективного использования маломощных микро ЭВМ для лабораторного практикума по курсам ТЭС, РТЦ и С, ОТС	Тез. докл. 4 МНМК вузов и факультетов связи, Геленджик, 1996	1	Шилкин В.А.
209	Восстановление радиолокационного изображения в условиях априорной неопределенности относительно параметров пространственно-временного сигнала РСА	Тез. докл. 51 науч. сессии НТОРЭС, ч. 2, Москва, 1996	1	Горячкин О.В.
210	Non parametrical Focusing in the SAR	Proceedings European Conference on Synthetic Aperture Radar, 26-28 March, Koenigswinter, Germany, 1996	1	Горячкин О.В.

211	Reconstruction Impuls of SAR Date	Second International Airborne Remote Sensing Conference and Exhibition, July, 1996, San Francisco, USA		Горячкин О.В.,
212	Новый алгоритм субоптимального приёма дискретных сообщений при частотной модуляции с минимальным сдвигом в информационных системах с многолучевым радиоканалам	Тез. докл. НТК СГАСА и АТЛ, Самара, 1996	1	Алышев Ю.В. Николаев Б.И.
213	Оптимальная обработка ЧМ сигналов с минимальным сдвигом в многолучевых радиоканалах	Электросвязь, № 7, 1996	3	Николаев Б.И. Алышев Ю.В.
214	Оценка потенциальных характеристик качества систем мобильной сотовой радиосвязи при временном и кодовом разделении канала	ТУЗС, № 161, 1996	10	Николаев Б.И.
215	Потенциальная эффективность пространственно-временной обработки сигналов в многолучевых радиоканалах с сосредоточенными помехами	Электросвязь, № 7, 1996	4	Карташевский В.Г.
216	Помехоустойчивость новых алгоритмов приема сигналов с ИМ-МЧС в сотовых системах мобильной радиосвязи по стандарту GSM	Тез. докл. НТК ВТУ, Воронеж, 1996	1	Николаев Б.И. Алышев Ю.В.
217	Потенциальные характеристики цифровых систем мобильной сотовой радиосвязи с временным (ТДМА) и кодовым (ДМА) разделением каналов	Тез. докл. РНТК ПИИРС, Самара, 1996	1	Николаев Б.И.
218	Потенциальная эффективность пространственно-временной обработки сигналов в многолучевых радиоканалах с сосредоточенными помехами	Тез. докл. РНТК ПИИРС, Самара, 1996	1	Карташевский В.Г.
219	Способ демодуляции дискретных сигналов и устройство для его осуществления	заявка № 04898997/09 приоритет 08.01.94, полож. реш. о выдаче патента 13.03.97	3	Белоус С.А. Карташевский В.Г.
220	Сравнительная помехоустойчивость систем ММС и ФМ-2 в многолучевых радиоканалах	Тез. докл. РНТК, Самара, 1997	1	Алышев Ю.В. Николаев Б.И.
221	Оценка энергетического выигрыша от использования совместной, по сравнению с разделенной, демодуляции-декодирования в многолучевом радиоканале	Тез. докл. НТК ПИИРС, Самара, 1997	2	Мишин Д.В.
222	Математическое моделирование алгоритма восстановления импульсной характеристики радиолокационного канала для нестационарного входного воздействия	Тез. докл. 52 науч. сессии, посвященной Дню радио, ч. 2	1	Горячкин О.В.
223	Оценка эффективности совместной демодуляции-декодирования в многолучевом радиоканале	- `` -	1	Карташевский В.Г. Мишин Д.В.
224	Последовательный одноканальный модем для декаметрового диапазона	Тез. докл. 52 науч. сессии, посв. Дню радио, ч. 2	2	Николаев Б.И. Хабаров Е.О. Хусаинов М.А.
225	Обращение оператора свертки с неизвестным ядром	Сб. тр. НТК "Радио- и волоконно-оптическая связь, локация и навигация", Воронеж, 1997	4	Горячкин О.В.
