

**В.С. Бахолдин<sup>1</sup>, В.А. Добриков<sup>1</sup>, Б.В. Титков<sup>2</sup>**

<sup>1</sup> Военно-космическая академия им. А.Ф. Можайского, Санкт-Петербург, Россия, <sup>2</sup> АО «Научно-производственное предприятие «Радар ммс»», Санкт-Петербург, Россия

## ХАРАКТЕРИСТИКИ ОБНАРУЖЕНИЯ ПИЛОТ-СИГНАЛА L1OCP СИСТЕМЫ ГЛОНАСС

*В статье представлены результаты анализа способов обнаружения  $BOC(n, m)$  сигналов глобальной навигационной спутниковой системы. Приведены аналитические соотношения, описывающие статистические характеристики обнаружения навигационных сигналов. Получены характеристики обнаружения открытого L1OCP пилот-сигнала ГЛОНАСС с использованием BPSK-подобного обнаружителя и обнаружителя с удалением поднесущей частоты при различных интервалах когерентного накопления. Показана возможность гибкого управления временем когерентного накопления при необходимости приема спутниковых L1OCP пилот-сигналов ГЛОНАСС с различной мощностью. Проанализированы потери при обнаружении L1OCP пилот-сигнала ГЛОНАСС в зависимости от неопределенности по задержке и частоте в ячейке поиска. Сделан вывод о необходимости выбора размеров ячеек поиска с учетом рассмотренных потерь и требуемых характеристик обнаружения.*

**Ключевые слова:** глобальная навигационная спутниковая система, обнаружение  $BOC(n, m)$  сигналов, обнаружитель с раздельной обработкой в каждой боковой полосе частот, обнаружитель с удалением поднесущей частоты, потери при обнаружении.

Для цитирования: Бахолдин В.С., Добриков В.А., Титков Б.В. Характеристики обнаружения пилот-сигнала L1OCP системы ГЛОНАСС // Радиопромышленность. 2018. № 2. С. 18–24.

**V.S. Bakholdin<sup>1</sup>, V.A. Dobrikov<sup>1</sup>, B.V. Titkov<sup>2</sup>**

<sup>1</sup> Mozhaisky Military Space Academy, Saint-Petersburg, Russia, <sup>2</sup> Research and Production Enterprise Radar mms JSC, Saint-Petersburg, Russia

## PERFORMANCES OF DETECTION THE PILOT SIGNAL L1OCP OF SYSTEM GLONASS

*The article presents the analysis results of global navigation satellite systems  $BOC(n, m)$  signals detection. The analytical ratios presenting statistical characteristics of navigation signals detection are given. Characteristics of L1OCP GLONASS open pilot signals detection using the BPSK-like detector and the detector with subcarrier frequency removal at various coherent accumulation intervals are received. The capability of flexible time control of the coherent accumulation is shown if reception satellite L1OCP GLONASS open pilot signals is needed various power. Losses at L1OCP GLONASS open pilot signal detection depending on delay and frequency indeterminacy in a search cell are analyzed. The conclusion is made about the necessity of choosing search cell size taking into account the losses considered and detection characteristics required.*

**Keywords:** global navigation satellite system, detection  $BOC(n, m)$  signals, detector with separate processing of each side band, detector with the removal of subcarrier frequency, loss detection.

For citation: Bakholdin V. S., Dobrikov V. A., Titkov B. V. Performances of detection the pilot signal L1OCP of system GLONASS. Radiopromyshlennost, 2018, no. 2, pp. 18–24. (In Russian).

### Введение

Зарубежные глобальные навигационные спутниковые системы (ГНСС) используют сигналы с кодовым разделением и различными видами ВОС( $n, m$ ) модуляции (binary offset carrier) [1, 2]. Применение подобных сигналов предполагается и в ГНСС ГЛОНАСС [3]. ВОС( $n, m$ ) сигналы имеют ряд преимуществ по сравнению с BPSK сигналами (binary phase shift keying): рациональное использование частотного диапазона; более высокая точность слежения и помехоустойчивость; меньшее влияние многолучевости. Однако преимущества новых сигналов приводят к усложнению алгоритмов их обработки, что обусловлено многомодальностью автокорреляционных функций (АКФ) и спектров рассматриваемых сигналов. В статье рассмотрены особенности обнаружения ВОС( $n, m$ ) сигналов ГНСС. При этом проведен сравнительный анализ способов обнаружения, даны схемы обнаружителей, определены и проанализированы статистические характеристики обнаружения и величины потерь при обнаружении L1OCp сигнала ГЛОНАСС.

