

В. С. БАХОЛДИН, Д. А. ГАВРИЛОВ, В. А. ДОБРИКОВ, В. Ф. ИВАНОВ

ОБНАРУЖЕНИЕ РАДИОСИГНАЛОВ СПУТНИКОВЫХ НАВИГАЦИОННЫХ СИСТЕМ БЕСКОДОВЫМ МЕТОДОМ

Получены и проанализированы теоретические характеристики бескодового обнаружения сигналов навигационной системы GPS в диапазоне L1. Представленные результаты позволяют обоснованно выбрать интервал когерентного накопления, рассчитывать пороги обнаружения и оценивать его вероятность. С использованием программного приемника экспериментально подтверждена работоспособность и применимость на практике метода бескодового обнаружения навигационных сигналов по частоте.

Ключевые слова: глобальная навигационная спутниковая система, бескодовый прием и обнаружение навигационных сигналов, характеристики обнаружения, быстрое преобразование Фурье.

Введение

Одним из методов обработки сигналов современных глобальных навигационных спутниковых систем (ГНСС) в аппаратуре потребителей (АП) является метод бескодового приема. Он позволяет при неизвестных функциях бинарной фазовой манипуляции решать задачи поиска, обнаружения и слежения по частоте за навигационными радиосигналами. Метод может использоваться, во-первых, для ускорения решения задачи поиска и обнаружения сигналов в АП в режиме холодного старта, так как позволяет уменьшить пространство поиска радионавигационных сигналов, и, во-вторых, для контроля вновь вводимых (тестовых) сигналов ГНСС. В работах [1–5] проведена классификация методов бескодового приема навигационных сигналов и рассмотрены подходы к их использованию при слежении за параметрами сигналов ГНСС GPS и Galileo. При этом в известной научно-технической литературе не рассматриваются статистические характеристики обнаружения и отсутствует анализ практической реализации алгоритмов бескодового обнаружения навигационных сигналов. Это делает актуальным получение, анализ и практическое подтверждение характеристик обнаружения навигационных сигналов при бескодовом приеме.

Бахолдин Владимир Станиславович. Кандидат технических наук, доцент, Военно-космическая академия имени А.Ф. Можайского (С.-Петербург).

Гаврилов Денис Александрович. Кандидат технических наук, старший преподаватель, Военно-космическая академия имени А.Ф. Можайского.

Добриков Владимир Анатольевич. Кандидат технических наук, доцент, Военно-космическая академия имени А.Ф. Можайского.

Иванов Вадим Федорович. Старший преподаватель, Военно-космическая академия имени А.Ф. Можайского.

Характеристики обнаружения при бескодовом приеме навигационных сигналов

Совокупность сигналов, передаваемых одним навигационным спутником в одном частотном диапазоне, можно представить в следующем виде:

$$s(t) = \sum_{i=1}^L y_i(t) + \eta(t)$$

где $y_i(t)$ – i -й навигационный сигнал; $\eta(t)$ – белый гауссовский шум; L – число сигналов одного спутника в одном частотном диапазоне.

Навигационные космические аппараты (НКА) в каждом частотном диапазоне излучают по два сигнала с квадратурным уплотнением, т.е. сдвинутых друг относительно друга по фазе несущего колебания на $\frac{\pi}{2}$. Например, ГНСС GPS в диапазоне L1 излучает C/A- и P(Y)-сигналы [6], а ГНСС ГЛОНАСС в диапазоне L1 – сигналы стандартной и высокой точности [7, 8]. Реализация бескодового приема сигналов с квадратурным уплотнением для различных ГНСС одинакова, поэтому далее рассмотрим обнаружение по частоте сигналов ГНСС GPS в диапазоне L1.

Дискретные комплексные отсчеты сигнала ГНСС GPS L1 на входе квадратора на видеочастоте в полосе C/A-сигнала можно представить в виде аддитивной смеси:

$$\begin{aligned} \dot{r}[n] &= \dot{r}_p[n] + j\dot{r}_c[n] + \dot{\eta}[n], \\ \dot{r}_p[n] &= k_p A_p c_p(nT_s - \tau) d_p(nT_s - \tau) \exp j(2\pi f_d nT_s + \phi_0), \\ \dot{r}_c[n] &= A_c c_c(nT_s - \tau) d_c(nT_s - \tau) \exp j(2\pi f_d nT_s + \phi_0), \\ \dot{\eta}[n] &= \eta_I[n] + j\eta_Q[n], \end{aligned} \quad (1)$$

