

УДК 621.391.037

## ЗАЩИТА ИЗМЕРИТЕЛЕЙ ПАРАМЕТРОВ СЛОЖНЫХ СИГНАЛОВ ОТ ИМИТИРУЮЩИХ И ПЕРЕНАЦЕЛИВАЮЩИХ ПОМЕХ

Д.Л. ХОДЫКО, С.Б. САЛОМАТИН

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники  
П. Бровка, 6, Минск, 220013, Беларусь

Поступила в редакцию 18 июля 2008

Рассмотрен метод защиты измерителей параметров сигналов в радиоэлектронных системах с частотно-кодовым разделением сигналов от имитирующих и перенацеливающих помех. Проведен анализ метода защиты на основе двухэтапного адаптивного алгоритма обнаружения-измерения параметров помех в локальных частотно-временных областях. Рассмотрен пример применения метода защиты для комплексированных спутниковых систем ГЛОНАСС и GPS.

*Ключевые слова:* имитирующая помеха, локализация области функции неопределенности.

### Введение

Современные радиоэлектронные системы (РЭС) работают со сложными сигналами и используют частотное или кодовое разделение. В условиях применения средств радиоэлектронной борьбы к РЭС предъявляются высокие требования к помехозащищенности. Применение помеховых сигналов, имитирующих полезный сигнал (имитирующая помеха) повышает эффективность подавления. Для достижения эффекта подавления имитопомеха и принимаемый сигнал должны находиться в области сильной корреляции по параметрам: доплеровская частота и задержка. Применение перенацеливающих помех, осуществляющих управление параметрами имитирующего сигнала, приводит к уходу по скорости и задержке [1], срыву слежения и поиску полезного сигнала. Замена в этих условиях измерителей параметров радиосигнала на менее точные, не зависящие от влияния помех электромеханические системы приводит к снижению точности работы системы [2].

Одним из методов защиты РЭС от имитопомех является управление работой (временная селекция) следящих измерителей дальности и скорости по результатам обнаружения-измерения параметров имитопомехи в локальных частотно-временных областях.

Схема системы защиты, приведенная на рис. 1, содержит два основных блока: систему обнаружения и измерения параметров имитопомехи по максимуму функций неопределенности  $F_j(\tau, f)$  и блок управления и обработки, который прогнозирует (экстраполирует) траекторию движения параметров полезного, помехового сигналов и осуществляет управление работой следящих систем. Параметрами полезного сигнала являются оценки, получаемые из систем слежения.

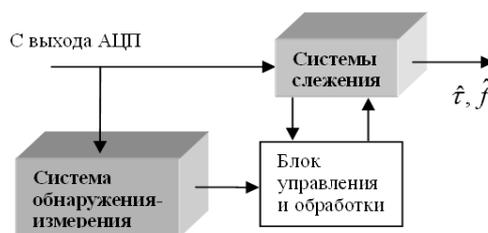


Рис. 1. Структурная схема защиты систем слежения

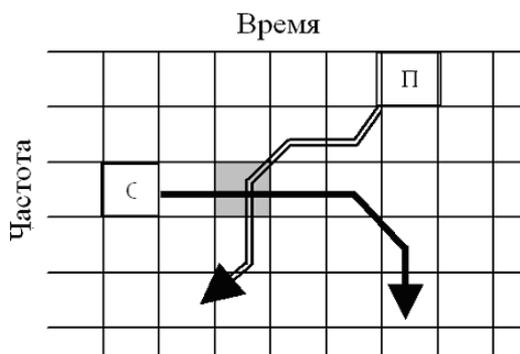


Рис. 2. Пример движения максимумов функций неопределенности сигнала и помехи по области неопределенности для одного канала

помеха расходятся из общей ячейки поиска, снимается блокирование и продолжается слежение за параметрами полезного сигнала. В случае необходимости может быть выполнен допоиск и корректировка опорных генераторов в кольце слежения.

Проведем анализ и оценку основных параметров метода защиты.