226	The new tool for Joint processing of the Information from various remote sensors	Third International Airborne Remote Sensing Conference and Exhibition 7-10 July 1997, Copenhagen Denmark	3	Горячкин О.В. Филимонов А.Р. Шатских С.Я.
227	New method for Wideband Low Frequency SAR Data Processing	- `` -	3	Горячкин О.В.
228	New tool Processing Date of various sensors Remote Sensing	Proceedings Conference ERIM, 1997, Juli 1997, Copenhagen Denmark		Горячкин О.В.,
229	Прием сигналов с адаптивным декодированием в канале с памятью	Радиотехника, № 4, 1997	5	Карташевский В.Г. Мишин Д.В.
230	Энергетический выигрыш совместной демодуляции-	Электросвязь, № 3,	3	Кирюшин Г.В.

	декодирования по сравнению с поэлементной демодуляцией и жестким декодированием в многолучевых стохастических радиоканалах	1998		
231	Теория электрической связи (учебник для студентов электротехнических инст. связи)	Изд. Радио и связь, 1998		Зюко А.Г. Назаров М.В. Коржик В.И..
232	Моделирование алгоритмов совместной демодуляции-декодирования и отдельной демодуляции-декодирования в радиоканалах мобильных цифровых сотовых систем радиосвязи стандарта GSM	Тез. докл. V НТК ПГАТИ, 1998	1	Алышев Ю.В. Кирюшин Г.В. Николаев Б.И. Хабаров Е.О.
233	Системы передачи сигналов от летательного аппарата на землю при малых целях места	Тез. докл. V РНТК, ПГАТИ, 1998	2	Журавлев А.А.
234	Оценка помехоустойчивости системы передачи дискретных сообщений от космического аппарата на землю при малых целях места	Сб. тр. ученых Поволжья ПГАТИ, АТИ, вып. 3, "Информатика, радиотех. и связь", 1998	7	Журавлев А.А.
235	Последовательная, скоростная система передачи дискретных сообщений от космического аппарата на землю при малых целях места	Тез. докл. 53 науч. сессии, посвященной Дню Радио, М., 1998	1	Журавлев А.А.
236	Определение энергетического выигрыша (проигрыша) систем мобильной сотовой радиосвязи с временным (ТДМК) и кодовым (СДМК) разделением сигналов	Материалы IV МНТК, т. 1, "Радиолокация, навигация, связь", Воронеж, 1998	2	Николаев Б.И.
237	Исследование характеристик качества систем совместной демодуляции-декодирования и отдельной демодуляции-декодирования в многолучевых радиоканалах	Материалы IV МНТК, т. 1, "Радиолокация, навигация, связь", Воронеж, 1998	9	Кирюшин Г.В.
238	Исследование помехоустойчивости последовательной скоростной системы передачи дискретных сообщений от космического аппарата на землю при малых целях места	Материалы IV МНТК, т. 1, "Радиолокация, навигация, связь", Воронеж, 1998	10	Журавлев А.А.
239	Потенциальные характеристики качества систем мобильной сотовой радиосвязи с временным (ТДМА) и кодовым (СДМА) разделением сигналов пользователей	1-я МК "Цифр. обр. сигн. и ее примен.", докл., том IV, М., 1998	8	Николаев Б.И.
240	Алгоритм оценки системной характеристики пространственно-временного канала при ЦОС радиолокатора с синтезированной аппаратурой, использующей знаковую ковариационную матрицу сигналов во временной области	1-я МК "Цифровая обработка сигналов и ее применение", М., 1998	8	Горячкин О.В.
241	Использование методологии объектно-ориентированного программирования на C++ при разработке комплекса лабораторных работ на кафедре ТОРС ПИИРС с применением IBM – совместимых компьютеров	Тез. докл. МНМК, сб. ГУТ, 1998	1	Алышев Ю.В., Николаев Б.И., Шилкин В.А.
