

УДК 621.376.4

**АСИМПТОТИЧЕСКИ РОБАСТНЫЙ ИНВАРИАНТНЫЙ АЛГОРИТМ  
ДЕМОДУЛЯЦИИ DPSK-СИГНАЛОВ ПРИ ВОЗДЕЙСТВИИ ВНЕШНИХ  
ПОМЕХ С АПРИОРНО НЕОПРЕДЕЛЕННЫМИ ПАРАМЕТРАМИ****Н.С. Хайло, А.В. Кривецкий, А.Г. Вострецов***Новосибирский государственный технический университет*

Цель исследования – синтез асимптотически робастного инвариантного алгоритма демодуляции DPSK-сигналов с произвольной кратностью модуляции, используемых в системах связи летательных аппаратов и наблюдаемых на фоне шума с неизвестным распределением вероятностей и комплекса помех с априорно неопределенными параметрами. Анализ эффективности предлагаемого алгоритма проводится методом имитационного моделирования на ЭВМ. Алгоритм предполагает автоматическое обнаружение и режекцию узкополосной импульсной помехи, характерной для радионавигационных систем. Показано, что режекция узкополосной импульсной помехи необходима, если отношение сигнал/помеха становится меньше –10 дБ. Использование принципа асимптотической робастности обеспечивает устойчивость характеристик алгоритма к изменению характера плотности распределения вероятностей шумов. В результате моделирования установлено, что совместное применение режекции узкополосной импульсной помехи и асимптотически робастного подхода обеспечивает надежные показатели демодуляции как при приеме на фоне гауссовского шума, так и в условиях действия импульсных помех и шумов с «тяжелыми хвостами». Помимо этого, показано, что использование сигналов с дифференциальной фазовой модуляцией, прямым расширением спектра и уровнем боковых лепестков менее 10 % обеспечивает эффективное подавление помех, обусловленных многолучевым распространением сигналов.

*Ключевые слова:* мобильные системы передачи данных, формат сигнала, шум, помеха, модуляция, демодуляция, помехоустойчивость.

DOI: 10.17212/1727-2769-2022-2-46-59

**Введение**

Характеристики приема сигналов с квадратурной фазовой модуляцией (QPSK) и с дифференциальной QPSK (DQPSK) детально исследованы как в условиях действия белого гауссовского шума, так и в каналах с замираниями [1]. Хорошо известно, что энергетический выигрыш от применения QPSK по сравнению с DQPSK в каналах с рэлеевскими замираниями составляет 3 дБ [2]. Однако этот выигрыш возможен только в условиях полностью известных характеристик канала. С другой стороны, демодуляция сигналов с DQPSK не требует знания характеристик канала, его оценки, что сопряжено с большими затратами. Более того, характеристики приема DQPSK-сигналов могут оказаться лучше, чем для сигналов с QPSK, ввиду ограничений на точность оценки параметров канала [3]. Поэтому использование сигналов с дифференциальной фазовой модуляцией в системах передачи данных между подвижными объектами, в том числе и между летательными аппаратами (ЛА), особенно при малых отношениях сигнал/шум, является перспективным направлением. Для сигналов с дифференциальной фазовой модуляцией были предложены так называемые оптимальные  $\beta$ -решающие схемы ( $\beta$ -DS) [4], смысл которых состоит в том, что из принятого сообщения для демодуляции отбираются  $\beta$  наиболее надежных бит с наиболее высоким значе-

нием логарифма отношения, остальные биты считаются ненадежными и стираются. Демодулированные надежные биты заполняют буферную память до тех пор, пока не наберется достаточное число бит для последующего декодирования. При разработке алгоритмов демодуляции большое внимание уделялось нахождению компромисса между вычислительной сложностью алгоритма и его характеристиками. Для этого разрабатывались алгоритмы, основанные на применении фильтров Калмана [5–7], в работе [4] предложены субоптимальные  $\beta$ -DS демодуляторы, более простые в реализации и не требующие вычисления отношения правдоподобия.

Особенностью систем связи между рассредоточенными летательными аппаратами является то, что наряду с собственными шумами приемного устройства действуют также внешние помехи – импульсные помехи от сторонних систем, диффузные отражения от подстилающей поверхности и пассивные помехи типа мешающих отражений от местных предметов [8]. Кроме того, характер распределения шума может отличаться от гауссовского. Существенным недостатком существующих алгоритмов демодуляции является то, что они не учитывают наличие комплекса внешних помех и рассчитаны в основном на ситуацию, когда аддитивный шум является гауссовским.

Перспективным направлением развития систем связи между мобильными объектами в подобной помеховой обстановке считается применение широкополосных сигналов с большой базой, обладающими известными преимуществами перед сигналами с малой базой [9]. К числу последних относятся отечественные радиосистемы с интервально-временным кодированием (ИВК) в сочетании с времяимпульсной модуляцией (ВИМ) сигналов с базой  $B \approx 1$  – формат ИВК–ВИМ, до сих пор применяемые для передачи полетных данных и команд [10]. В работе [11] показаны преимущества использования широкополосных сигналов, в частности показано, что при использовании DPSK-сигналов с прямым расширением спектра сигналами Баркера демодулятор эффективно, без принятия каких-либо специальных мер, подавляет помехи, обусловленные многолучевым распространением сигналов. Там же показано, что при наличии интенсивных узкополосных импульсных помех (УИП) требуется их режекция. Первой публикацией по разработке DPSK-демодулятора в условиях действия негауссовского шума и комплекса внешних помех была работа [12]. В данной работе предложены робастные алгоритмы демодуляции для широкополосных систем обмена данными между рассредоточенными мобильными абонентами при воздействии собственных шумов приемного устройства, помех, обусловленных отражениями от подстилающей поверхности и местных предметов, а также узкополосных импульсных помех. При построении алгоритмов демодуляции для борьбы с внешними помехами и обеспечения их робастности использовались принцип инвариантности и расширенная модель плотности распределения вероятностей шума с конечной дисперсией. Последняя обеспечивает устойчивость характеристик демодуляции при изменении характера плотности распределения вероятностей шума. Однако показатели качества алгоритма можно значительно улучшить, если при его синтезе использовать расширенную модель приближенно финитных распределений шума [13].

Цель настоящей работы – синтез на основе расширенной модели приближенно финитных распределений шума асимптотически робастного инвариантного алгоритма демодуляции DPSK-сигналов, наблюдаемых на фоне шума с неизвестным распределением вероятностей и комплекса помех с априорно неопределенными параметрами, а также исследование характеристик его помехоустойчивости методом имитационного моделирования применительно к случаю DQPSK.