### Способы обнаружения ВОС( $n, m$ ) сигналов

Сигнал L1OC системы ГЛОНАСС является двухкомпонентным. На одной из квадратур предполагается передавать с временным уплотнением пилотный (L1OCp) и информационный (L1OCd) компоненты. Излучаемая мощность между двумя компонентами делится поровну. Выделение сигнала L1OCp в компонент, не содержащий информационных символов, обусловлено необходимостью увеличения времени его когерентного накопления в корреляторе при приеме слабых сигналов. Обнаружение L1OC сигнала ГЛОНАСС по его пилотной составляющей является наиболее простым способом, имеющим самую низкую вычислительную сложность. Вместе с этим

необходимо иметь в виду, что игнорирование информационной составляющей приводит к потере половины мощности при приеме спутникового сигнала.

Сигнал L1OCp имеет следующие характеристики: вид модуляции – ВОС(1, 1); частота несущей – 1600,995 МГц; тактовая частота кода – 0,5115 МГц; частота поднесущей – 2,046 МГц; период кода – 8 мс; мощность на входе приемника равна –157 дБВт [3].

Нормированные АКФ и спектр L1OCp пилот-сигнала ГЛОНАСС приведены на рис. 1.

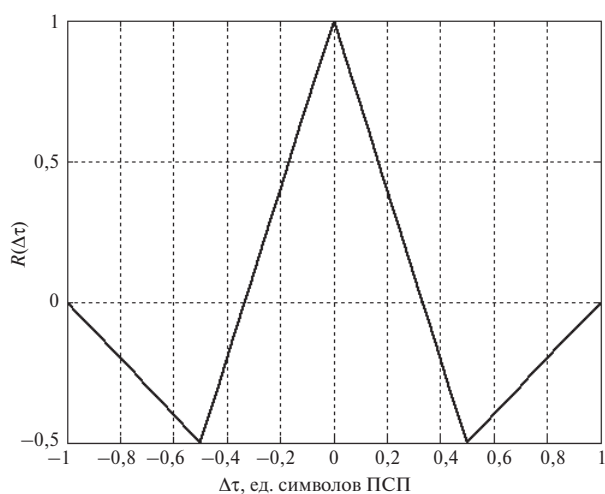
Наличие нескольких пиков в АКФ и боковых лепестков в спектре не позволяет использовать при обнаружении рассматриваемого ВОС(1, 1) сигнала алгоритмы, которые традиционно использовались при обнаружении BPSK сигналов [4]. Рассмотрим разработанные к настоящему времени способы обнаружения ВОС( $n, m$ ) сигналов.

Входной ВОС( $n, m$ ) сигнал в навигационной аппаратуре потребителей (НАП) после переноса на промежуточную частоту и аналого-цифрового преобразования представим в виде [5]

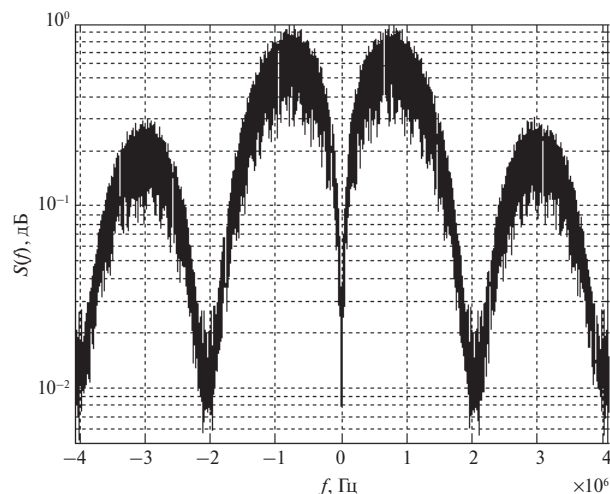
$$r[n] = Ac[n - \tau_0]S_C[n - \tau_0]\cos[2\pi F_{d,0}n + \varphi_0] + \eta[n],$$

где  $A$  – амплитуда сигнала;  $c$  – дальномерный код;  $n$  – номер отсчета;  $S_C$  – сигнал поднесущей частоты  $f_{SC}$ ;  $\tau_0 = \tau/T_S$  – нормированное к шагу дискретизации  $T_S$  время запаздывания сигнала;  $F_{d,0} = (f_{np} + f_d)/f_S$  – нормированная к частоте дискретизации  $f_S$  частота сигнала;  $f_{np}$  – промежуточная частота;  $f_d$  – доплеровский сдвиг частоты сигнала;  $\varphi_0$  – случайная начальная фаза сигнала;  $\eta$  – дискретный белый гауссовский шум с нулевым средним и дисперсией  $\sigma_\eta^2 = N_0 f_S / 2$ ;  $N_0$  – спектральная плотность средней мощности шума.