242	Применение метода энтропийных характеристик для оценки устойчивости знаний студентов	Тез. докл. МНМК, сб. ГУТ, 1998	1	Крыжановский А.В. Шилкин В.А.
243	Способ демодуляции дискретных сигналов и устройство для его осуществления	Патент на изобретение 2102836, С1 6 НОЧ L 27/06 1991, зарегистрировано в государственном реестре изобретений 1998 г.	4	Карташевский В.Г. Белоус С.А.
244	Помехоустойчивость последовательного скоростного канала передачи цифровой информации от космического аппарата на землю при малых углах места	2 МНТК "Космонавтика, радиоэлектроника и геоинформатика", 30 ноября-1 декабря, 1998, Рязань		Журавлев А.А.
245	Обработка сигналов при совместной демодуляции-декодировании в каналах с межсимвольной интерференцией	Труды МАТ. Приложение к ж. Электросвязь №11,		

		1999		
246	Помехоустойчивость пороговой обработки сигналов с применением нелинейных пре-селектирующих преобразований в канале с негауссовскими помехами	V МНТК “Радиолокация, навигация, связь”, т.1, с. 1999, Воронеж		Журавлев А.А
247	Помехоустойчивость последовательной системы передачи дискретных сообщений по многолучевым радиоканалам при учете частотных сдвигов сигналов отдельных лучей	V МНТК “Радиолокация, навигация, связь”, т.1, 1999, Воронеж		Журавлев А.А
248	Процедура совместной демодуляции и де-кодирования и ее помехоустойчивость в стохастических каналах с МСИ и последовательной передачей дискретных сообщений	- - -		Николаев Б.И., Алышев Ю.В.
249	Рекуррентный алгоритм совместной демодуляции-декодирования в многолучевых радиоканалах при перемежении символов	2 МК “Цифр. обр. сигн. и ее приложения”, т. IV, 1999, Москва		Николаев Б.И.
250	Помехоустойчивость в канале с межсимвольной интерференцией при дискретной и непрерывной многолучевости при наличии сдвига частоты в отдельных цепях.	Труды VI МНТК “Радиолокация, навигация, связь”, т.2, Воронеж, 2000	5	Журавлев А.А./
251	Разработка компьютерной модели канала передачи информации с КА ДЗЗ на землю при малых углах места с целью увеличения продолжительности сеансов связи.	Тез. докл. 3-й МНТК “Космонавтика, радиоэлектроника, геоинформатика”, Рязань, IX, 2000	1	Алышев Ю.В., Дусаев Ш.З., Железнов Ю.Э., Журавлев А.А., Николаев Б.И.
252	Обратные задачи с неизвестными ядрами в микроволновых системах ДЗЗ	Труды ВМК по SCI, т.VII, ч.1, Орlando, Флорида, США, VII, 2000.	5	Горячкин О.В.
253	Inverse Problems with Unknown Kernels in Microwave Remote Sensing	World Multiconference on Systemics, Cybernetics and Informatics (WMC on SCI). V. VII, part I, July23-26, 2000 Orlando, Florida, USA		Горячкин О.В.
254	Декодирование мягких решений в многопутевых каналах с замираниями с перемежением кодовых символов	там же, стр. 615-617	3	Николаев Б.И.
255	Soft-decision decoding in multipath fading channels with interleaving of coded data	WMC on SCI. V VII, part I, pp.615-617, July 23-26, 2000 Orlando, Florida, USA		Николаев Б.И.
256	Эффективный КВ модем для передачи дискретных сообщений с алгоритмом Кловского-Николаева.	там же, стр. 618-619	2	Алышев Ю.В., Николаев Б.И., Хабаров Е.О.
257	The effective HF modem with Klovsky-Nikolaev algorithm for transmission of digital messages	WMC on SCI. V. VII, part I, pp.618-619, July 23-26, 2000 Orlando, Florida, USA		Алышев Ю.В., Николаев Б.И., Хабаров Е.О.
258	Стохастические пространственно-временные модели для волновых каналов с рассеянием.	там же, стр. 620-621	2	Широков С.М.
