

УДК 621.396

**СОВЕРШЕНСТВОВАНИЕ АЛГОРИТМОВ ОБРАБОТКИ ИНФОРМАЦИИ
В СРЕДСТВАХ СВЯЗИ, ИСПОЛЬЗУЕМЫХ ПРИ УПРАВЛЕНИИ
ВОЗДУШНЫМ ДВИЖЕНИЕМ С АВТОМАТИЧЕСКИМ ЗАВИСИМЫМ
НАБЛЮДЕНИЕМ И В ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫХ ПОДСИСТЕМАХ
СПУТНИКОВЫХ РАДИОНАВИГАЦИОННЫХ СИСТЕМ,
В УСЛОВИЯХ КОМПЛЕКСА ПОМЕХ**

Евтушенко О.А.

Филиал «НИИ Аэронавигация» ФГУП ГосНИИ ГА, e-mail: zatush@mail.ru

Рассматриваются вопросы оптимизации обработки информации в средствах, используемых при управлении воздушным движением с автоматическим зависимым наблюдением, и дифференциальных подсистем спутниковых радионавигационных систем в условиях комплекса помех. Предложено использование режекторных фильтров, применяемых для подавления узкополосных помех. Рассмотрено прохождение через режекторный фильтр импульсов, формирующих импульсную компоненту квазиимпульсной помехи. Проанализировано воздействие мультипликативной помехи, приводящей к флуктуациям амплитуды и фазы сигнала. Сделан вывод о сохранении непараметрических свойств рассмотренной обработки сигнала и помехи в условиях наличия флуктуаций амплитуды и фазы сигнала. Сделан вывод о том, что известное положение об инвариантности к распределению помехи структуры квадратурного приемника с фазовой обработкой входного сигнала, синтезированного в предположении наличия только аддитивной помехи, может быть обобщено на случай одновременного действия мультипликативной помехи и в изменении эквивалентного отношения сигнал-помеха на выходе квазиоптимального приемника.

Ключевые слова: связь, управление воздушным движением, автоматическое зависимое наблюдение, помехи, алгоритм обработки

**IMPROVEMENT OF ALGORITHMS OF INFORMATION PROCESSING
IN THE MEANS OF COMMUNICATION USED AT AIR TRAFFIC CONTROL
WITH AUTOMATIC DEPENDENT SUPERVISION AND IN DIFFERENTIAL
SUBSYSTEMS SATELLITE RADIO NAVIGATIONAL SYSTEMS,
IN THE CONDITIONS OF THE COMPLEX OF HINDRANCES**

Evtuchenko O.A.

*Branch «Science Search Institute Navigation for aviation» Federal State United Undertaking State
Science Search Institute Civil Aviation, e-mail: zatush@mail.ru*

It is considered questions of optimization of information processing in the means used at air traffic control with automatic dependent supervision and differential subsystems of satellite radio navigational systems in the conditions of a complex of hindrances. Use the rezhektornykh of the filters used to suppression of narrow-band hindrances is offered. Passing via the rezhektorny filter of the impulses forming pulse to a component of a quasipulse hindrance is considered. Influence of the multiplicative hindrance leading to fluctuations of amplitude and a phase of a signal is analysed. The conclusion about preservation of nonparametric properties of the considered processing of a signal and a hindrance in the conditions of existence of fluctuations of amplitude and a phase of a signal is made. The conclusion that the known provision on invariancy to distribution of a hindrance of structure of the quadrature receiver with phase processing of the entrance signal synthesized in the assumption of existence only of an additive hindrance can be generalized on a case of simultaneous action of a multiplicative hindrance and in change of the equivalent relation a signal hindrance at the exit of the quasioptimum receiver is drawn.

Keywords: communication, air traffic control, automatic dependent supervision, hindrances, algorithm of processing

Основными видами непреднамеренных помех в метровых (МВ) и декаметровых (ДКМВ) диапазонах волн, используемых для передачи навигационных данных с борта ВС в дифференциальных подсистемах (ДП) при управлении воздушным движением (УВД) с автоматическим зависимым наблюдением (АЗН) и корректирующей информации при дифференциальном режиме работы аппаратуры потребителей спутниковых радионавигационных систем (АП СРНС), являются атмосферные и промышленные помехи, имеющие квазиимпульсный характер.