### Модель помехового сигнала

Уравнение, описывающее форму принимаемого сигнала с частотными и кодовыми компонентами после квадратурной обработки, имеет вид

$$x_{t_{m,n}} = a U_i(t_{m,n}, \lambda) + \sum_{s=0}^{N_U-1} U_s(t_{m,n}, \lambda) + \eta(t_{m,n}),$$

$$U_i(t_{m,n}, \lambda) = 0,5 A C_i(t_{m,n} - \tau_i) \exp[j2\pi f_{IF} + f_{Dop i} t_{m,n} - \tau_i + \psi_i],$$

$a$  — параметры обнаружения;  $A$  — амплитуда сигнала в точке приема;  $\psi_i$ ,  $f_{Dop i}$  и  $\tau_i$  — начальная фаза, доплеровский сдвиг частоты и задержка распространения несущего колебания от  $i$ -го постановщика помех;  $f_{IF}$  — промежуточная частота;  $C_i(t_{m,n} - \tau_i)$  — псевдослучайная последовательность (ПСП) с числом элементов  $N_{PN}$ , амплитудой  $\pm 1$  В и длительностью  $T_{PN}$ ,  $T_{PN} = T_d N_{IF}$ ;  $T_d$  — интервал дискретизации;  $N_{IF}$  — количество выборок сигнала промежуточной частоты в одном дискрете ПСП  $C_i(t_{m,n})$ ;  $t_{m,n} = mT_{PN} + T_d n$  и  $T_0 = T_{PN} N_{PN}$ ;  $\lambda$  — информационный параметр,  $\lambda = f_{Dop}, \tau$ ;  $\eta(t)$  — белый шум с характеристиками:  $M \eta(t_{m,n}) = 0$ ;  $M \eta(t_{m,n}) \eta(t_{m,b}) = 0,5 N_0 \delta(t_{m,n} - t_{m,b}) = \sigma^2 \delta(t_{m,n} - t_{m,b}) / \Delta f_0$ , где  $N_0$  — односторонняя спектральная плотность белого шума,  $\Delta f_0$  — полоса принимаемого сигнала,  $M \cdot$  — оператор математического ожидания;  $N_U$  — количество помеховых сигналов при кодовом разделении.

При  $N_U = 1$  функция  $x_{t_{m,n}}$  описывает помеху с частотным разделением, при  $N_U > 1$  — помеховый сигнал с кодовым разделением.

*Поиск имитопомехи в локальных частотно-временных областях.* Основным элементом системы защиты является поиск имитопомехи в локальных частотно-временных областях. Последовательные алгоритмы поиска сигналов [3] не учитывают особенностей локальных областей и различий между имитопомехой и полезным сигналом.

Построим алгоритм поиска с учетом различий по уровням мощностей в частотно-временной области и адаптации по размеру локализованной области и времени поиска помехи.

Рассмотрим алгоритм управления системами слежения. Пусть в области неопределенности частота–время в ячейках поиска имеются полезный сигнал (с) и имитопомеха (п) (рис. 2). Взаимное перемещение РЭС относительно постановщика помех приводит к движению максимумов функций неопределенности сигнала и помехи. На рис. 2 стрелками показан пример траектории движения  $\max F_s(\tau, f)$  и  $\max F_f(\tau, f)$ .

Если возникает опасность объединения областей высокой корреляции сигнала и помехи, т.е. пересечения траекторий, тогда работа системы слежения блокируется с целью недопущения перезахвата на имитопомеху, а контур слежения переходит в режим памяти.

С течением времени полезный сигнал и

При этом алгоритм адаптации должен максимизировать область локализации  $\Omega_p$  имитопомехи исходя из значения отношения помеха/шум на выходе коррелятора с учетом ограничения на время поиска:  $\Omega_p \rightarrow \max, kT_0 \rightarrow \min, k = 1, 2, \dots$

Для формирования статистики значений  $F_J \tau, f$  используем двухэтапный алгоритм, реализующий на первом этапе разрешение-обнаружение помехового сигнала, на втором этапе — разрешение-измерение.

### Алгоритм поиска помехового сигнала

На этапе разрешения-обнаружения осуществляется локализация помехового сигнала в области неопределенности, при этом обнаружение выполняется одновременно в нескольких ячейках поиска (рис. 3).