### 1. Модель наблюдаемого процесса и наблюдаемая выборка

Исходные посылки в настоящей работе приняты такими же, как и в работе [11]: в качестве излучаемого принимается сигнал с прямым расширением спектра [14] за счет применения псевдослучайных последовательностей (ПСП) с большой базой; оценка доплеровского сдвига несущей частоты и характеристик канала передачи для упрощения реализации алгоритмов демодуляции не предусматривается. На входе приемника действуют шум с неизвестным распределением вероятностей, узкополосные импульсные помехи и помехи, обусловленные многолучевым характером распространения сигнала. Демодуляция производится по сигналу прямого прохождения, выделяемому по признаку минимальной задержки относительно синхронизирующего сигнала. В отличие от работы [11] в качестве модели распределения шума используется расширенная модель приближенно финитных распределений.

В качестве наблюдаемой выборки используется вектор  $\mathbf{x} = (x_1, \dots, x_N)^T$  ( $T$  – знак транспонирования) отсчетов комплексной огибающей  $x(t)$  процесса на выходе линейного тракта приемника с полосой пропускания  $\Delta f$ , взятых с шагом дискретизации  $1/\Delta f$ , т. е.  $x_i = x\left(\frac{i}{\Delta f}\right)$ ,  $i = 1, \dots, N$ ,  $N$  – размер выборки (будет уточнен ниже). Наблюдаемый процесс  $x(t)$  представляет собой аддитивную смесь сигнала прямого прохождения  $S_{\Pi}(t)$ , суммы сигналов, отраженных от подстилающей поверхности и местных предметов  $S_O(t)$ , сигнала УИП  $S_{\text{УИП}}(t)$  и случайной составляющей (шума)  $\eta(t)$ :

$$x(t) = S_{\Pi}(t) + S_O(t) + S_{\text{УИП}}(t) + \eta(t). \quad (1)$$

В связи с применением DPSK и цифровой демодуляции наблюдаемая выборка формируется на двух соседних сигнальных посылках (тактовых интервалах) длительностью  $T$ , равной длительности сигнала расширяющей последовательности, и имеет вид

$$\mathbf{x} = \mathbf{S}_{\Pi} + \mathbf{S}_O + \mathbf{S}_{\text{УИП}} + \boldsymbol{\eta}, \quad (2)$$

$\mathbf{S}_{\Pi} = \sqrt{\frac{E_c}{N}} \mathbf{s}$ ,  $\mathbf{s} = (s_1, \dots, s_N)^T$ ,  $E_c$  – энергия сигнала;  $N = 2B = 2\lfloor \Delta f T \rfloor$ ;  $B$  – база сигнала ПСП  $s_{\text{ПСП}}(t)$ , расширяющего спектр;  $\lfloor \cdot \rfloor$  – обозначение целой части числа.

При передаче  $m$ -го сигнала используемого созвездия выборка из комплексной огибающей сигнала прямого прохождения, соответствующего двум соседним посылкам, имеет вид

$$\mathbf{S}_{\Pi} = \sqrt{\frac{E_c}{N}} \mathbf{s}^{(m)},$$

где  $m = 1, \dots, M$  – номер сигнала в созвездии модулированных сигналов;  $M$  – кратность модуляции;  $\mathbf{s}^{(m)} = (s_1^{(m)}, \dots, s_N^{(m)})^T$ ;  $s_i^{(m)} = \frac{e^{j\gamma_m}}{\sqrt{2}} s_{\text{ПСП}}(i/\Delta f) +$

$+ \frac{e^{j\gamma_m}}{\sqrt{2}} e^{j2\pi m/M} s_{\text{ПСП}}(i/\Delta f - T)$ ,  $i=1, \dots, N$ ,  $\gamma_m$  – начальная фаза сигнала первой посылки,  $s_{\text{ПСП}}(t)$  – сигнал ПСП, расширяющий спектр. Для того чтобы энергия сигнала не стремилась к бесконечности с ростом размера наблюдаемой выборки  $N$ , принята нормировка  $\frac{1}{N} \|s^{(m)}\|^2 = 1 \ \forall m = 0, \dots, M-1$ . Векторы  $s^{(m)}$  имеют в своем составе две ортогональные составляющие  $s^{\parallel} = (s_1^{\parallel}, \dots, s_N^{\parallel})^T$  и  $s^{\perp} = (s_1^{\perp}, \dots, s_N^{\perp})^T$ :

$$s^{(m)} = \frac{e^{j\gamma_m}}{\sqrt{2}} s^{\parallel} + \frac{e^{j\gamma_m}}{\sqrt{2}} e^{j2\pi m/M} s^{\perp}, \quad (3)$$

где  $\psi_m \in [0, 2\pi)$ ,

$$s_i^{\parallel} = \begin{cases} s_{\text{ПСП}}(i/\Delta f), & 1 \leq i \leq B; \\ 0, & B+1 \leq i \leq N; \end{cases} \quad s_i^{\perp} = \begin{cases} 0, & 1 \leq i \leq B; \\ s_{\text{ПСП}}(i/\Delta f - T), & B+1 \leq i \leq N. \end{cases}$$

Для характеристики произвольного сигнала из используемого созвездия введем вектор параметров сигнала  $\theta = (\theta_1, \theta_2)^T \in \Theta$ ,  $\|\theta\| = 1$ . Множество  $\Theta$  возможных значений параметров сигнала равно объединению множеств  $\Theta^{(m)} = \{\theta_1, \theta_2; |\theta_1| = 1/\sqrt{2}; \theta_2 = \theta_1 e^{j2\pi m/M}\}$ ,  $m=1, \dots, M$ :  $\Theta = \bigcup_{m=0}^{M-1} \Theta^{(m)}$ . Тогда выборочный вектор любого сигнала из используемого созвездия может быть представлен вектором

$$s(\theta) = \theta_1 s^{\parallel} + \theta_2 s^{\perp}. \quad (4)$$

При  $\theta \in \Theta^{(m)}$  получаем выборку  $s^{(m)}$ . В дальнейшем такое представление полезного сигнала будет использовано для формулировки задачи демодуляции как многоальтернативной задачи проверки статистических гипотез.

Для того, чтобы при синтезе алгоритма демодуляции доплеровский сдвиг частоты можно было не учитывать, длительность сигнала ПСП выберем из условия, чтобы набег фазы за время сигнальной посылки не превысил 0,2 рад [13]. Так, при максимальном доплеровском сдвиге  $F_{\text{д max}} = 5$  кГц длительность посылки  $T$  не должна превышать величину  $T_{\text{max}} = 0,2 / (2\pi F_{\text{д max}}) = 6,37$  мкс. Каждый элемент выборки из комплексной огибающей принимаемого сигнала при наличии доплеровского сдвига частоты будет иметь вид  $s = (e^{j2\pi F_{\text{д}}/\Delta f} s_1, \dots, e^{j2\pi F_{\text{д}}N/\Delta f} s_N)^T$ .