Для обнаружения ВОС( $n, m$ ) сигнала необходимо сформировать двумерную функцию корреляции



а)



б)

Рисунок 1. Нормированные характеристики L1OCp сигнала ГЛОНАСС: а – АКФ  $R(\Delta\tau)$ ; б – спектр  $S(f)$

по времени запаздывания и частоте с единственным пиком на интервале корреляции. Формирование подобной функции при обнаружении ВОС( $n, m$ ) сигнала требует дополнительной обработки в ГНСС-приемнике. Известны два основных способа обработки ВОС( $n, m$ ) сигналов с различными требованиями к аппаратным средствам приемника.

Первый способ состоит в рассмотрении принимаемого ВОС( $n, m$ ) сигнала как суммы двух BPSK( $m$ ) сигналов с частотами, симметрично расположенными относительно несущей частоты и соответствующими каждой составляющей спектра ВОС( $n, m$ ) сигнала [6]. Каждый спектральный лепесток обрабатывается отдельно как BPSK( $m$ ) сигнал. Первоначально был разработан метод, при использовании которого сигнал каждого спектрального лепестка отдельно фильтруется, помещается в центре полосы пропускания приемника и затем вычисляется взаимно корреляционная функция (ВКФ) полученного сигнала с копией BPSK( $m$ ) сигнала. У приемника имеются два канала для вычисления ВКФ: один канал для сигнала на верхней боковой полосе и второй – на нижней. В каждом из каналов обеспечивается вычисление однозначной ВКФ. После вычисления ВКФ выходы двух каналов некогерентно объединяются. Боковые полосы ВОС( $n, m$ ) сигнала разделяются с помощью дополнительных фильтров. Схема обнаружителя ВОС( $n, m$ ) сигналов с отдельной обработкой в каждой боковой полосе частот в каждом канале совпадает со схемой обнаружителя BPSK( $m$ ) сигналов [4]. Отметим, что если в обнаружителе обрабатывается только один из сигналов на боковой полосе, то неизбежны дополнительные потери мощности сигнала не менее 3 дБ. При некогерентном объединении выходных данных корреляционных каналов потери составят 0,5 дБ. Этот метод целесообразно применять к ВОС( $n, m$ ) сигналам, спектр которых достаточно удален от центральной частоты. Такие сигналы хорошо разделяются на две составляющие и не требуют канальных фильтров с высокой крутизной амплитудно-частотных характеристик. Для L1ОСр пилот-сигнала, у которого основные лепестки спектра располагаются достаточно близко к несущей частоте, этот способ применять сложно.

Учитывая сложности технической реализации рассмотренного метода, была предложена его модификация, названная BPSK-подобным методом [6]. При этом отказались от отдельной фильтрации каждого из сигналов, соответствующих главным лепесткам в спектре ВОС( $n, m$ ) сигнала. Вместо этого используется только один фильтр с шириной полосы пропускания, включающей два основных лепестка спектра ВОС( $n, m$ ) сигнала и вторичные лепестки между ними. Преимущества BPSK-подобного метода сводятся к упрощению

реализации прежде всего за счет меньшего количества фильтров. В корреляторе используются два канала для вычисления ВКФ входного сигнала с BPSK( $m$ ) сигналом. Результаты работы двух каналов, как и ранее, объединяются.

Схема цифрового обнаружителя ВОС( $n, m$ ) сигналов на основе BPSK-подобного метода приведена на рис. 2.

Синфазная составляющая на выходе одного из каналов коррелятора этого обнаружителя может быть представлена в виде

$$R_{B1} = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} r[n] \cos(2\pi(f_{np} + f_d)nT_S + \hat{\varphi}) \times c(n - \hat{\tau}) \exp(j2\pi f_{SC}nT_S),$$

где  $N = T_C/T_S$  – число выборок сигнала на интервале когерентного накопления  $T_C$ .

Длительность интервала когерентного накопления выбирается, как правило, кратной периоду дальномерного кода.

После преобразований это выражение приводится к виду

$$R_{B1} = \frac{A}{2} R_{BH}(\Delta\tau) \text{sinc}(\pi\Delta f_d T_C) \cos(\Delta\varphi) + \eta_{IH}(n),$$

где  $R_{BH}(\Delta\tau)$  – ВКФ входного сигнала и сгенерированной в приемнике копии дальномерного кода, промодулированной комплексной поднесущей  $c(n - \hat{\tau}) \exp(j2\pi f_{SC}nT_S)$ ;  $\Delta\tau, \Delta f_d, \Delta\varphi$  – рассогласования соответственно по времени запаздывания, частоте и фазе.