Для описания алгоритма поиска отсчеты входного сигнала  $x t_{m,n}$  представим в виде вектора

$$\mathbf{x} t_{m,n} = x t_{m,n}, x t_{m,n+1}, \dots, x t_{m,n+N_{IF}}.$$

Поиск сигнала ведется в следующей последовательности.

1. На принятую выборку перемножается сумма комплексных экспонент

$$y t_m = \sum_n \left( \mathbf{x} t_{m,n} \sum_{\Omega_p} \exp -j\omega_v n T_d \right), \quad (1)$$

таких, что  $\omega_v \in \Omega_p, \Omega_p \cap \Omega_{p+1} = \emptyset, \Omega_p \in \Omega, v = 1 \dots V$ , где  $\Omega$  — счетное множество, охватывающее границы доплеровского смещения частоты;  $\Omega_p$  —  $p$ -е подмножество с выборочными значениями частот, которое определяет область локализации;  $V$  — количество частот в  $\Omega_p$ .

Выражение (1) осуществляет процесс демодуляции ПСП, в соответствии с этим задаются значения частот  $\omega_v$  из подмножества  $\Omega_p$ :  $\omega_v = 2\pi f_{IF} + \tilde{f}_{Dop v}$ , где  $\tilde{f}_{Dop v}$  — выборочные значения частоты Доплера.

2. С помощью корреляционной обработки выполняется сжатие сигнала во времени. Коррелятор выполнен на основе быстрого преобразования Фурье (БПФ) [4, 5].

3. Отношение помеха/шум повышается на выходе некогерентного накопителя, реализованное в виде интегратора.

4. Накопленная статистика  $F_J \tau, \Omega_p$  сравнивается с порогом  $h$ . При превышении порога считается, что  $a=1$  в локализованной области  $\Omega_p$ . Параллельный поиск по задержке позволяет на этапе обнаружения получить оценку задержки  $\epsilon = \arg \max F_J \tau, \Omega_p$  ПСП имитопомехи по методу максимального правдоподобия.

5. На этапе разрешения-измерения используется спектрально-корреляционная обработка входной последовательности, при этом выполняются сжатие по спектру и демодуляция помехового сигнала:

$$b T_R = \sum_{n=0}^{T_R/T_d-1} \mathbf{x} t_{m,n} G_0 t_m - \epsilon \exp -j2\pi f_{IF} + f_{Dop \min} t_{m,n}, \quad (2)$$

где  $T_R$  — интервал накопления частичных корреляций [6],  $T_0 > T_R > T_{PN}$ ;  $f_{Dop \min}$  — минимальное значение частоты Доплера.

6. Частичные корреляции  $b T_R$  используются для вычисления модуля спектра.

7. Оценка частоты находится как  $\hat{f}_{Dop} = \arg \max F_j \tau, f$ .