Кроме того, для этих диапазонов волн характерно наличие узкополосных помех от мешающих радиотехнических средств.

Задача подавления указанных помех накладывает на приемный тракт РЭО рассматриваемых средств связи противоречивые требования. Так, для подавления квазиимпульсных помех используется ограничитель или «бланкирующее» устройство, запирающее приемник на время действия импульсов помехи.

В то же время нелинейная обработка в условиях узкополосных помех приводит к ухудшению помехоустойчивости РПУ [2].

В условиях негауссовых помех, к которым относятся атмосферные и промышленные помехи, при малом отношении сигнал/помеха и независимых выборочных значениях смеси оптимальный приемник для выделения сигнала и оценки его параметров состоит из безынерционного нелинейного преобразователя и линейного приемника, оптимального при нормальной помехе [1, 3].

При этом выигрыш $K_{\text{опт}}$ в дисперсии оценки параметров сигнала и в отношении сигнал/помеха (по мощности) по сравнению с линейным приемником определяется выражением

$$10 \lg K_{\text{опт}} \cong -10 \lg c \cong \begin{cases} 2V_d & \text{для атмосферного шума,} \\ 1,3V_d & \text{для промышленного шума,} \end{cases} \quad (1)$$

где c – доля мощности «фоновой» составляющей в общей мощности помехи.

В случае воздействия на РПУ наряду с квазиимпульсной узкополосной помехой нелинейная обработка приводит к обогащению спектра последней, в результате чего при дискретной выборке «пораженными» оказываются частоты f_n , имеющие расстройку относительно частоты сигнала f_0

$$|f_n - f_0| = \frac{K}{M} F_0, \quad (2)$$

где F_0 – частота взятия отсчетов; K и M – целые несократимые числа [6].

Это, в частности, при оценке фазы сигнала приводит к ошибке, максимальное значение которой равно [6]:

$$\delta\varphi_{\text{max}} = \frac{1}{M} \arctg \frac{a_m^M}{(1 - a_m^{2M})^{1/2}}, \quad (3)$$

где $a_m = \frac{A_{n\text{max}}}{A_c} < 1$ – отношение максимума огибающей помехи к амплитуде сигнала.

Для подавления узкополосных помех используются режекторные фильтры. Однако при совместном воздействии на РПУ узкополосной и квазиимпульсной помех в результате вырезания части спектра последней появляются осцилляции после окончания импульсов [7] – своего рода узкополосная помеха, снижающая эффективность последующей нелинейной обработки смеси.

Для оценки уровня паразитных продуктов режекции рассмотрим прохождение через режекторный фильтр с селектором в виде одиночного колебательного контура с полосой пропускания (в герцах) α импуль-

сов, формирующих импульсную компоненту квазиимпульсной помехи, дающую основной вклад в ее мощность (для атмосферной помехи – это импульсы от ближних гроз).

Как отмечалось в [7], эти импульсы достаточно хорошо описываются выражением

$$u(t) = \overline{E}_m \cdot \exp(-\beta t) \cdot \cos \omega_0 t, \quad (4)$$

где β – входная полоса (в герцах) РПУ с рабочей частотой ω_0 ; \overline{E}_m – среднее значение амплитуд импульсов шума, то есть максимумов его огибающей $E(t)$, распределение которых при равномерном спектре $E(t)$ в рамках логарифмически нормальной модели записывается [5]

$$W_u(E_m) \cong \frac{1}{\sqrt{2\pi} \sigma E_m} \times \exp \left[-\frac{1}{2} \left(\frac{1}{\sigma} \ln \frac{E_m}{\sqrt{2} \sigma_\eta} + \sigma \right)^2 \right], \quad (5)$$