Аналогично выражаются результаты вычисления ВКФ в трех остальных каналах:

$$R_{B2} = \frac{A}{2} R_{BH}(\Delta\tau) \text{sinc}(\pi\Delta f_d T_C) \sin(\Delta\varphi) + \eta_{QH}(n),$$

$$R_{B3} = \frac{A}{2} R_{BL}(\Delta\tau) \text{sinc}(\pi\Delta f_d T_C) \cos(\Delta\varphi) + \eta_{IL}(n),$$

$$R_{B4} = \frac{A}{2} R_{BL}(\Delta\tau) \text{sinc}(\pi\Delta f_d T_C) \sin(\Delta\varphi) + \eta_{QL}(m).$$

В приведенных выражениях индексы  $I$  и  $Q$  относятся к синфазному и квадратурному каналам несущей частоты, а индексы  $H$  и  $L$  – к каналам обработки сигналов, соответствующих верхнему и нижнему основным лепесткам в спектре ВОС( $n, m$ ) сигнала. Шумы  $\eta_{IH}(n), \eta_{QH}(n), \eta_{IL}(n)$  и  $\eta_{QL}(n)$  являются независимыми гауссовскими случайными величинами с одинаковыми дисперсиями [4]:

$$\sigma_n^2 = \frac{N_0 \Delta f_{np}}{2N} = \frac{\sigma_\eta^2}{2N}.$$

Основная особенность второго способа состоит в учете сигнала поднесущей частоты при обнаружении навигационного сигнала. В дополнение к синфазному и квадратурному сигналам

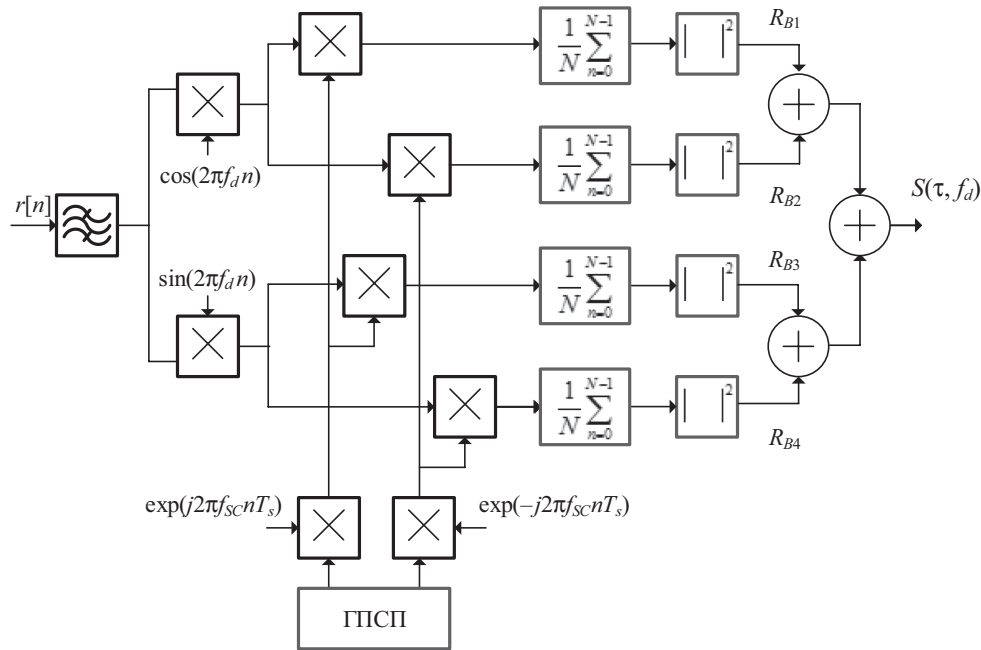


Рисунок 2. Схема обнаружителя на основе BPSK-подобного метода

несущей частоты в приемнике генерируются синфазная и квадратурная копии сигнала поднесущей частоты. Ортогональная поднесущая  $BOC(n, m)$  сигнала определяется следующим образом. Если сигнал  $S_C(t)$  является синусом поднесущей частоты, то ортогональная поднесущая  $S_C(t)^*$  имеет форму косинуса. Если сигнал  $S_C(t)$  является косинусом поднесущей частоты, тогда ортогональная поднесущая  $S_C(t)^*$  имеет форму синуса.

При реализации также дополнительно используются два корреляционных канала. В одном из них вычисляется ВКФ входного сигнала с его копией в фазе поднесущей частоты, в другом – в квадратуре поднесущей частоты. После объединения выходных данных каналов получают ВКФ, подобную ВКФ для BPSK сигнала. Этот метод называют обнаружением с удалением поднесущей частоты [6]. Его преимуществом по сравнению с BPSK-подобным методом обнаружения является менее сложная реализация коррелятора. Схема цифрового обнаружителя  $BOC(n, m)$  сигналов на основе метода с удалением поднесущей частоты приведена на рис. 3.