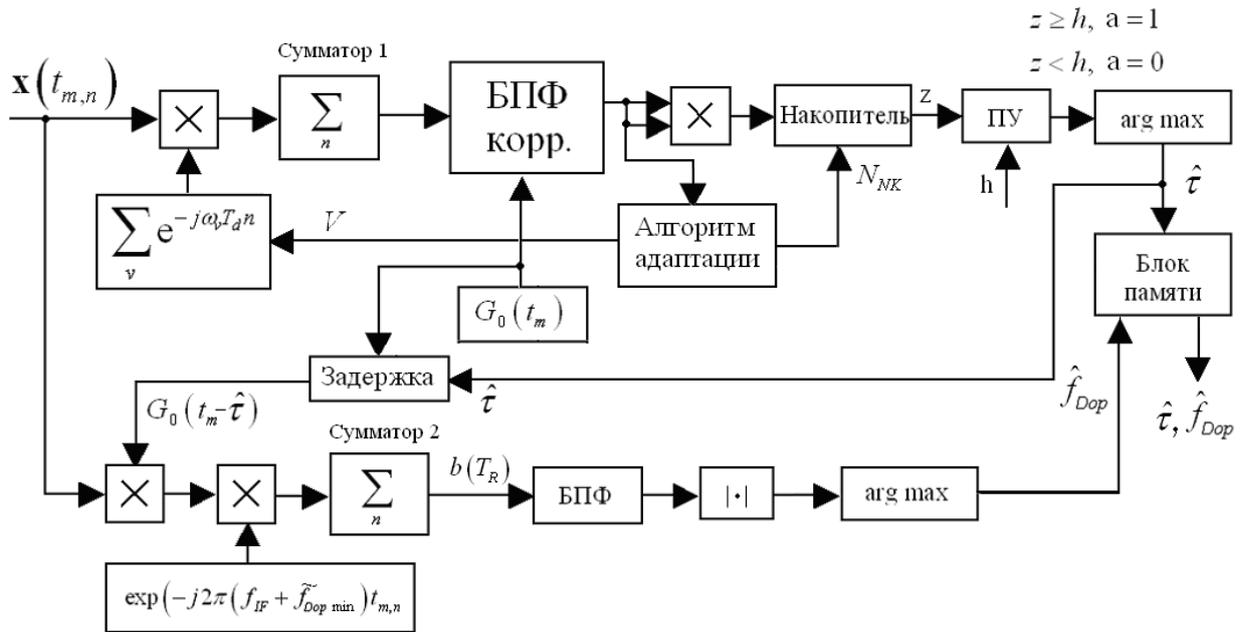


Рис. 3. Структурная схема адаптивного обнаружения-измерения

*Характеристики процесса разрешения-обнаружения.* На выходе некогерентного накопителя случайный процесс характеризуется двухпараметрическим законом  $\chi^2$ -распределения [7]. Вероятность ложной тревоги и правильного обнаружения для накопленной статистики определяется как

$$P_F = \frac{\Gamma(n_0, n_0 z_h / \bar{z})}{\Gamma(n_0)}, \quad P_D = \frac{\Gamma(n_1, n_1 z_h / (1+q))}{\Gamma(n_1)}, \quad (3)$$

где  $\Gamma(n)$  — полная гамма-функция;  $\Gamma(n, a)$  — неполная гамма-функция;  $n_0$  и  $n_1$  — характеризуют число степеней  $\chi^2$ -распределения;  $z_h$  — порог;  $\bar{z}$  — среднее значение случайной величины на выходе некогерентного накопителя при  $a=1$ ;  $q$  — отношение помеха/шум на выходе коррелятора.

Определим необходимые параметры для вычисления количественных характеристик обнаружения помехи для РЭС с частотным разделением  $N_U = 1$ .

Полезная составляющая на выходе коррелятора определяется как [2]

$$\begin{aligned} Y_{U, k} &= \int_{T_0 k}^{T_0(k+1)} \sum_n \left( U_i(t, \lambda) \sum_{\Omega_p} \exp(-j\omega_v n T_d) \right) G_0(t) dt = \\ &= 0,5A \sum_{v=1}^V \int_{T_0 k}^{T_0(k+1)} G(t-\tau) G_0(t) \exp(j\Delta\omega_v t + j\psi) dt \approx \\ &\approx 0,5Ar(\tau) \sum_{v=1}^V \frac{1}{j\Delta\omega} \left[ \exp(j\Delta\omega_v T_0(k+1) + j\psi) - \exp(j\Delta\omega_v T_0 k + j\psi) \right], \end{aligned}$$

где  $r(\tau)$  — нормированная автокорреляционная функция дальномерного кода;  $G_0(t)$  — опорная кодовая последовательность;  $\Delta\omega_v = 2\pi\Delta f_v = f_{IF} + f_{Dop} - f_{IF} + \tilde{f}_{Dop v}$ .

Множитель, состоящий из разности комплексных экспонент, можно преобразовать к виду  $T_0 \exp j\Delta\omega T_0 k + j\psi \operatorname{sinc} \Delta\omega T_0/2$ . С учетом произведенных преобразований запишем полезную составляющую помехового сигнала на выходе коррелятора:

$$Y_U k = 0,5Ar(\tau)T_0 \sum_{v=1}^V \operatorname{sinc} \Delta\omega_v T_0/2 \exp j\Delta\omega_v T_0 k + \psi.$$

Квадраты составляющих имеют вид

$$Y_U^2 k = 0,5E r(\tau)^2 T_0 \sum_{v=1}^V \operatorname{sinc}^2 \Delta\omega_v T_0/2, \quad (4)$$

где  $E = 0,5A^2 T_0$  — энергия помехового сигнала.