где σ – параметр модели, связанный с параметром V_d , характеризующим степень импульсности помехи, для атмосферной и промышленной помех. При этом

$$\overline{E}_m = \int_0^\infty E_m W_u(E_m) dE_m = \sqrt{2} \sigma_\eta \exp \left(-\frac{\sigma^2}{2} \right). \quad (6)$$

Колебание на выходе режекторного фильтра записывается [5]

$$u_p(t) = u(t) - \Delta u(t), \quad (7)$$

где

$$\begin{aligned} \Delta u(t) &= \Delta u_1(t) + \Delta u_2(t) = A \exp(-\alpha t) \times \\ &\times \cos(\omega_1 t - \varphi) + B \exp(-\beta t) \cos(\omega_0 t - \psi); \\ \omega_1 &= (\omega_n^2 - \alpha^2)^{1/2} \cong \omega_n; \end{aligned}$$

здесь A , B , φ и ψ – постоянные величины, зависящие от параметров импульса $u(t)$ и фильтра, причем

$$\frac{\max |\Delta u(t)|}{\max |u(t)|} = \frac{\max |\Delta u(t)|}{\overline{E}_m} < \frac{2\alpha}{\beta}, \quad (8)$$

где $\Delta f_c = \frac{\alpha}{\pi}$ и $\Delta f = \frac{\beta}{\pi}$ – соответственно полоса пропускания селектора и ширина спектра $u(t)$, равная входной полосе приемника.

Осцилляции, превышающие длительность входных импульсов в $\frac{\beta}{\alpha}$ раз, обусловлены составляющей $\Delta u_1(t)$ в (7), для которой, очевидно, в качестве верхней границы

уровня может быть принято значение, определенное в (8):

$$\frac{\max |\Delta u_1(t)|}{\max |u(t)|} = \frac{\max |\Delta u_1(t)|}{E_m} < \frac{2\alpha}{\beta}. \quad (9)$$

Подстановка (6) в (9) дает

$$\max |\Delta u_1(t)| < 2\sqrt{2} \exp\left(-\frac{\sigma^2}{2}\right) \left(\frac{\alpha}{\beta}\right) \sigma_n. \quad (10)$$

При этом применительно к задаче оценки фазы гармонического сигнала с использованием идеального ограничения смеси имеет место дополнительная ошибка, определяемая выражением (4), где

$$a_m = \frac{\max |\Delta u_1(t)|}{A_c} < 2 \exp\left(-\frac{\sigma^2}{2}\right) \left(\frac{\alpha}{\beta}\right), \quad (11)$$

где $q = \frac{A_c}{\sqrt{2} \sigma_n}$ – отношение сигнал/помеха.

При наличии в приемном тракте r режекторных фильтров верхняя граница уровня осцилляций, очевидно, в r раз выше уровня, определяемого выражением (9).

Благодаря частичной компенсации паразитных продуктов режекции $\Delta u(t)$ узкополосных помех, имеющей место при суммировании колебания с выхода режекторного фильтра и реакции узкополосного фильтра на входные импульсы, их остаточный уровень $\delta u(t)$ существенно уменьшается по сравнению с $\Delta u(t)$ и определяется выражением [4]

$$\frac{\max |\delta u(t)|}{\max |u(t)|} = \frac{\max |\delta u(t)|}{E_m} < 3 \left(\frac{\alpha}{\beta}\right)^2. \quad (12)$$

Кроме рассмотренных выше аддитивных помех на РПУ может воздействовать мультипликативная помеха, приводящая к флуктуациям амплитуды и фазы (федингу) сигнала. Интересно проанализировать, сохраняет ли рассмотренная выше обработка смеси сигнала и помехи, являющаяся непараметрической и, как отмечалось, близкой к оптимальной в условиях квазиимпульсных помех, свои непараметрические свойства в условиях наличия флуктуаций амплитуды и фазы сигнала.

Актуальность такого рассмотрения обусловлена тем, что флуктуации амплитуды

и фазы сигнала являются довольно распространенным мешающим фактором для приемного РЭО. В частности, федингу подвержены системы дальней радиосвязи ДКМВ диапазона волн, в особенности в высоких широтах в периоды авроральных возмущений ионосферы. Кроме того, в авиационных системах радиосвязи, работающих в МВ диапазоне волн, флуктуации амплитуды и фазы сигнала могут быть вызваны многолучевым распространением сигнала, связанным с отражениями его от элементов рельефа местности и местных предметов.