В качестве сигнала  $s_{\text{ПСП}}(t)$  выберем последовательность из  $N_{\text{П}}$  сдвинутых по времени прилегающих друг к другу элементарных импульсов  $s_{\text{э}}(t - k\tau_{\text{э}})$ ,  $k = 0, \dots, N_{\text{П}} - 1$ , длительностью  $\tau_{\text{э}}$  каждый:

$$s_{\text{ПСП}}(t) = \begin{cases} \frac{1}{\sqrt{N_{\text{П}} E_{\text{э}}}} \sum_{k=0}^{N_{\text{П}}-1} b_k s_{\text{э}}(t - k\tau_{\text{э}}), & t \in [0, T]; \\ 0, & t \notin [0, T], \end{cases}$$

здесь  $E_9$  – энергия элементарного импульса;  $b_0, b_1, \dots, b_{N-1}$  – код ПСП длины  $N_{\Pi}$ , принимающий значения из множества  $\{-1, 1\}$ .

Сигнал прямого прохождения, полученный за время сеанса связи  $T_{\text{св}}$ , представляет собой последовательность сигнальных посылок, имеющих вид

$$S_{\Pi}(t) = U_c e^{j2\pi F_d t} \sum_{k=0}^{L_c-1} e^{j\gamma_k} e^{j2\pi m_k / M} s_{\text{ПСП}}(t - kT), \quad (5)$$

$U_c$  – энергетический параметр сигнала;  $F_d$  – фактическое значение доплеровского сдвига частоты;  $L_c = T_{\text{св}} / T$ ;  $\gamma_k$  – начальные фазы сигнальных посылок (предполагается, что значения начальных фаз соседних посылок пренебрежимо мало отличаются друг от друга);  $m_k \in \{1, \dots, M\}$  – номера сигналов в используемом созвездии. Параметры  $U_c \in (0, \infty)$ ,  $F_d \in [-F_{d\text{max}}, F_{d\text{max}}]$ ,  $\gamma_k \in [0, 2\pi]$  при синтезе алгоритма демодуляции полагаются априорно неопределенными, сохраняющими свое значение на протяжении сеанса связи.

Сигналы, обусловленные зеркальным отражением от подстилающей поверхности на интервале  $T_{\text{св}}$ , подобны сигналу прямого прохождения (4) и имеют следующий вид:

$$S_O(t) = \sum_{v=1}^{N_O} \left[ U_v e^{j2\pi F_v t} \sum_{k=0}^{L_c-1} e^{j\gamma_{v,k}} e^{j2\pi m_k / M} s_{\text{ПСП}}(t - kT - t_v) \right], \quad (6)$$

где  $N_O$  – число мешающих зеркальных отражений;  $U_v$ ,  $F_v$ ,  $\gamma_{v,k}$  – энергетические параметры, доплеровские сдвиги и начальные фазы мешающих отражений соответственно;  $t_v$  – время задержки  $v$ -го мешающего сигнала относительно сигнала прямого прохождения (5). В работе [11] показано, что при малом числе зеркально отраженных от подстилающей поверхности и местных предметов мешающих сигналов для их подавления достаточно использовать ПСП с малым (меньше 0,1) уровнем боковых лепестков автокорреляционной функции, например сигналы Баркера при значениях  $B \leq 13$  или  $m$ -последовательности при  $B > 100$ . На практике при организации связи между летательными аппаратами число зеркально отраженных сигналов обычно невелико. Поэтому разрабатываемый алгоритм демодуляции предполагает использование именно таких ПСП, и наличие мешающих зеркальных отражений при синтезе учитываться не будет.

Узкополосные импульсные помехи, имеющие место при работе сторонних радиотехнических систем, представляют собой последовательности импульсов с шириной спектра намного меньшей, чем ширина спектра полезного сигнала (5). Типичным представителем таких сигналов являются сигналы DME – Distance Measuring Equipment – всенаправленного дальномерного радиомаяка. В настоящей работе принято, что форма импульсов, их временное положение, частотный сдвиг относительно несущей полезного сигнала в пределах полосы пропускания линейного тракта приемника, а также начальные фазы и амплитуды отдельных импульсов априорно не определены. Таким образом, комплексную огибающую УИП можно представить в следующем виде:

$$S_{\text{УИП}}(t) = U_{\text{УИП}} e^{j2\pi F_{\text{УИП}} t} \sum_{k=1}^{N_{\text{И}}} h(t - \tau_k), \quad (7)$$

где  $F_{\text{УИП}} \in (-\Delta f / 2, \Delta f / 2)$  – сдвиг несущей частоты УИП относительно несущей частоты полезного сигнала;  $N_{\text{И}}$  – число импульсов помехи на интервале наблюдения;  $U_{\text{УИП}}$  – энергетический параметр помехи;  $h(t - \tau_k)$  – импульсы помехи;  $\tau_k$  – задержка  $k$ -го импульса относительно полезного сигнала. Ввиду узкополосности помехи отдельный импульс может накрывать несколько элементарных импульсов ПСП полезного сигнала. Обычно импульсные помехи значительно превышают уровень полезного сигнала.

Случайная составляющая (шум) на выходе линейного тракта приемника обусловлена его собственными шумами, диффузными отражениями от подстилающей поверхности, атмосферными, промышленными, специально поставленными помехами и т. п. В связи с тем, что часть источников шума невозможно охарактеризовать, в настоящей работе принято, что распределение вероятностей шума заранее не известно, т. е. имеет место непараметрическая неопределенность шума.

Шумовая выборка представлена вектором  $\boldsymbol{\eta}$  статистически независимых отсчетов комплексной огибающей процесса  $\eta(t)$ , взятых в моменты времени  $t_i = i / \Delta f$ ,  $i = 1, \dots, N$ ,  $\boldsymbol{\eta} = (\eta_1, \dots, \eta_N)^T$ .

Для вероятностного описания случайной составляющей наблюдаемого процесса, в отличие от работы [11], примем расширенную модель приближенно финитных плотностей распределения вероятностей (ПРВ) [14], представленных множеством

$$\mathcal{P} = \left\{ p(t) = \frac{1}{\sigma} w\left(\frac{t}{\sigma}\right), w \in \mathcal{W}, \sigma \in (0, \infty) \right\}, \quad (8)$$

где  $\mathcal{W} = \left\{ w: \int_{-1}^1 w(t) dt = q, I(w) < \infty \right\}$  – класс ПРВ с нулевым средним и фиксиро-

ванной вероятностью  $q$  интервала  $[-1, 1]$ ;  $I(w) = \int_{-\infty}^{\infty} \psi_w^2(t) w(t) dt$  – информация

Фишера о сдвиге;  $\psi_w(t) = \frac{d}{dt} \ln w(t)$  – логарифмическая производная ПРВ. Вероятность  $q$  является параметром модели (8). Практически любую ПРВ можно представить в виде плотности из множества (8) [14].