Дисперсия шумовой составляющей, обусловленной внутренним шумом приемника, на выходе коррелятора определяется как

$$M \left\{ \sum_{v=1}^V \int_{T_0 k}^{T_0(k+1)} \int_{T_0 k}^{T_0(k+1)} \eta t_m G_0 t_m \eta t_c G_0 t_c dt_m dt_c \right\} = 0,5 \sum_{v=1}^V N_0 T_0 = 0,5VN_0 T_0.$$

Отношение помеха/шум по мощности на выходе коррелятора определяется в виде

$$q = \frac{Y_U^2}{0,5VN_0 T_0} = \frac{E r(\tau)^2 \sum_{v=1}^V \operatorname{sinc}^2 \Delta\omega T_0/2}{VN_0}. \quad (5)$$

Среднее значение на выходе некогерентного накопителя без полезной составляющей сигнала равно  $\bar{z} = 0,5VN_0 T_0 N_{NK}$ , где  $N_{NK}$  — количество некогерентно накапливаемых отсчетов.

При обнаружении помехового сигнала для РЭС с кодовым разделением полезная составляющая  $Y_U^2 k$  на выходе коррелятора аналогична (4).

Мешающая составляющая на выходе коррелятора, образованная сигналами от других постановщиков помех:

$$Y_{\Sigma U}[k] = 0,5A \sum_{v=1}^V \int_{T_0 k}^{T_0(k+1)} \sum_{g=1}^{N_v-1} G_g t - \tau_g \exp j\Delta\omega_{v,g} t G_0 t dt,$$

где  $\Delta\omega_{v,g} = 2\pi\Delta f_{v,g} = f_{Dop\ g} - \tilde{f}_{Dop\ v}$ , может быть записана следующим образом:

$$Y_{\Sigma U}[k] = 0,5A\rho T_0 \sum_{i=1}^{V(N_U-1)} \operatorname{sinc} \Delta\omega_i T_0/2 \exp j\Delta\omega_i T_0 k + j\psi_i,$$

где  $\rho$  — взаимно корреляционная функция кодовых последовательностей.

Частоты  $\Delta\omega_i$  образованы комбинацией входных сигналов и опорного генератора, и, в общем случае, их можно рассматривать как случайные значения, распределенные на интервале неопределенности частоты Доплера.

Отношение помеха/шум по мощности на выходе коррелятора определяется как

$$q = \frac{Y_U^2}{0,5VN_0 T_0 + Y_{\Sigma U}^2} = \frac{E r(\tau)^2 \sum_{v=1}^V \operatorname{sinc}^2 \Delta\omega T_0/2}{VN_0 + E\rho^2 \sum_{i=1}^{V(N_U-1)} \operatorname{sinc}^2 \Delta\omega_i T_0/2}. \quad (6)$$

Рассмотрим возможность применения метода защиты к комплексированным навигационным системам ГЛОНАСС и GPS с частотным и кодовым разделением каналов. Известный метод защиты от помех требует отключения систем слежения, а измерения продолжают по инерциальной системе, которую периодически необходимо корректировать для повышения точности определения координат потребителя. Применение временной селекции позволяет системам слежения работать в импульсном режиме и корректировать измерения инерциальной системы.

*Навигационная система ГЛОНАСС.* Размер ячейки поиска по частоте в системе равен  $f_{\delta}=500$  Гц [2], по задержке —  $0,5T_{PN}$ . Элементами дальномерного кода являются значения кода максимальной длины (М-последовательность) с числом дискретов  $N_{PN}=511$  для гражданского применения. Число входных отсчетов коррелятора равно  $2N_{PN}$ ;  $T_0 = N_{PN}T_{PN}=1$  мс.