Рассмотрим плотность вероятностей фазы смеси федингующего сигнала

$$s(t) = \lambda(t) A(t) \cos \{ \omega_0 t - [\psi(t) + \theta(t)] \}, \quad (13)$$

где $\lambda(t)$ и $\theta(t)$ – случайные, в общем случае статистически зависимые помехи, модулирующие амплитуду $A(t)$ и фазу $\psi(t)$ сигнала, и аддитивной помехи

$$n(t) = E(t) \cos [\omega_0 t - \varphi(t)] \quad (14)$$

с равномерным распределением фазы

$W(\varphi) = \frac{1}{2\pi}$ и произвольным распределением огибающей $W(E)$, флуктуации которой, как и в [9], полагаем статистически независимыми от флуктуаций фазы.

При медленном фединге условная совместная плотность вероятностей огибающей и фазы аддитивной смеси сигнала (13) и помехи (14) (при фиксированных параметрах фединга) не зависит от его скорости [7]:

$$W_s(E_s \varphi_s | \lambda, \dot{\lambda}, \theta, \dot{\theta}) \equiv W_s(E_s \varphi_s | \lambda, \theta).$$

При этом условная совместная плотность вероятностей квадратурных компонент смеси: $X_s(t) = E_s(t) \cos \varphi_s(t)$ и $Y_s(t) = E_s(t) \sin \varphi_s(t)$ также не зависит от скорости фединга [8]. Ее можно выразить через совместную плотность вероятностей квадратурных компонент аддитивной помехи:

$$W_s(X_s, Y_s | \lambda, \theta) = W(X_s - x, Y_s - y), \quad (15)$$

где

$$\begin{aligned} x(t) &= \lambda(t) A(t) \cos [\psi(t) + \theta(t)]; \\ y(t) &= \lambda(t) A(t) \sin [\psi(t) + \theta(t)] \end{aligned} \quad (16)$$

– квадратурные компоненты федингующего сигнала.

При слабом сигнале, разлагая $W[X_s - x, Y_s - y]$ в ряд по степеням $x(t)$ и $y(t)$ и ограничиваясь тремя членами ряда, из (15) получаем

$$W_s(X_s, Y_s | \lambda, \theta) \approx W_s(X_s, Y_s) - x \frac{\partial W_s(X_s, Y_s)}{\partial X_s} - y \frac{\partial W_s(X_s, Y_s)}{\partial Y_s}. \quad (17)$$

Выражение для совместной плотности вероятностей квадратурных компонент помехи можно выразить через совместную плотность вероятностей огибающей и фазы помехи:

$$E(t) = [X^2(t) + Y^2(t)]^{1/2},$$

$$\varphi(t) = \arctg \frac{Y(t)}{X(t)},$$

которую, в свою очередь, с учетом принятых допущений о статистической независимости их флуктуаций и равномерности распределения фазы представим в виде:

$$W(E, \varphi) = W(E)W(\varphi) = \frac{W(E)}{2\pi}. \quad (18)$$

В соответствии с правилами функционального преобразования случайных величин из (18) получим

$$W(X, Y) = \frac{W[(X^2 + Y^2)^{1/2}]}{2\pi(X^2 + Y^2)^{1/2}}, \quad (19)$$

где $W(\bullet)$ – плотность вероятностей огибающей помехи; $\frac{1}{(X^2 + Y^2)^{1/2}}$ – якобиан преоб-

разования при переходе от E, φ к X, Y .