На выходе каналов коррелятора формируются следующие сигналы:

$$R_{S1} = \frac{A}{2} R_{SI}(\Delta\tau) \text{sinc}(\pi\Delta f_d T_C) \cos(\Delta\varphi) + \eta_{II}(n),$$

$$R_{S2} = \frac{A}{2} R_{SI}(\Delta\tau) \text{sinc}(\pi\Delta f_d T_C) \sin(\Delta\varphi) + \eta_{QI}(n),$$

$$R_{S3} = \frac{A}{2} R_{SQ}(\Delta\tau) \text{sinc}(\pi\Delta f_d T_C) \cos(\Delta\varphi) + \eta_{IQ}(n),$$

$$R_{S4} = \frac{A}{2} R_{SQ}(\Delta\tau) \text{sinc}(\pi\Delta f_d T_C) \sin(\Delta\varphi) + \eta_{QQ}(n),$$

где  $R_{SI}(\Delta\tau)$ ,  $R_{SQ}(\Delta\tau)$  – ВКФ входного сигнала со сгенерированными в приемнике синфазным и квадратурным кодами;  $\eta_{II}(n)$ ,  $\eta_{QI}(n)$ ,  $\eta_{IQ}(n)$ ,  $\eta_{QQ}(n)$  – независимые гауссовские шумы с одинаковыми дисперсиями  $\sigma_{II}^2 = \sigma_{QI}^2 = \sigma_{IQ}^2 = \sigma_{QQ}^2 = \sigma_n^2$ .

В приведенных выше выражениях первые индексы  $I$  или  $Q$  относятся к синфазному или квадратурному каналам несущей частоты, а вторые – к каналам поднесущей частоты.

### Характеристики обнаружения $BOC(n, m)$ сигналов

На выходе коррелятора оба рассмотренных метода формируют сигнал вида

$$S(\tau, f_d) = R^2_{X1} + R^2_{X2} + R^2_{X3} + R^2_{X4},$$

где  $R_{Xi}$ ,  $i = \{1, 2, 3, 4\}$  – рассмотренные выше сигналы на выходах каналов коррелятора.

При отсутствии полезной составляющей сигнала (гипотеза  $H_0$ ) величины  $R_{Xi}$ ,  $i = \{1, 2, 3, 4\}$  являются независимыми гауссовскими шумами с нулевыми средними и одинаковыми дисперсиями  $\sigma^2_{RXi|H0} = \sigma_n^2$ . Величина  $S(\tau, f_d)$  здесь подчиняется центральному  $\chi^2$ -распределению с четырьмя степенями свободы. Плотность вероятности накопленного коррелятором и нормированного к дисперсии сигнала в этом случае определяется выражением

$$p_n(x | H_0) = \frac{1}{4\sigma_n^2} x \exp\left(-\frac{x}{2\sigma_n^2}\right),$$

где  $x$  – сигнал  $S(\tau, f_d)$ .

Вероятность ложной тревоги будет определяться выражением [7]

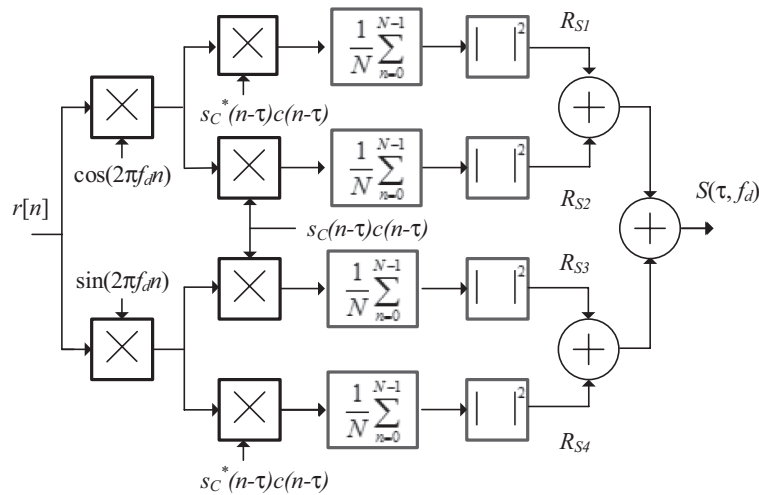


Рисунок 3. Схема обнаружителя на основе метода с удалением поднесущей частоты

$$P_{fa} = \int_{\beta}^{\infty} p_n(x | H_0) dx = \exp\left(-\frac{\beta}{2\sigma_n^2}\right) \left(1 + \frac{\beta}{2\sigma_n^2} + \frac{1}{2} \left(\frac{\beta}{2\sigma_n^2}\right)^2\right),$$

где  $\beta$  – порог обнаружения.

Приведенное выражение позволяет рассчитать величину порога  $\beta$  при использовании критерия обнаружения Неймана – Пирсона с учетом заданной вероятности ложной тревоги  $P_F$ .