## 2. Асимптотически робастный инвариантный алгоритм демодуляции сигнала

Синтез алгоритма осуществим в два этапа. На первом этапе на основе принципа инвариантности строится алгоритм подавления УИП в наблюдаемой выборке. Для этого, согласно работе [11], производится дискретное преобразование Фурье (ДПФ) наблюдаемой выборки и осуществляется процедура обнаружения УИП (в отсутствие УИП ее режекция не нужна), оценивается величина сдвига несущей частоты УИП  $F_{\text{УИП}}$  относительно сигнала прямого прохождения, затем в полосе, равной ожидаемой ширине спектра УИП  $\Delta f_{\text{УИП}}$ , обнуляется часть спектра наблюдаемой выборки.

Обозначим комплексный вектор ДПФ наблюдаемой выборки  $\mathbf{x}f = (xf_0, \dots, xf_{N-1})^T$ . Тогда алгоритм обнаружения УИП с оценкой ее частотного сдвига выражается через модульную статистику  $\mu\mathbf{x}f = (\mu f_0 = |xf_0|, \mu f_1 = |xf_1|, \dots, \mu f_{N-1} = |xf_{N-1}|)^T$  в форме правила обнаружения

$$\Phi_{\text{УИП}}(\mathbf{x}f) = \begin{cases} 1 & \text{при } \max(\mu\mathbf{x}f) \geq c(\mu\mathbf{x}f), \\ 0 & \text{при } \max(\mu\mathbf{x}f) < c(\mu\mathbf{x}f), \end{cases} \quad (9)$$

и правила оценивания дискретного частотного сдвига УИП

$$\hat{v}_{\text{УИП}}(\mathbf{x}f) = \text{match}[\max(\mathbf{x}f), \mathbf{x}f]. \quad (10)$$

В (9) и (10) статистика  $c(\mu\mathbf{x}f) = k(p)\|\mu\mathbf{x}f\|/\sqrt{N}$  – зависящий от наблюдения порог обнаружения;  $k(p)$  – варьируемый параметр, с помощью которого можно управлять вероятностью  $p$  обнаружения УИП;  $\max(\mathbf{a})$  – оператор, вычисляющий величину максимального элемента вектора  $\mathbf{a}$ ;  $\text{match}(b, \mathbf{a})$  – оператор определения позиции заданного значения  $b$  в векторе  $\mathbf{a}$ .

Оценка  $\hat{F}_{\text{УИП}}$  частотного сдвига  $F_{\text{УИП}}$  вычисляется с определением его знака по правилу

$$\hat{F}_{\text{УИП}}(\mathbf{x}f) = \begin{cases} \hat{v}_{\text{УИП}}(\mathbf{x}f)\Delta f/N & \text{при } \hat{v}_{\text{УИП}}(\mathbf{x}f) < 0,5N, \\ (\hat{v}_{\text{УИП}}(\mathbf{x}f) - N)\Delta f/N & \text{при } \hat{v}_{\text{УИП}}(\mathbf{x}f) > 0,5N. \end{cases} \quad (11)$$

Алгоритмы (9) и (10) инвариантны к масштабным преобразованиям наблюдаемой выборки, что обеспечивает независимость их статистических характеристик от масштаба наблюдаемой выборки.

Принимаемое алгоритмом (9) решение о наличии УИП зависит от нормы  $\|\mu\mathbf{x}f\|$ , вклад в которую наряду с шумом и УИП вносят также и передаваемые полезные сигналы. Поэтому вероятность  $\alpha(k, g)$  обнаружения УИП зависит не только от параметра  $k(p)$  алгоритма (9), но и от величины отношения мощности сигнала к мощности УИП  $g = P_s/P_{\text{УИП}}$ . Вероятность  $\alpha(k, g)$  максимальна при значении  $g = 0$  и убывает до нуля с ростом величины  $g$  вследствие повышения порога алгоритма (9) за счет полезного сигнала. Имеется некоторое пороговое значение  $g_n$  отношения  $P_s/P_{\text{УИП}}$ , выше которого режекция УИП практически не увеличивает вероятность правильной демодуляции. Поэтому имеет смысл ее отключать при достаточно большой мощности сигнала, так как режекция УИП снижает степень ослабления зеркальных помех ввиду искажения принятых сигналов.

Положив вероятность  $\alpha(k, g_n)$  равной некоторому значению  $p$  и решив уравнение  $\alpha(k, g_n) = p$  относительно параметра  $k$ , можно установить такое значение  $k(p)$ , при котором режекция УИП будет включаться в области малых значений отношения  $P_s/P_{\text{УИП}}$  и отключаться в области больших значений. Для обоснованного выбора значений  $g_n$  и  $p$  требуются результаты испытания разработанных алгоритмов в реальных условиях.

В случае обнаружения УИП в выборке  $\mathbf{x}\mathbf{f}$  режектируются компоненты вокруг частоты  $\hat{F}_{\text{УИП}}$  в пределах диапазона  $\Delta f_{\text{УИП}}$ . Обозначим  $\mathbf{r}\mathbf{f} = (rf_0, \dots, rf_{N-1})^T$  частотную характеристику режекторного фильтра. Тогда наблюдаемая выборка после режекции УИП примет вид

$$\mathbf{x}\mathbf{r} = F^{-1}(\mathbf{x}\mathbf{f} \odot \mathbf{r}\mathbf{f}) = (xr_0, \dots, xr_{N-1}), \quad (12)$$

где  $F^{-1}(\cdot)$  – обратное дискретное преобразование Фурье;  $\odot$  – обозначение поэлементного умножения векторов. В выборке (12) УИП будет подавлена, т. е. при передаче  $m$ -го сигнала созвездия ее можно представить в виде

$$\mathbf{x}\mathbf{r} = \mathbf{S}\mathbf{r}^{(m)} + \mathbf{S}\mathbf{r}_O^{(m)} + \boldsymbol{\eta}\mathbf{r} \quad (13)$$

с составляющими, обусловленными сигналом прямого прохождения  $\mathbf{S}\mathbf{r}^{(m)}$ , мешающими зеркальными отражениями  $\mathbf{S}\mathbf{r}_O^{(m)}$  и шумом  $\boldsymbol{\eta}\mathbf{r}$ . Вектор

$$\mathbf{S}\mathbf{r}^{(m)} = F^{-1} \left\{ \frac{U_c}{\sqrt{N}} F[\mathbf{s}^{(m)}] \odot \mathbf{r}\mathbf{f} \right\} = \frac{U_c}{\sqrt{N}} \mathbf{sr}(\boldsymbol{\theta}), \text{ где } F[\cdot] - \text{дискретное преобразование}$$