Подставляя (19) в (17) и выражая $W_s(E_s, \varphi_s | \lambda, \theta)$ через $W_s(X_s, Y_s | \lambda, \theta)$, с использованием правил функционального преобразования случайных величин и с учетом (16) найдем

$$\begin{aligned} W_s(E_s, \varphi_s | \lambda, \theta) &\approx \\ &\approx \frac{1}{2\pi} \left\{ W(E_s) - \lambda A \left[\frac{dW(E_s)}{dE_s} - \frac{W(E_s)}{E_s} \right] \cos[\varphi_s - (\psi + \theta)] \right\}. \end{aligned} \quad (20)$$

Из (20) для безусловной совместной плотности вероятностей огибающей и фазы смеси запишем

$$\begin{aligned} W_s(E_s, \varphi_s) &= \iint_{0-\pi}^{\infty \pi} W_s(E_s, \varphi_s | \lambda, \theta) W(\lambda, \theta) d\lambda d\theta \approx \\ &\approx \frac{1}{2\pi} \left\{ W(E_s) - NA \left[\frac{dW(E_s)}{dE_s} - \frac{W(E_s)}{E_s} \right] \cos[\varphi_s - (\psi + \theta)] \right\}, \end{aligned} \quad (21)$$

где $W(\lambda, \theta)$ – совместная плотность вероятностей параметров фединга $\lambda(t)$ и $\theta(t)$,

$$N = \left[(\lambda \cos \theta)^2 + (\lambda \sin \theta)^2 \right]^{1/2}; \quad (22)$$

$$\Phi = \arctg \left[\frac{\lambda \sin \theta}{\lambda \cos \theta} \right], \quad (23)$$

черта сверху означает усреднение по ансамблю реализаций. При этом для плотности вероятностей фазы смеси, ограничиваясь рассмотрением аддитивных помех с достаточно «гладкой» плотностью вероятностей огибающей $W(E)$ и полагая $W(E)|_{E=0} = 0$, имеем

$$\begin{aligned} W_s(\varphi_s) &= \int_0^{\infty} W_s(E_s, \varphi_s) dE_s \approx \\ &\approx \frac{1}{2\pi} \left\{ 1 + Naq \cos[\varphi_s - (\psi - \Phi)] \right\}, \end{aligned} \quad (24)$$

где

$$a = \left[\overline{E^2} / 2 \right]^{1/2} \left[\overline{E^{-1}} \right]; \quad \overline{E^{-1}} = \int_0^{\infty} [W(E) / E] dE;$$

$q = \frac{A}{\sigma}$; $\sigma^2 = \frac{E^2}{2}$ – дисперсия аддитивной помехи.

Оценка постоянной на интервале наблюдения фазы сигнала ψ по критерию максимума правдоподобия, полученная по n независимым выборочным значениям фазы смеси [7], определяется выражением

$$\psi^* = \arctg(Y^*/X^*), \quad (25)$$

где

$$Y^* = \sum_{i=1}^n q_i \sin \varphi_i; \quad X^* = \sum_{i=1}^n q_i \cos \varphi_i;$$

$q_i = \frac{A_i}{\sigma}$ – весовые коэффициенты, учитывающие амплитудную модуляцию сигнала.

Решение задачи обнаружения сигнала сводится к получению оценочного значения амплитуды сигнала

$$A^* = \sqrt{(X^*)^2 + (Y^*)^2} \quad (26)$$

и сравнению его с порогом z .

При высокой точности оценки фазы сигнала, реализуемой при достаточно большом объеме выборки $n \gg 1$, оценочные значения фазы сигнала (25) в первом приближении можно считать распределенными по нормальному закону [9]. При этом смещение и дисперсия оценки определяются выражениями:

$$\delta\psi^* = \bar{\psi}^* - \psi = \Phi; \quad (27)$$

$$\sigma^2\psi^* = \frac{2}{N^2 a^2} \frac{1}{\sum_{i=1}^n q_i^2} = \frac{4}{N^2 (E^2)(E^{-1})^2} \frac{1}{\sum_{i=1}^n q_i^2}. \quad (27')$$

Эквивалентное отношение сигнал-помеха, необходимое при решении задачи обнаружения для расчета характеристик обнаружения равно

$$q_{\text{эkv}} = \frac{N_a}{\sqrt{2}} q_{\text{max}} = \frac{N(E^2)^{1/2}(E^{-1})}{2} q_{\text{max}}, \quad (28)$$

где $q_{\text{max}} = \frac{A_{\text{max}}}{\sigma}$.