При наличии в сигнале полезной составляющей (гипотеза  $H_1$ )  $R_{Xi}, i = \{1, 2, 3, 4\}$  являются гауссовскими случайными величинами с одинаковыми дисперсиями  $\sigma_{RXi|H1}^2 = \sigma_n^2$  и математическими ожиданиями:

$$\mu_{RXi|H1} = \frac{A}{2} R_i(\Delta\tau) \text{sinc}(\pi\Delta f_d T_c) \cos(\Delta\varphi), i = 1, 3,$$

$$\mu_{RXi|H1} = \frac{A}{2} R_i(\Delta\tau) \text{sinc}(\pi\Delta f_d T_c) \sin(\Delta\varphi), i = 2, 4.$$

В приведенных выражениях  $R_i(\Delta\tau), i = \{1, 2, 3, 4\}$  соответствует  $R_{BH}(\Delta\tau)$  или  $R_{BL}(\Delta\tau)$  для BPSK-подобного метода и  $R_{SI}(\Delta\tau)$  или  $R_{SQ}(\Delta\tau)$  для метода с удалением поднесущей частоты. Тогда величина  $S(\tau, f_d)$  подчиняется нецентральному  $\chi^2$ -распределению с четырьмя степенями свободы. Параметр нецентральности определяется по формуле

$$\lambda = \sum_{i=1}^4 \mu_{RXi|H1}^2 = \begin{cases} \frac{A^2}{4} (R_{BH}^2(\Delta\tau) + R_{BL}^2(\Delta\tau)) \text{sinc}^2(\pi\Delta f_d T_c) \\ \text{для BPSK-подобного метода;} \\ \frac{A^2}{4} (R_{SI}^2(\Delta\tau) + R_{SQ}^2(\Delta\tau)) \text{sinc}^2(\pi\Delta f_d T_c) \\ \text{для метода с удалением поднесущей.} \end{cases}$$

Если  $\Delta\tau = 0$  и  $\Delta f_d = 0$ , т.е. задержка и частота доплера копии сигнала соответствуют входному сигналу, то параметр нецентральности равен  $\lambda = A^2/2$ . Вероятность правильного обнаружения в данном случае определяется в соответствии с выражением [5–7]

$$P_D = \int P_S(x | H_1) dx = Q_2\left(\sqrt{\frac{A^2}{2\sigma_n^2}}, \sqrt{\frac{\beta}{\sigma_n^2}}\right),$$

где  $Q_2(a, b)$  – обобщенная Q-функция Маркума.

Отметим, что если задержка и частота доплера копии сигнала не соответствуют входному сигналу, то параметр нецентральности  $\lambda$  будет уменьшаться, а следовательно, изменится и значение вероятности правильного обнаружения  $P_D$ .

Таким образом, проведенный анализ показывает, что при отсутствии расстройки по задержке и частоте характеристики обнаружения пилотного компонента L1Оср сигнала ГЛОНАСС для рассмотренных методов совпадают.

В соответствии с приведенными выражениями получены характеристики обнаружения L1Оср пилот-сигнала ГЛОНАСС при различных интервалах когерентного накопления (рис. 4).

При расчетах интервал когерентного накопления выбирался кратным периоду дальномерного кода, вероятность ложной тревоги задавалась равной  $P_F = 10^{-3}$ , полоса пропускания аналогового тракта согласовывалась с шириной спектра L1Оср сигнала. Полученные характеристики свидетельствуют о возможности гибкого управления временем накопления при необходимости приема спутниковых сигналов с различной мощностью.

Причиной снижения качества обнаружения навигационных сигналов является неопределенность расположения сигнала в ячейке поиска. Принимаемый сигнал может находиться в любом месте ячейки, при этом опорный сигнал обычно рассчитывается на середину ячейки. Остаточная неопределенность параметров опорного сигнала не превышает  $\Delta\tau/2$  по задержке и  $\Delta f_d/2$  по частоте. Полагая распределение вероятностей  $\Delta\tau$  и  $\Delta f_d$  в ячейке равновероятными и используя приведенное выше выражение для параметра нецентральности  $\chi^2$ -распределения,