Выберем  $\tilde{f}_{Dop}=500$  Гц,  $r(\tau)=0,75$ . Количество ячеек поиска равно  $2 |f_{Dop \max} / \tilde{f}_{Dop}| = 2 \cdot 5 \text{ кГц} / 500 \text{ Гц} = 20$ . Максимальное количество частот  $V$  в  $\Omega_p$  выберем равным 4, тогда  $\Omega_p \in \Omega$ ,  $p=1 \dots 5$ ;  $n_0 = n_1 = N_{NK}$ .

В выражении (5) множитель  $\text{sinc } \Delta\omega_v T_0 / 2$  вносит ослабление, которое можно аппроксимировать в виде

$$\alpha = \int_{f_1}^{f_2} \text{sinc } \Delta\omega T_0 / 2 \, d\Delta\omega / F_{\Delta} . \quad (7)$$

в зависимости от значения  $\Delta\omega_v \in [f_1 \ f_2]$  и  $F_{\Delta} = f_2 - f_1$ .

Для  $\Delta\omega_v \in [0 \ 0,5f_{\delta}]$  Гц коэффициент  $\alpha_1=0,97$ . При  $\Delta\omega_v \in [0,5f_{\delta} \ 2\tilde{f}_{dop}]$  кГц энергия помехи уменьшается более чем в два раза и  $\alpha_2=0,46$ .

Число сигналов  $N_S$ , попавших в полосу от  $0,5f_{\delta}$  до  $2\tilde{f}_{Dop}$ , определяется из условия  $|f_{Dop i} - \tilde{f}_{Dop v}| \leq 2\tilde{f}_{Dop v}$ . При  $V=4$  и  $\tilde{f}_{Dop}=500$  Гц получаем, что  $N_S = 2$ .

С учетом полученных преобразований можно уточнить выражение для отношения помеха/шум (5)

$$q = \frac{E r(\tau)^2 \alpha_1^2 + N_S \alpha_2^2}{VN_0} .$$

*Навигационная система GPS.* Система использует коды Голда для кодового разделения сигналов, коэффициент корреляции которых равен  $\rho=2\sqrt{N_{PN}}/N_{PN}$ ,  $N_{PN} = 1023$ . Зададим число постановщиков помех 12, т.е.  $N_U = 11$ .

В выражении (6) слагаемое  $E\rho^2 \sum_{i=1}^{V(N_U-1)} \text{sinc } \Delta\omega_i T_0 / 2$  в силу случайности  $\Delta\omega_i$  можно аппроксимировать как  $E\rho^2 \alpha_1^2 N_{J1} + \alpha_2^2 N_{J2}$ , где  $N_{J1}$  — среднее число помеховых сигналов, попавших в полосу от 0 до 250 Гц;  $N_{J2}$  — среднее число помеховых сигналов, попавших в полосу от 250 до 1000 Гц.

Значения  $N_{J1}$  и  $N_{J2}$  вычисляются таким образом:

$$N_{Ji} = V(N_U - 1)F_{\Delta i} / p(f_{Dop}), \quad i = 1 \dots 2, \quad F_{\Delta 1} = 250, \quad F_{\Delta 2} = 750,$$

где  $p(f_{Dop})$  — плотность распределения вероятности частоты Доплера на входе приемника, которая определяется как  $p(f_{Dop}) = 1 / (f_{Dop \max} - f_{Dop \min}) = 1 / f_{Dop \max}$ ,  $f_{Dop \min} = 0$ .

Уточненное выражение для  $q$  системы GPS имеет вид

$$q = \frac{E r(\tau)^2 a_1^2 + N_s \alpha_2^2}{VN_0 + E\rho^2 \alpha_1^2 N_{J1} + \alpha_2^2 N_{J2}}.$$

Оставшиеся сигналы с  $\Delta\omega_i > 1$  кГц можно не рассматривать ввиду их малой мощности.

На рис. 4 показаны зависимости результатов адаптации  $N_{NK}$  и  $V$  от отношения помеха/шум  $q_{IN}$  на входе системы обнаружения при  $P_F \leq 10^{-3}$ ,  $P_D \geq 0,95$ .