Существенным обстоятельством является то, что наличие сложной мультипликативной помехи (флуктуаций амплитуды и фазы сигнала) приводит в общем случае к смещению оценки фазы, определяемому выражениями (28) и (23). В частном случае при независимых флуктуациях амплитуды и фазы и симметричных флуктуациях последней и с учетом того, что $\sin \theta = 0$, из (26) получим

$$\delta\psi^* = \Phi = \arctg \frac{\overline{\lambda \sin \theta}}{\lambda \cos \theta} = \arctg \frac{\overline{\lambda \sin \theta}}{\lambda \cos \theta} = 0. \quad (29)$$

Таким образом, на основании проведенного анализа известное положение об инвариантности к распределению помехи структуры квадратурного приемника с фазовой обработкой входного сигнала, синтезированного в предположении наличия только аддитивной помехи может быть обобщено на случай одновременного действия мультипликативной помехи, которое проявляется в возникновении в общем случае смещения оценки фазы сигнала и в изменении эквивалентного отношения сигнал-помеха на выходе квазиоптимального приемника.

Наряду с рассмотренным выше способом учета изменения характеристик квазиимпульсных помех путем изменения пара-

метров предложенной модели этих помех, позволяющей проводить полунатурные испытания РЭО средств связи, используемых при УВД с АЗН, в близких к реальным условиям эксплуатации, и, соответственно, адекватно оценивать качество функционирования РЭО, возможно использование адаптивных способов обработки сигнала в условиях помех с изменяющимися характеристиками.

Аппроксимация оптимальной характеристики НЭ характеристикой двухстороннего ограничителя с порогом

$$U_{\text{пор}} = [E_{\Phi}^2(t)]^{1/2} \quad (30)$$

на уровне среднеквадратического значения огибающей фоновой компоненты помехи обеспечивает оптимизацию приемного тракта по отношению к квазиимпульсной помехе.

При этом выигрыш в эффективном отношении сигнал/помеха (по мощности) по сравнению со случаем линейной обработки в соответствии с (2) для случая атмосферной помехи составляет

$$K_{\text{opt}} \cong c^{-1} = 10^{0,2V_d}, \quad (31)$$

где $c = \frac{\sigma_{\Phi}^2}{\sigma_n^2} = \frac{\overline{E_{\Phi}^2(t)}}{\overline{E^2(t)}}$ (32)

– отношение мощности фоновой составляющей помехи (σ_{Φ}^2) к общей мощности помехи (σ_n^2); V_d – используемый при описании экспериментальных данных о помехах [7] параметр импульсности, $E(t)$ и $E_{\Phi}(t)$ – огибающие помехи и ее фоновой составляющей; черта сверху означает усреднение по времени. При оценке параметров помехи по данным измерений в паузе сигнала интервал усреднения T_y должен удовлетворять условию

$$\tau_k \ll T_y \leq \tau_n, \quad (33)$$

где τ_k – интервал корреляции флуктуаций помехи во входной полосе РПУ; τ_n – длительность паузы импульсного сигнала.

Адаптивная обработка смеси сигнала и помехи состоит в автоматическом поддержании оптимального уровня ограничения (30) в условиях изменения помеховой обстановки. Зависимость порогового уровня от параметров помехи, необходимая для построения адаптивного приемника, может быть получена из соотношений (30)–(32). Действительно, из (30) для атмосферной помехи имеем

$$U_{\text{пор}} = c^{1/2} [E^2(t)]^{1/2} = 10^{-0,1V_d} [E^2(t)]^{1/2}, \quad (34)$$

откуда получаем искомую зависимость

$$U_{\text{пор}} = \frac{\left[\overline{E(t)} \right]^2}{\left[E^2(t) \right]^{1/2}}. \quad (35)$$

Из (35) видно, что оптимальный пороговый уровень ограничения зависит от интенсивности помехи, характеризующей величиной $\left[E^2(t) \right]^{1/2}$, и степени ее импульсности, характеризующей параметром V_d .