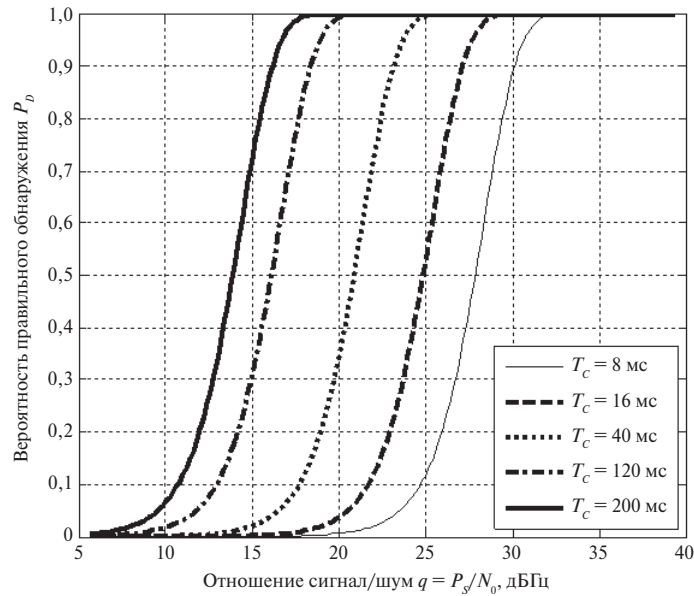


Рисунок 4. Характеристики обнаружения L1OCp сигнала ГЛОНАСС

можно найти среднюю вероятность правильного обнаружения сигнала в ячейке поиска. В статье определены величины потерь в ячейке поиска в зависимости от неопределенности по задержке и частоте для L1OCp сигнала ГЛОНАСС, обнаруживаемого на одном периоде когерентного накопления  $T = 8$  мс при вероятности ложной тревоги  $P_F = 10^{-3}$  и вероятности правильного обнаружения в центре ячейки  $P_D = 0,95$  (рис. 5).

В рассматриваемых условиях при расстройке только по задержке на краях ячейки вероятность правильного обнаружения уменьшается до  $P_{D\min} = 0,57$ , средняя вероятность правильного

обнаружения составляет  $\bar{P}_D = 0,79$ . При расстройке только по частоте получены соответственно  $P_{D\min} = 0,73$  и  $\bar{P}_D = 0,89$ . При одновременной расстройке по задержке и частоте аналогично получены  $P_{D\min} = 0,27$  и  $\bar{P}_D = 0,70$ . Для компенсации полученных потерь при одновременной неопределенности по  $\Delta\tau$  и  $\Delta f_d$  необходимо увеличение мощности принимаемого сигнала на 2,17 дБВт.

### Результаты исследования

На основании полученных результатов можно сделать вывод, что при приеме навигационных сигналов размеры ячейки поиска должны быть

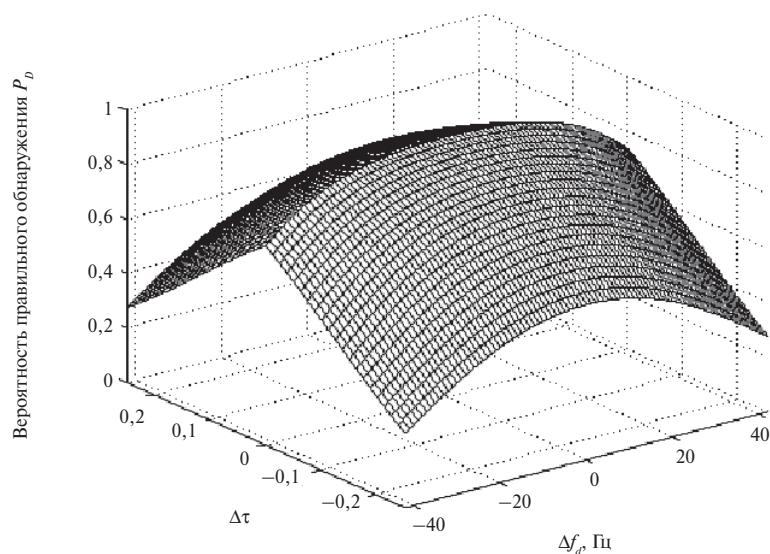


Рисунок 5. Потери при обнаружении L1OCp сигнала ГЛОНАСС

такими, чтобы в среднем вероятность правильного обнаружения в ячейке была не хуже заданной. Исходя из этого должны определяться количество ячеек поиска и, как следствие, общее время поиска.

Показано, что при обнаружении L1OCp сигнала ГЛОНАСС можно использовать обнаружители как с отдельной обработкой на боковых полосах частот, так и с удалением поднесущей частоты. Полученные характеристики свидетельствуют о возможности гибкого управления временем накопления при необходимости приема спутниковых сигналов с различной мощностью.

## Выводы

Проведенный в статье анализ потерь при обнаружении показал, что неопределенность по задержке и частоте в ячейке поиска может существенно повлиять на характеристики обнаружения. Размеры ячейки поиска необходимо выбирать с учетом рассмотренных потерь и требуемых характеристик обнаружения.