259	Stochastic space-time models of nonlinear wave processes in dispersive channels	WMC on SCI. Volume VII, part I, pp.620-621, July23-26, 2000 Orlando, Florida, USA		Широков С.М
260	Algorithm of optimal subpixel of the global remote sensing data of various sensors	WMC on SCI. Volume VII, part I, pp.607-609, July23-26, 2000 Orlando, Florida, USA		Николаев Б.И., Филимонов А.Р.
261	Цифровой алгоритм автофокусировки изображений радиолокатора с синтезированной апертурой по критерию минимума локальной энтропии в условиях быстрых флуктуаций параметров движения летательного аппарата.	Труды 3-й МНТК “Цифровая обраб. сигн. и ее приложения”, (DSPA' 2000), Москва, (29.XI-1.XII), 2000.	4	Горячкин О.В.
262	Исследование макросов редак-	5 МНТК вузов и ф-тов	1	Алышев Ю.В.,

	тора "Cornel SCRIPT" при создании графиков и рисунков в векторной графике	телеком. Йошкар-Ола, (23-25), V, 2000.		Николаев Б.И., Шилкин В.А.
263	Программирование в среде "COREL" для использования в учебном процессе.	Тез. докл. 9 РНМК "Пути и методы соверш. учебн. процесса", Самара, февраль, 2000	1	Алышев Ю.В., Николаев Б.И., Шилкин В.А.
264	Нейросетевая технология при демодуляции сигналов, несущих дискретные сообщения в канале с МСИ и АБГШ.	Тез. докл. VII РНК ПГАТИ, Самара, март, 2000	1	Лысеня С.М.
265	Нейросетевая технология при демодуляции сигналов, несущих дискретные сообщения в канале с МСИ и БГШ.	Сб. тр. учен. Поволжья, АТИ, Самара, 2000	2	Лысеня С.М.
266	Пакетная обработка сигналов в каналах с памятью при помехо-устойчивом кодировании.	Тез. докл. VII РНК ПГАТИ, Самара, 2000	1	Николаев Б.И.
267	Способ демодуляции двоичных сигналов МНФ для многолучевых радиоканалов и устройство для его реализации.	патент на изобретение №2148890, 10 мая, 2000.	6	Алышев Ю.В., Николаев Б.И., Кирюшин Г.В.
268	Способ совместной демодуляции двоичных сигналов МНФ в системах связи со сверточным кодированием и системой перемежения-декодирования символов для многолучевых радиоканалов и устр-во для его реализации	решение о выдаче патента РФ от 29 2000.	2	Алышев Ю.В., Николаев Б.И., Кирюшин Г.В., Хабаров Е.О.
269	Прокис Джон (перевод с английского Кловского Д.Д., Николаева Б.И. под редакцией Кловского Д.Д.)	Радио и связь, Москва, 2000	93	Николаев Б.И.,
270	Анализ эффективности ПВ обработки сигналов при использовании одномерных и двумерных приемных антенн	Тез. докл. VIII РНК ПГАТИ, Самара, 2001	1	Карташевский В.Г
271	Упрощенные алгоритмы субоптимальной демодуляции сигналов в ПВ каналах с МСИ	Тез. докл. VIII РНК ПГАТИ, Самара, 2001	1	Алышев Ю.В., Николаев Б.И., Хабаров Е.О.
272	О возможности слепой идентификации нестационарного канала связи	Тез. докл. VIII РНК ПГАТИ, Самара, 2001	1	Горячкин О.В.
273	Упрощенные алгоритмы демодуляции цифровых сигналов в ПВ каналах с МСИ и аддитивным белым гауссовским шумом	Материалы VII МНТК "Радиолокация, навигация, связь", т.2, Воронеж, 2001	7	Алышев Ю.В., Николаев Б.И., Хабаров Е.О.