Список литературы

1. Акиншин Р.Н., Карпов И.Е., Самсонов А.Д. Методика оценки уровня информационной безопасности в автоматизированной системе управления воздушным движением. – Научный Вестник МГТУ ГА. – 2013. – № 193. – С. 75–78.
2. Антонов О.Е. Оптимальное обнаружение сигналов в негауссовых помехах // Радиотехника и электроника. – 1967. – т. XII. – № 4, 5.
3. Валеев В.Г. Оптимальная оценка параметров сигнала при наличии негауссовых помех // Известия АН СССР, Техническая кибернетика. – 1971. – № 2.
4. Кинкулькин И.Е., Рубцов В.Д., Фабрик М.А. Фазовый метод определения координат. – М.: Советское радио, 1979.
5. Козлов А.И., Татаринов В.Н., Татаринов С.В., Пепеляев А.В. Теорема эквивалентности Келла в радиолокации // Научный Вестник МГТУ ГА. – 2014. – № 210. – С. 7–17.
6. Левин Б.Р. Теоретические основы статистической радиотехники, кн. 1. – М.: Советское радио, 1966.
7. Рубцов В.Д. Выбросы огибающей атмосферного шума // Радиотехника и электроника. – 1977. – т. XXII, № 1.
8. Рубцов В. Д. Распределение мгновенных значений атмосферного шума при узкополосном приеме // Радиотехника и электроника. – 1975. – т. XX, № 10.
9. Троицкий В.И. Информативность векторных радиотепловых полей в задаче корреляционно-экстремальной навигации летательных аппаратов. – Научный Вестник МГТУ ГА, № 210, 2014, стр. 33–36.

References

1. Akinshin R.N., Karpov I.E., Samsonov A.D. Metodika otsenki urovnya informatsionnoy bezopasnosti v avtomatizirovannoy sisteme upravleniya vozдушным движением. – Nauchny Vestnik MGTU GA, no. 193, 2013, pp. 75–78.
2. Antonov O.E. Optimalnoe obnaruzhenie signalov v negaussovykh pomekhakh // Radiotekhnika i el elektronika, t.XII, no. 4,5, 1967.
3. Valeev V.G. Optimalnaya otsenka parametrov signala pri nalichii negaussovykh pomekh // Izvestiya AN SSSR, Tekhnicheskaya kibernetika, no. 2, 1971.
4. Kinkulkin I.E., Rubtsov V.D., Fabrik M.A. Fazovyy metod opredeleniya koordinat. – M.: Sovetskoe Radio, 1979.
5. Kozlov A.I., Tatarinov V.N., Tatarinov S.V., Pepelyaev A.V. Teorema ekvivalentnosti Kella v radiolokatsii. – Nauchny Vestnik MGTU GA, no. 210, 2014, pp. 7–17.
6. Levin B.R. Teoreticheskie osnovy statisticheskoy radiotekhniki, kn.1. – M.: Sovetskoe radio, 1966.
7. Rubtsov V.D. Vybrosy ogibaushchey atmosfernogo shuma // Radiotekhnika i elektronika, t. XXII, no. 1, 1977.
8. Rubtsov V.D. Raspredelenie mgnovennykh znacheniy atmosfernogo shuma pri uzkopolosnom prieme // Radiotekhnika i elektronika, t. XX, no. 10, 1975.
9. Troitskiy V.I. Informativnost vektornykh radioteplovykh poley v zadache korrelyatsionno-ekstremalnoy navigatsii letatelnykh apparatov. – Nauchny Vestnik MGTU GA, no. 210, 2014, pp. 33–36.

Рецензенты:

Козлов А.И., д.ф.-м., профессор кафедры «Техническая эксплуатация радиоэлектронного оборудования воздушного транспорта», Московский государственный технический университет гражданской авиации, г. Москва;

Акиншин Р.Н., д.т.н., доцент, ведущий научный сотрудник секции по оборонным проблемам Министерства обороны (при Президиуме Российской академии наук), г. Москва.

Работа поступила в редакцию 10.04.2015.