Приведенный в статье математический аппарат расчета статистических характеристик обнаружения спутниковых навигационных BOC( $n, m$ ) сигналов может быть использован для анализа возможностей навигационной аппаратуры потребителей при обнаружении новых сигналов.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. IS-GPS-800D. Navstar GPS Space Segment / User Segment L1C Interface, 2014, p. 119.
2. European GNSS (Galileo) Open Service. SIS ICD, 2010.
3. КА ГЛОНАСС-K2. Структура излучаемых навигационных радиосигналов с кодовым разделением частотных диапазонов L1, L2, L3. Ред. 2. АО «РКС», 2015.
4. Сравнительный анализ способов и характеристик обнаружения BPSK сигналов глобальных навигационных спутниковых систем / В. А. Добриков, В. С. Бахолдин, Д. А. Гаврилов, В. Ф. Иванов // Труды ВКА им. А. Ф. Можайского / под ред. Ю. В. Кулешова. 2016. Вып. 654. С. 26–33.
5. Borio D., O'Driscoll C., Lachapelle G. Coherent, noncoherent and differentially coherent combining techniques for acquisition of new composite GNSS signals. *Aerospace and Electronic Systems*, IEEE Transactions, 2009, vol. 45, pp. 1227–1240.
6. Heiries V., Roviras D., Ries L., Calmettes V. Analysis of non ambiguous BOC signal acquisition performance. *Proceedings of ION GNSS 17<sup>th</sup> International Technical Meeting*, 2004, pp. 2611–2622.
7. Yang Z., Huang Z., Geng S. Acquisition performance analysis of BOC signal considering the code search step size. *Journal of Computers*, 2011, vol. 6, no. 7, pp. 1386–1393.

## REFERENCES

1. IS-GPS-800D. *Navstar GPS Space Segment/ User Segment L1C Interface*, 2014, p. 119.
2. *European GNSS (Galileo) Open Service. SIS ICD*, 2010.
3. *KA GLONASS-K2. Struktura izluchaemykh navigatsionnykh radiosignalov s kodovym razdeleniem chastotnykh diapazonov L1, L2, L3 [KA GLONASS-K2. Structure of emitted navigation radio signals with code division of frequency bands L1, L2, L3]*. 2<sup>nd</sup> ed. Moscow, AO «RKS» Publ., 2015. (In Russian).
4. Dobrikov V. A., Bakholdin V. S., Gavrilov D. A., Ivanov V. F. Comparative analysis of methods and characteristics of detection of BPSK signals of global navigation satellite systems. In: Yu. V. Kuleshov, ed. *Proc. VKA imeni A. F. Mozhaiskogo*, 2016, vol. 654, pp. 26–33. (In Russian).
5. Borio D., O'Driscoll C., Lachapelle G. Coherent, noncoherent and differentially coherent combining techniques for acquisition of new composite GNSS signals. *Aerospace and Electronic Systems, IEEE Transactions*, 2009, vol. 45, pp. 1227–1240.
6. Heiries V., Roviras D., Ries L., Calmettes V. Analysis of non ambiguous BOC signal acquisition performance. *Proceedings of ION GNSS 17<sup>th</sup> International Technical Meeting*, 2004, pp. 2611–2622.
7. Yang Z., Huang Z., Geng S. Acquisition performance analysis of BOC signal considering the code search step size. *Journal of Computers*, 2011, vol. 6, no. 7, pp. 1386–1393.

## ИНФОРМАЦИЯ ОБ АВТОРАХ

**Бахолдин Владимир Станиславович**, к.т.н., доцент, доцент кафедры, Военно-космическая академия им. А. Ф. Можайского, 197198, Санкт-Петербург, ул. Ждановская, д. 13, тел.: +7 (812) 347-95-33, e-mail: bvs@email.ru.

**Добриков Владимир Анатольевич**, к.т.н., доцент, доцент кафедры, Военно-космическая академия им. А. Ф. Можайского, 197198, Санкт-Петербург, ул. Ждановская, д. 13, тел.: +7 (812) 347-95-33, e-mail: dwa33@mail.ru.

**Титков Бронислав Владимирович**, д.т.н., профессор, главный научный сотрудник, АО «Научно-производственное предприятие «Радар ммс»», 197375, Санкт-Петербург, ул. Новосельковская, д. 37, лит. А, тел.: +7 (812) 600-04-49, e-mail: titkov\_bv@radar-mms.com.

## AUTHORS

**Bakholdin Vladimir**, PhD, associate professor, associate professor of the chair, Mozhaisky Military Space Academy, 13, Zhdanovskaya ulitsa, Saint-Petersburg, 197198, Russia, tel.: +7 (812) 347-95-33, e-mail: bvs@email.ru.

**Dobrikov Vladimir**, PhD, associate professor, associate professor of the chair, Mozhaisky Military Space Academy, 13, Zhdanovskaya ulitsa, Saint-Petersburg, 197198, Russia, tel.: +7 (812) 347-95-33, e-mail: dwa33@mail.ru.

**Titkov Bronislav**, Dr., professor, senior researcher, Research and Production Enterprise Radar mms JSC, 37A, Novoselkovskaya ulitsa, Saint-Petersburg, 197375, Russia, tel.: +7 (812) 600-04-49, e-mail: titkov\_bv@radar-mms.com.