274	Эффективность ПВ обработки поля в многолучевых каналах с коррелированной гауссовской помехой	Материалы VII МНТК "Радиолокация, навигация, связь", т.2, Воронеж, 2001	7	Карташевский В.Г
275	Использование оболочки C++ Builder для разработки электронного учебника по курсу ТЭС	Тез. докл. X РНМК "Пути и мет. соверш. уч. пр.", Самара, 2001	1	Акулькин Н.В., Алышев Ю.В., Николаев Б.И.
276	Энергетический выигрыш ПВ обработки сигнала в многолучевых радиоканалах	Сборник трудов ученых Поволжья, АТИ вып.6, Самара, 2001	2	Карташевский В.Г
277	Вероятность ошибочной демодуляции при учете погрешности оценивания фазы, доплеровского сдвига частоты и замираний в многолучевом канале	Сборник трудов ученых Поволжья, АТИ вып.6, Самара, 2001	2	Журавлев А.А.
278	Идентификация неизвестной передаточной функции канала связи на основе нестационарной модуляции информационной последовательности на передаче	Труды МК по телекоммуникациям IEEE/ICC 2001, 11-15 июня 2001, St. Petersburg	4	Горячкин О.В.
279	Demodulation of space-time signals in the channels with intersymbol interference and additive Gaussian correlative noise	Proceedings of SCI, 22-25 VII, 2001, Orlando, Florida, USA	3	Карташевский В.Г

280	Blind Channel Identification with Non-Stationary Input Processes	Proceedings of SCI, 22-25 VII, 2001, Orlando, Florida, USA	3	Горячкин В.Г.
281	The simplified algorithms of digital signals demodulation in space-time channels with an intersymbol interference and additive white gaussian noise	Proceedings of SCI, 22-25 VII, 2001, Orlando, Florida, USA	4	Николаев Б.И.
282	Transmission of digital information of airborne remote sensing to difference land points by using of HF communication	Proc. of IARSC 17-20 IX, 2001, SF, Calif., USA	8	Николаев Б.И.
283	The real-time SAR processing algorithm on the base declaration of the basis of turning vectors	Proc. of IARSC 17-20 IX, 2001, San Francisco, California, USA	5	Горячкин О.В.
284	Оптимальная обработка сигналов в многолучевом канале при разделении сигналов отдельных лучей фазированной антенной решетки	Тез. доклад. IX РНК ПГАТИ, Самара, 18-22 февраля, 2002, с. 4	1	Николаев Б.И.,
285	Мягкое декодирование цифровых сигналов в каналах с МСИ при помощи алгоритма Кловского–Николаева при перемежении кодовых символов на передаче	Тез. доклад. IX РНК ПГАТИ, Самара, 18-22 февраля, 2002, с. 5	1	Алышев Ю.В., Николаев Б.И., Борисенков А.В.
286	Проблемы цифровой реализации АКН при мягком декодировании сверточных кодов	Тр. 4-й МНК “Цифр. обр. сигн. и ее приложения”, Москва, 2002.	1	Хабаров Е.О., Петров О.А.
287	Цифровая обработка сигналов при мягком декодировании в каналах с многолучевостью и перемежением кодовых символов	Тр. 4-й МНК “Цифр. обр. сигн. и ее приложения”, Москва, 2002.	3	Алышев Ю.В., Николаев Б.И., Борисенков А.В.
288	Программные средства имитации многоканальных осциллографов для создания лабораторных работ по курсам ПГАТИ с применением персонального компьютера	Тез. докл. XI РНМК “Пути и методы соверш. учебн. процесса”, Самара, февраль, 2002	1	Алышев Ю.В., Николаев Б.И., Шилкин В.А.
289	Оптимальная обработка цифровых сигналов в многолучевом канале в условиях разделения сигналов отдельных лучей	Материалы VIII МНТК “Радиолокация, навигация, связь”, т.1, Воронеж, 2002	5	Николаев Б.И.
290	Помехоустойчивость многопозиционных систем в каналах с межсимвольной интерференцией	- - -	6	Петров О.А.