Фурье,  $\mathbf{sr}(\boldsymbol{\theta}) = \theta_1 F^{-1} \left\{ F[\mathbf{s}^{\parallel}] \odot \mathbf{r}\mathbf{f} \right\} + \theta_2 F^{-1} \left\{ F[\mathbf{s}^{\perp}] \odot \mathbf{r}\mathbf{f} \right\}$ ,  $\boldsymbol{\theta} \in \Theta^{(m)}$ . Как уже отмечалось, составляющими, обусловленными зеркально отраженными сигналами, при синтезе алгоритма можно пренебречь, поэтому будем пользоваться моделью

$$\mathbf{x}\mathbf{r} = \frac{U_c}{\sqrt{N}} \mathbf{sr}(\boldsymbol{\theta}) + \boldsymbol{\eta}\mathbf{r}. \quad (14)$$

Непараметрическую априорную неопределенность случайной составляющей  $\boldsymbol{\eta}\mathbf{r}$  представим моделью (8). Согласно этой модели ПРВ компонентов выборки (14) будет иметь вид

$$u(\mathbf{x}\mathbf{r} | U_c, \boldsymbol{\theta}, \sigma, w) = p \left[ \mathbf{x}\mathbf{r} - \frac{U_c}{\sqrt{N}} \mathbf{sr}(\boldsymbol{\theta}) | \sigma, w \right], \quad (15)$$

где  $p(\mathbf{x}\mathbf{r} | \sigma, w) = \prod_{n=0}^{N-1} \frac{1}{\sigma^2} w \left[ \frac{\text{Re}(xr_n)}{\sigma} \right] w \left[ \frac{\text{Im}(xr_n)}{\sigma} \right]$  – ПРВ наблюдаемой выборки

в отсутствие сигнала (ПРВ выборки из шума). ПРВ (15) образуют семейство

$$\mathcal{U} = \left\{ u(\mathbf{x}\mathbf{r} | U_c, \boldsymbol{\theta}, \sigma, w), U_c \in (0, \infty), \boldsymbol{\theta} \in \Theta, \sigma \in (0, \infty), w \in \mathcal{W} \right\}. \quad (16)$$

Задачу демодуляции сигнала сформулируем как многоальтернативную задачу проверки статистических гипотез относительно параметров распределения (15):

$$H_m : \boldsymbol{\theta} \in \Theta^{(m)}, U_c \in (0, \infty), \sigma \in (0, \infty), m = 1, \dots, M. \quad (17)$$

Для обеспечения устойчивости алгоритма демодуляции к изменениям уровня шума и виду ПРВ воспользуемся принципами инвариантности и асимптотической робастности [12]. Применение принципа инвариантности является обоснованным, так как семейство (16) и гипотезы (17) симметричны относительно группы масштабных преобразований [15]:

$$G = \left\{ g : \mathbf{x}\mathbf{r} \rightarrow \mu \mathbf{x}\mathbf{r}, \mu \in (0, \infty) \right\}, G^* = \left\{ g^* : (U_c, \sigma) \rightarrow (\mu U_c, \mu \sigma, \mu \in (0, \infty)) \right\},$$



где  $G$  – группа преобразований выборочного пространства;  $G^*$  – индуцированная в параметрическое пространство группа преобразований.

Согласно [12] равномерно оптимальный асимптотически робастный инвариантный (АРИ) алгоритм  $\boldsymbol{\varphi}(\mathbf{x}\mathbf{r}) = \{\varphi^{(1)}(\mathbf{x}\mathbf{r}), \dots, \varphi^{(M)}(\mathbf{x}\mathbf{r})\}^T$  демодуляции по минимаксному критерию относительно параметра  $h = U_c / \sigma$  будет иметь следующий вид:

$$\varphi^{(m)}(\mathbf{x}\mathbf{r}) = \begin{cases} 1, & \text{при } \max_{k=1, \dots, M} \left| \left\langle \mathbf{s}\mathbf{r}^{(k)}, \boldsymbol{\psi}_w^* \left( \frac{\mathbf{x}\mathbf{r}}{\hat{\sigma}} \right) \right\rangle \right| = \left| \left\langle \mathbf{s}\mathbf{r}^{(m)}, \boldsymbol{\psi}_w^* \left( \frac{\mathbf{x}\mathbf{r}}{\hat{\sigma}} \right) \right\rangle \right|; \\ 0, & \text{в противном случае, } m = 1, \dots, M. \end{cases} \quad (18)$$

Здесь  $\langle \cdot, \cdot \rangle$  обозначено скалярное произведение;  $\boldsymbol{\psi}_w^* \left( \frac{\mathbf{x}\mathbf{r}}{\hat{\sigma}} \right) = \{\psi_{w^*0}(xr_0 / \hat{\sigma}), \dots, \psi_{w^*N-1}(xr_{N-1} / \hat{\sigma})\}^T$  – комплексная векторная статистика с компонентами  $\psi_{w^*k}(xr_k / \hat{\sigma}) = \operatorname{Re} \psi_w^*(xr_k / \hat{\sigma}) + i \operatorname{Im} \psi_w^*(xr_k / \hat{\sigma})$ ,  $k = 0, \dots, N-1$ ;  $\psi_w^*(\cdot)$  – логарифмическая производная наименее благоприятного распределения для семейства (8), осуществляющая нелинейное безынерционное преобразование выборки  $\mathbf{x}\mathbf{r}$ ;  $\hat{\sigma}$  – эквивариантная относительно группы  $G$   $\sqrt{N}$ -состоятельная оценка масштабного параметра  $\sigma$ .

В работе [12] показано, что для семейства (8) наименее благоприятная ПРВ имеет вид

$$w^*(t) = \begin{cases} \frac{C}{\cos^2(A/2)} \cos^2(At/2), & |t| \leq 1; \\ C \exp[-B(|t|-1)], & |t| > 1, \end{cases}$$

соответственно логарифмическая производная наименее благоприятной ПРВ

$$\psi_w^*(t) = \begin{cases} -B, & t \in (-\infty, -1); \\ A \operatorname{tg}(At/2), & t \in [-1, 1]; \\ B, & t \in (1, \infty), \end{cases}$$

где параметры  $A$  и  $B$  зависят от величины  $q$  и определяются из уравнений

$$\int_{-1}^1 w^*(t) dt = q, \quad A \operatorname{tg}(A/2) = B \quad \text{при} \quad C = \cos^2(A/2) / [1 + (2/B)].$$