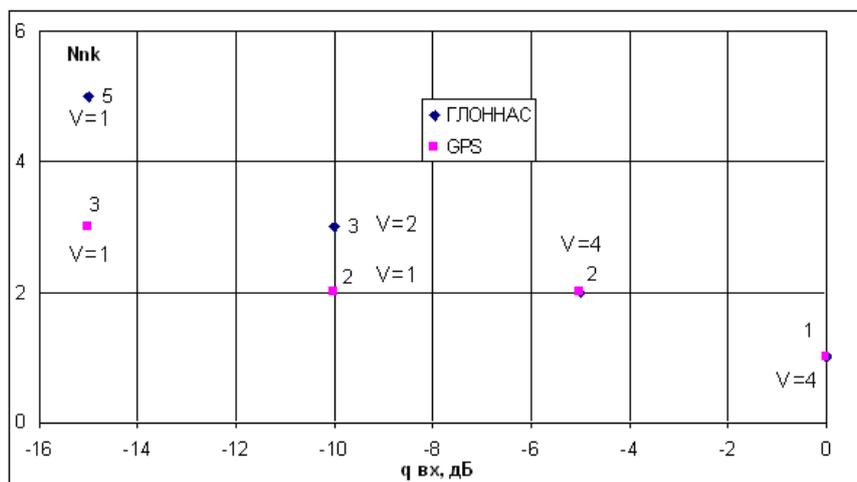


Рис. 4. Зависимость  $N_{NK}$ ,  $V$  от  $q_{IN}$  для ГЛОНАСС и GPS

Из рис. 4 видно, что при низких отношениях помеха/шум на входе обнаружение помехи производится с областью локализации  $V = 1$ . Когда  $q_{IN} \in [-5, 0]$  дБ, область локализации увеличивается до 4, при этом время обнаружения составляет не более  $2 T_0$ , что можно рассматривать приемлемым для метода защиты.

### Заключение

Рассмотрен метод защиты измерительных каналов РЭС от имитирующих и перенацеливающих помех, использующий алгоритм обнаружения с адаптацией параметров к сигнально-помеховой обстановке, что ускоряет процесс обнаружения имитопомехи и измерение ее параметров в локальных частотно-временных областях. Управление областью локализации позволяет выбирать минимальное количество корреляторов для поиска помехи в заданной области неопределенности.

Применение метода защиты в комплексированных навигационных систем позволяет обеспечить более полный доступ измерителей в импульсном режиме к навигационному электромагнитному полю в сложной помеховой обстановке.

# PROTECTION MEASURER OF PARAMETERS OF COMPLEX SIGNALS FROM SIMULATING AND REDIRECTING OF JAMMING

D.L. HODUKO, S.B. SALOMATIN

## Abstract

The method of protection measurer of parameters of signals in radioelectronic systems with frequency - code division of signals from simulating and redirecting of jamming is considered. The analysis methods of protection on a basis two-stage of adaptive algorithm of detection - measurement of parameters of jamming in local frequency - temporary areas is carried out. The example of application of a method of protection for inertial measurement of satellite systems GLONASS and GPS is considered.

## Литература

1. Защита радиолокационных систем от помех. Состояния и тенденции развития / Под ред. А.И. Канашенкова, В.И. Меркулова. М., 2003.
2. Перов А.И. ГЛОНАСС. Принципы построения и функционирования / Под ред. А.И. Перова, В.Н. Харисова. М., 2005.
3. Brown A., Gerein N., Taylor K. // Proc. of the ION National Technical Meeting. Jan. 2000. Anaheim, CA.
4. Ward P. Satellite signal acquisition and tracking. In Elliot D. Kaplan, ed., Understanding GPS Principles and Applications. Ch. 5. Artech House Publishers, 1996.
5. Akos D.M. A Software Radio Approach to Global Navigation Satellite System Receiver Design. Ph.D. dissertation, Ohio University, 1997.
6. Саломатин С.Б., Ходыко Д.Л. // Докл. БГУИР. 2008. Т. 6, № 1.
7. Охрименко А.Е. Основы радиолокации и радиоэлектронная борьба. М., 1983. Ч. 1.