291	Сравнительная помехоустойчивость двух алгоритмов мягкого декодирования в каналах с межсимвольной интерференцией, аддитивным белым гауссовским шумом и перемежением кодовых символов	Материалы VIII МНТК “Радиолокация, навигация, связь”, т.1, Воронеж, 2002	5	Алышев Ю.В., Николаев Б.И., Борисенков А.В.
292	Обработка цифровых сигналов в радиоканалах с рассеянием в условиях разделения сигналов отдельных лучей	Сборник трудов ученых Поволжья, АТИ, вып.7, Самара, 2002, с.5	4	Николаев Б.И.
293	One Algorithm of Nonlinear Independent Components Analysis in (the) Problem Of Blind Channel Identification	The 6 th WMC on SCI. Proc., V. XIV Image, Acoustic, Speech and Signal Processing III. July 14-18 2002, Orlando, Florida, USA		Oleg V. Goriachkin, Sergey Ja. Shatskih
294	Optimum Demodulation of Digital Signals In Multipath Channels For (with) Using Of Signals Of Rays Separation By the Phased Antenna Lattice	The 6 th WMC on SCI. Proc., V. XIV Image, Acoustic, Speech and Signal Processing III. July 14-18 2002, Orlando, Florida, USA		Boris I. Nikolaev
295	Techniques of blind SAR processing: Theory and practical applications	Proc. of IEEE International Geosciences and Remote Sensing Symposium (IGARSS'2002) and		O. V. Goriachkin

		24 th Canadian Symposium on Remote Sensing, Toronto, Canada, June, 2002		
296	Энергетический выигрыш оптимального разнесенного приема относительно не оптимального с одинаковым коэффициентом усиления в ветвях додедекторного сложения	Тез. докл. X РНК ПГАТИ, Самара 2003	1	
297	Сравнительные характеристики качества одно- и многочастотных систем передачи цифровой информации в селективных по частоте проводных и радиоканалах	Тез. докл. X РНК ПГАТИ, Самара 2003	1	Д.А. Багдасарян
298	Помехоустойчивость при использовании многопозиционных систем сигналов в каналах с МСИ и АБГШ	Тез. докл. X РНК ПГАТИ, Самара 2003	0,5	О.А. Петров
299	Сравнительная помехоустойчивость оптимального и неоптимального разнесенного приема в радиоканалах с замираниями по общей гауссовской модели.	Материалы IX МНТК "Радиолокация, навигация, связь", т.1, Воронеж, 2003	7	
300	Эффективность многопозиционных систем частотной и фазовой модуляции при передаче цифровой информации по многолучевым каналам	- `` -	7	О.А. Петров
301	Алгоритм нелинейного анализа независимых компонент в задаче слепой идентификации канала связи	- `` -	5	О.В. Горячкин С.Я. Шатских
302	Сравнительная эффективность двоичного и недвоичного кодирования при использовании многопозиционной фазовой модуляции для передачи цифровой информации в многолучевых каналах	Материалы LVIII Науч. сессии, посвященной Дню Радио, РНТОРЭС им. А.С. Попова	3	О.А. Петров
303	Сравнительные характеристики качества одночастотных и многочастотных систем передачи цифровой информации в многолучевых каналах в режиме использования всех частотных подканалов и в режиме отбраковки части частотных подканалов	- `` -	3	Д.А. Багдасарян
304	Сравнительная помехоустойчивость оптимального и неоптимального приема в многолучевом канале с замираниями	"ИКТ", №1, ПГАТИ, Самара 2003	3	
305	Потенциальные характеристики качества одночастотных и многочастотных методов передачи цифровой информации в дисперсионных каналах	"ИКТ", №3, ПГАТИ, Самара 2003	7	Д.А. Багдасарян
306	Помехоустойчивость и энергетическая эффективность многопозиционных систем модуляции при передаче цифровой информации по многолучевым каналам	"ИКТ", №1, ПГАТИ, Самара 2003	5	О.А. Петров

Общее количество опубликованных страниц

4615,8