В качестве оценки  $\hat{\sigma}$  масштабного параметра  $\sigma$  примем эквивариантную относительно группы  $G$   $\sqrt{N}$ -состоятельную оценку

$$\hat{\sigma} = \hat{\sigma}(\mathbf{x}\mathbf{r}) = \frac{1}{2} [z_{(p)}(\operatorname{Re} \mathbf{x}\mathbf{r}) + z_{(p)}(\operatorname{Im} \mathbf{x}\mathbf{r})], \quad (19)$$

где  $z_{(p)}(\operatorname{Re} \mathbf{x}\mathbf{r})$  и  $z_{(p)}(\operatorname{Im} \mathbf{x}\mathbf{r})$  –  $p$ -е порядковые статистики векторов  $\mathbf{z}(\operatorname{Re} \mathbf{x}\mathbf{r}) = \{|\operatorname{Re} xr_0|, \dots, |\operatorname{Re} xr_{N-1}|\}$  и  $\mathbf{z}(\operatorname{Im} \mathbf{x}\mathbf{r}) = \{|\operatorname{Im} xr_0|, \dots, |\operatorname{Im} xr_{N-1}|\}$ ,  $p = \lfloor Nq \rfloor$ ;

$q$  – параметр модели (8), задаваемый на этапе синтеза. Проведенные исследования показали, что наилучшие результаты для  $\varepsilon$ -загрязненного распределения ( $\varepsilon \in [0; 0,05]$ ) достигаются при  $q = 0,9$ .

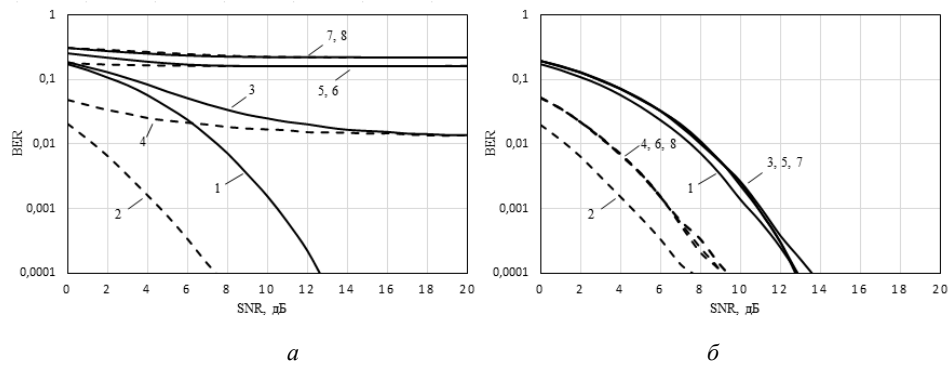
Оценка (19) характеризует параметр масштаба распределения смеси сигнала и шума, однако для сигналов с большой базой и реальных условий приема максимальное значение сигнала обычно много меньше среднеквадратического значения шума, поэтому использование такой оценки вполне оправданно.

### 3. Результаты моделирования

Для исследования эффективности разработанных алгоритмов использовался метод имитационного моделирования на ЭВМ. В качестве полезного сигнала использовался широкополосный сигнал с дифференциальной квадратурной фазовой модуляцией DQPSK. Для расширения спектра использовалась последовательность Баркера длиной  $B = 13$ , причем длительность одного элемента последовательности принималась равной десяти интервалам дискретизации. Моделирование проводилось для случая двух зеркальных помех, задержки которых относительно полезного сигнала в каждом эксперименте формировались генератором случайных чисел с равномерным распределением на интервале  $t_v \in [5; 100]\tau_s$ ,  $v = \overline{1, 2}$ . Максимальный доплеровский сдвиг как полезного сигнала, так и зеркальных помех принимался равным  $F_d = 5000$  Гц. Узкополосная импульсная помеха задавалась выражением (7), длительность импульса УИП по основанию была равна  $307\tau_s$ , интенсивность потока импульсов  $V_{\text{УИП}} = 10^5$  имп/с,  $F_{\text{УИП}} = 3$  МГц, энергетический параметр помехи  $U_{\text{УИП}}$  рассчитывался исходя из необходимого отношения  $g = P_s/P_{\text{УИП}}$  и полагался неизвестным на приемной стороне. Начальные фазы полезного сигнала и помех в каждом эксперименте считались неизвестными и формировались генератором случайных чисел с равномерным распределением на интервале  $[0, 2\pi)$ . В качестве фактического распределения шума использовалось  $\varepsilon$ -загрязненное распределение.

При моделировании исследовались зависимости вероятности битовой ошибки (BER) от отношения сигнал/шум  $SNR = E_b/N_0$ , где  $E_b$  – энергия бита;  $N_0$  – спектральная плотность мощности шума. Для каждого значения отношения сигнал/шум проводилось 500 экспериментов, в свою очередь, в каждом эксперименте формировалась информационная последовательность длиной 1000 символов, что в случае DQPSK соответствует 2000 бит. На рисунке *а* показаны зависимости вероятности битовой ошибки BER от отношения сигнал/шум для случая  $\varepsilon$ -загрязненного распределения шума с параметрами  $\varepsilon = 0$  (сплошные линии) и  $\varepsilon = 0,05$  (пунктир) без режекции УИП для различных значений  $g$ . На рисунке *б* приведены аналогичные зависимости для случая, когда алгоритм режекции УИП включен.

Из рисунков видно, что при отключении режекции наличие УИП высокой мощности ( $g \leq -10$  dB) приводит к значительному увеличению вероятности ошибочной демодуляции, а при  $g \leq -20$  dB алгоритм практически теряет работоспособность. Применение алгоритма режекции позволяет существенно снизить влияние узкополосной импульсной помехи, причем режекция автоматически отключается, когда  $g$  превышает уровень, выше которого режекция не требуется. Также из графиков видно, что при импульсном шуме ( $\varepsilon = 0,05$ ) АРИ алгоритм



Зависимости вероятности битовой ошибки от отношения сигнал/шум для случая  $\varepsilon$ -загрязненного распределения шума с параметрами  $\varepsilon = 0$  (сплошные линии) и  $\varepsilon = 0,05$  (пунктирные линии):

$a$  – без режекции УИП,  $b$  – с режекцией УИП; 1, 2 –  $g = 0$  дБ; 3, 4 –  $g = -10$  дБ; 5, 6 –  $g = -20$  дБ; 7, 8 –  $g = -30$  дБ

BER performances for  $\varepsilon$ -contaminated noise distribution with  $\varepsilon = 0$  (solid lines) and  $\varepsilon = 0,05$  (dashed lines):

$a$  – without NII rejection,  $b$  – with NII rejection; 1, 2 –  $g = 0$  dB; 3, 4 –  $g = -10$  dB; 5, 6 –  $g = -20$  dB; 7, 8 –  $g = -30$  dB

обеспечивает меньшую вероятность битовой ошибки по сравнению с гауссовским шумом ( $\varepsilon = 0$ ). Из этого следует, что применение режектированной выборки в АРИ алгоритме не приводит к ухудшению робастности алгоритма. Полученные результаты также показывают, что наличие зеркальных помех и доплеровского сдвига частоты не оказывает существенного влияния на производительность алгоритма.

### Заключение

Предложен асимптотически робастный инвариантный алгоритм демодуляции DPSK-сигналов, обеспечивающий устойчивые характеристики в условиях многолучевого распространения, а также наличия мощных узкополосных импульсных помех и неизвестного доплеровского сдвига частоты полезного сигнала.

Проведенные исследования алгоритма показывают, что адаптивная режекция УИП обеспечивает достаточную для практики степень независимости вероятности ошибочной демодуляции от воздействия УИП, когда  $V_{\text{УИП}} \leq 10^5$  имп/с и  $P_s/P_{\text{УИП}} \geq -30$  дБ. Применение совместно с режекцией УИП асимптотически робастного подхода обеспечивает надежные показатели демодуляции как при гауссовском шуме, так и в условиях действия импульсных шумов. Благодаря использованию широкополосных сигналов с дифференциальной фазовой модуляцией наличие зеркальных помех и доплеровского сдвига не оказывает значительного влияния на характеристики алгоритма.

### ЛИТЕРАТУРА

1. **Anderson J.B., Aulin T., Sundberg C.E.** Digital phase modulation. – New York: Plenum Press, 1986. – 504 p.

2. **Proakis J.G., Salehi M.** Digital communication. – 5th ed. – New York: McGraw-Hill, 2008. – 1150 p.
3. **Aval Y.M., Wilson S.K., Stojanovic M.** On the average achievable rate of QPSK and DQPSK OFDM over rapidly fading channels // *IEEE Access*. – 2018. – Vol. 6. – P. 23659–23667. – DOI: 10.1109/ACCESS.2018.2828788.
4. Adaptive demodulation in differentially coherent phase systems: design and performance analysis / J.D. Brown, J. Abouei, K.N. Plataniotis, S. Pasupathy // *IEEE Transactions on Communications*. – 2011. – Vol. 59 (7). – P. 1772–1778.
5. **Prasad S., Mahalanabis A.K.** Finite lag receivers for analog communication // *IEEE Transactions on Communications*. – 1975. – Vol. 23 (2). – P. 204–213.
6. **Tam P.K.S., Tam D.K.S., Moore J.B.** Fixed-lag demodulation of discrete noisy measurements of FM signals // *Automatica*. – 1973. – Vol. 9. – P. 725–729.
7. **Tam P.K.S., Moore J.B.** Improved demodulation of sampled FM signals in high noise // *IEEE Transactions on Communications*. – 1977. – Vol. 25 (9). – P. 1052 – 1054.
8. Принципы построения локально-глобальной многоабонентной системы относительной навигации / А.Г. Герчиков, Г.Н. Громов, Д.А. Наливайко, В.К. Орлов, А.Г. Чернявский // *Вопросы радиоэлектроники. Серия: Общие вопросы радиоэлектроники*. – 1990. – № 21. – С. 3–12.
9. **Маковеева М.М., Шинаков Ю.С.** Системы связи с подвижными объектами. – М.: Радио и связь, 2002. – 440 с.
10. **Куклев Л.П.** Помехоустойчивость некоторых методов обработки сигналов при временном способе передачи информации // *Вопросы радиоэлектроники. Серия общетехническая*. – 1980. – № 11. – С. 44–51.
11. Демодуляция широкополосных ДФМ-сигналов при воздействии комплекса помех с априорно неопределенными характеристиками / В.А. Богданович, А.Г. Герчиков, Б.В. Пономаренко, А.Г. Вострецов // *Известия вузов России. Радиоэлектроника*. – 2010. – Вып. 3. – С. 26–37.
12. **Богданович В.А., Вострецов А.Г.** Применение принципов инвариантности и робастности при разработке алгоритмов демодуляции для широкополосных систем связи // *Радиотехника и электроника*. – 2009. – Т. 54, № 11. – С. 1353–1362.
13. **Вакман Д.Е.** Сложные сигналы и принцип неопределенности в радиолокации. – М.: Советское радио, 1965. – 304 с.
14. **Богданович В.А., Вострецов А.Г.** Асимптотически робастные алгоритмы демодуляции сигналов с подавлением помех множественного доступа // *Радиотехника и электроника*. – 2010. – Т. 55, № 8. – С. 953–960.
15. **Lehmann E.L., Romano J.P.** Testing statistical hypotheses. – 3rd ed. – New York: Springer, 2005. – 784 p.

## AN ASYMPTOTICALLY ROBUST INVARIANT ALGORITHM FOR DEMODULATION OF DPSK SIGNALS UNDER EXTERNAL INTERFERENCE WITH A PRIORI UNCERTAIN PARAMETERS

**Khailo N.S., Krivetsky A.V., Vostretsov A.G.**

*Novosibirsk State Technical University, Novosibirsk, Russia*

The study aims at synthesizing an asymptotically robust invariant demodulation algorithm for DPSK signals with arbitrary modulation multiplicity used in aircraft communication systems and observed against the background of noise with an unknown probability distribution and a noise complex with a priori uncertain parameters. The analysis of the efficiency of the proposed algorithm is carried out by a computer simulation modeling. The algorithm implies automatic detection and rejection of narrowband pulse noise. This type of interference is typical for radio-navigation systems. It has been shown that the narrowband pulse noise should be eliminated if the signal-to-interference ratio becomes less than -10 dB. The use of the asymptotic robustness principle ensures the stability of the algorithm characteristics to changes in the character of the noise probability distribution density. It was found that the joint application of narrowband pulse inter-

ference elimination and the asymptotically robust approach provides reliable demodulation performance both when receiving against the background Gaussian noise and under the action of pulse interference and noise with "heavy tails". In addition, it has been shown that the use of signals with differential phase modulation, direct sequence spread spectrum, and the sidelobe levels of less than 10% effectively suppresses interference caused by multipath signal propagation.

**Keywords:** mobile data transmission systems, signal format, noise, interference, modulation, signal detection, noise immunity.

DOI: 10.17212/1727-2769-2022-2-46-59

#### REFERENCES

1. Anderson J.B., Aulin T., Sundberg C.E. *Digital phase modulation*. New York, Plenum Press, 1986. 504 p.
2. Proakis J.G., Salehi M. *Digital communication*. 5th ed. New York, McGraw-Hill, 2008. 1150 p.
3. Aval Y.M., Wilson S.K., Stojanovic M. On the average achievable rate of QPSK and DQPSK OFDM over rapidly fading channels. *IEEE Access*, 2018, vol. 6, pp. 23659–23667. DOI: 10.1109/ACCESS.2018.2828788.
4. Brown J.D., Abouei J., Plataniotis K.N., Pasupathy S. Adaptive demodulation in differentially coherent phase systems: design and performance analysis. *IEEE Transactions on Communications*, 2011, vol. 59 (7), pp. 1772–1778.
5. Prasad S., Mahalanabis A.K. Finite lag receivers for analog communication. *IEEE Transactions on Communications*, 1975, vol. 23 (2), pp. 204–213.
6. Tam P.K.S., Tam D.K.S., Moore J.B. Fixed-lag demodulation of discrete noisy measurements of FM signals. *Automatica*, 1973, vol. 9, pp. 725–729.
7. Tam P.K.S., Moore J.B. Improved demodulation of sampled FM signals in high noise. *IEEE Transactions on Communications*, 1977, vol. 25 (9), pp. 1052 – 1054.
8. Gromov G.N., Grechikov A.G., Nalivaiko D.A., Orlov V.K., Chernyavskii A.G. Printsipy postroeniya lokal'no-global'noi mnogoabonentnoi sistemy otnositel'noi navigatsii [Principles of constructing a local-global multi-component system of relative navigation]. *Voprosy radioelektroniki = Issues of radio electronics*, 1990, no. 21, pp. 3–12.
9. Makoveeva M.M., Shinakov Yu.S. *Sistemy svyazi s podvizhnymi ob"ektami* [Mobile objects communication systems]. Moscow, Radio i svyaz' Publ., 2002. 440 p.
10. Kuklev L.P. Pomekhoustoichivost' nekotorykh metodov obrabotki signalov pri vremennom sposobe peredachi informatsii [Noise immunity of some methods of signal processing in the case of a temporary method of transmitting information]. *Voprosy radioelektroniki. Seriya obshchetechnicheskaya = Questions of radio electronics. General technical series*, 1980, no. 11, pp. 44–51.
11. Bogdanovich V.A., Gerchikov A.G., Ponomarenko B.V., Vostretsov A.G. Demodulyatsiya shirokopolosnykh DFM-signalov pri vozdeistvii kompleksa pomekh s apriorno neopredelennymi kharakteristikami [Demodulation of wideband incremental-phase-modulated signals under effect of uncertain composite interference]. *Izvestiya vysshikh uchebnykh zavedenii Rossii. Radioelektronika = Journal of the Russian Universities. Radioelectronics*, 2010, iss. 3, pp. 26–37.
12. Bogdanovich V.A., Vostretsov A.G. Application of the invariance and robustness principles in the development of detection algorithms for wideband communications systems. *Journal of Communications Technology and Electronics*, 2009, vol. 54, no. 11, pp. 1283–1291. Translated from *Radiotekhnika i elektronika*, 2009, vol. 54, no. 9, pp. 1353–1361.
13. Vakman D.E. *Slozhnye signaly i printsip neopredelennosti v radiolokatsii* [Complex signals and the principle of uncertainty in radar], Moscow, Sovetskoe radio Publ., 1965. 304 p.
14. Bogdanovich V.A., Vostretsov A.G. Asimptoticheski robustnye algoritmy demodulyatsii signalov s podavleniem pomekh mnozhestvennogo dostupa [Asymptotically robust algorithms of signal detection with multiple access interference mitigation]. *Radiotekhnika i elektronika = Journal of Communications Technology and Electronics*, 2010, vol. 55, no. 8, pp. 953–960. (In Russian).
15. Lehmann E.L., Romano J.P. *Testing statistical hypotheses*. 3rd ed. New York: Springer, 2005. 784 p.

## СВЕДЕНИЯ ОБ АВТОРАХ



**Хайло Никита Сергеевич** – родился в 1991 году, младший научный сотрудник кафедры конструирования и технологии радиоэлектронных средств Новосибирского государственного технического университета. Область научных интересов: статистическая теория обработки сигналов в условиях априорной неопределенности. Опубликовано более 10 научных работ. (Адрес: 630073, Россия, Новосибирск, пр. Карла Маркса, 20. E-mail: xfront17@bk.ru.)

**Khailo Nikita Sergeevich** (b. 1991) – a postgraduate student at the department of construction and technology of radio electronic devices, Novosibirsk State Technical University. His research interests are currently focused on the statistical theory of signal processing in condition of a priori uncertainty. He is the author of more than 10 scientific papers. (Address: 20, Karl Marx Av., Novosibirsk, 630073, Russia. E-mail: xfront17@bk.ru).



**Кривецкий Андрей Васильевич** – родился в 1974 году, канд. техн. наук, доцент, кафедры конструирования и технологии РЭС Новосибирского государственного технического университета. Область научных интересов: электро- и радиоизмерения. Опубликовано 40 научных работ. (Адрес: 630073, Россия, Новосибирск, пр. Карла Маркса, 20. E-mail: kriveczkij@corp.nstu.ru).

**Krivetsky Andrey Vasilyevich** (b. 1974) – PhD (Eng.), associate professor, Novosibirsk State Technical University. His research interests are currently focused on electrical- and radio-measurements. He is the author of 40 scientific papers. (Address: 20, Karl Marx Av., Novosibirsk, 630073, Russia. E-mail: kriveczkij@corp.nstu.ru).



**Вострецов Алексей Геннадьевич** – родился в 1955 году, д-р техн. наук, профессор, советник ректората Новосибирского государственного технического университета. Область научных интересов: теория устойчивого обнаружения, различения, и оценки сигналов в условиях априорной неопределенности. Опубликовано более 150 научных работ, в том числе три монографии. (Адрес: 630073, Россия, Новосибирск, пр. Карла Маркса, 20. E-mail: vostreczov@corp.nstu.ru.)

**Vostretsov Aleksey Gennadevich** (b. 1955) – D.Sc. (Eng), professor, adviser to the rector's office for scientific work at Novosibirsk State Technical University. His research interests are currently focused on the statistical theory of signal processing in condition of a priori uncertainty. He has above 150 publications including 3 monographs. (Address: 20, Karl Marx Av., Novosibirsk, Russia. E-mail: vostreczov@corp.nstu.ru.).

Статья поступила 22 ноября 2021 г.  
Received November 22, 2021

## To Reference:

Khailo N.S., Krivetsky A.V., Vostretsov A.G. Asimptoticheski robastnyi invariantnyi algoritm demodulyatsii DPSK-signalov pri vozdeistvii vneshnikh pomekh s apriorno neopredelennymi parametrami [An asymptotically robust invariant algorithm for demodulation of DPSK signals under external interference with a priori uncertain parameters]. *Doklady Akademii nauk vysshei shkoly Rossiiskoi Federatsii = Proceedings of the Russian higher school Academy of sciences*, 2022, no. 2 (55), pp. 46–59. DOI: 10.17212/1727-2769-2022-2-46-59.