где n – номер отсчета; $\dot{r}_p[n]$ – P(Y)-сигнал; $\dot{r}_c[n]$ – C/A-сигнал; $A_p = \sqrt{2P_p}$, $A_c = \sqrt{2P_c}$ – амплитуды квадратурных компонентов сигнала; P_p и P_c – мощности закрытого P(Y)- и открытого C/A-сигналов на входе квадратора; k_p – коэффициент, учитывающий потери мощности широкополосного закрытого сигнала при ограничении полосы пропускания приемника; $c_p(nT_s - \tau)$ – функция модуляции дальномерным P(Y)-кодом; $c_c(nT_s - \tau)$ – функция модуляции дальномерным C/A-кодом; $d_p(nT_s - \tau)$, $d_c(nT_s - \tau)$ – функции модуляции символами навигационного сообщения в закрытом и открытом сигналах; $T_s = B^{-1}$ – период комплексной дискретизации сигнала; B – ширина полосы пропускания приемника; τ – время распространения сигнала; f_d – доплеровский сдвиг частоты сигнала; ϕ_0 – случайная начальная фаза с равномерным законом распределения; $\dot{\eta}[n]$ – комплексный шум с квадратурными компонентами, представляющими собой белый гауссовский шум с нулевым средним и дисперсией $\sigma_{\eta}^2 = 0,5 N_0 B$; N_0 – спектральная плотность мощности входного шума.

Известно, что максимально правдоподобная оценка частоты сигнала (1) при условии ее постоянства определяется выражением [2]

$$\hat{f}_d = \arg \max_{f_d} \left\{ \sum_{n=0}^{N-1} \dot{r}^2[n] \exp \{-j4\pi f_d nT_s\} \right\}, \quad (2)$$

где N – число обрабатываемых отсчетов сигнала.

Обнаружение сигнала (1) по частоте заключается в принятии решения о наличии сигнала и в формировании такой оценки частоты, которая максимизирует функционал (2). Практическая реализация алгоритма бескодового обнаружения в соответствии с (2) сводится к вычислению взаимной корреляционной функции (ВКФ) квадрата входного сигнала и опорного сигнала с последующим сравнением величины ВКФ с порогом, который задается в соответствии с критерием оптимальности, например критерием Неймана–Пирсона.

Схема устройства бескодового обнаружения спутниковых сигналов изображена на рис. 1.

В приведенной схеме отсчеты входного комплексного сигнала вначале возводятся в квадрат. Далее выполняются:

- фильтрация с помощью фильтра нижних частот (ФНЧ) в полосе доплеровских частот с учетом нестабильности частоты опорного генератора;
- перемножение с опорным сигналом доплеровской частоты;
- накопление в сумматоре;
- вычисление модуля полученного комплексного сигнала в амплитудном детекторе (АД) и сравнение его с порогом β в пороговом устройстве (ПУ).

В результате сравнения принимается решение об отсутствии сигнала на входе приемника (гипотеза H_0) или о наличии полезного сигнала частоты f_d (гипотеза H_1). Весь диапазон поиска по частоте может быть проанализирован последовательно путем перебора опорных частот либо параллельно с использованием преобразования Фурье (многоканальное обнаружение). При многоканальном обнаружении следует ожидать появления в спектре выходного сигнала нескольких превышающих порог пиков, обусловленных отличающимися доплеровскими сдвигами частот сигналов различных навигационных спутников.

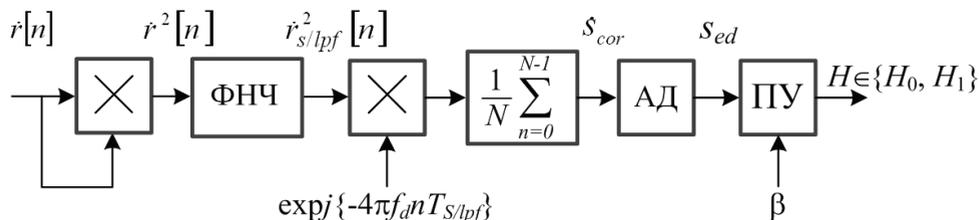


Рис. 1. Схема устройства бескодового обнаружения сигналов по частоте

Рассмотрим прохождение смеси сигнала и шума через устройство обнаружения. Сигнал на выходе квадратора может быть представлен в виде

$$\begin{aligned} \dot{r}^2[n] &= \dot{r}_u^2[n] + 2\dot{\eta}[n]\dot{r}_p[n] + j2(\dot{\eta}[n]\dot{r}_c[n] + \dot{r}_s^2[n]) + \\ &+ \dot{\eta}^2[n] = \dot{r}_u^2[n] + j2\dot{r}_s^2[n] + \dot{r}_\eta^2[n], \end{aligned} \quad (3)$$

где $\dot{r}_u[n]$ – полезный сигнал; $\dot{r}_s[n]$ – сформированный квадратором широкополосный сигнал; $\dot{r}_\eta[n]$ – аддитивный шум.

При этом

$$\dot{r}_u^2[n] = (k_p^2 A_p^2 - A_c^2) \exp j(4\pi f_d n T_s + 2\varphi_0), \quad (4)$$

$$\dot{r}_s^2[n] = k_p A_p A_c g(nT_s - \tau) \exp j(4\pi f_d n T_s + 2\varphi_0), \quad (5)$$

$$g(nT_s - \tau) = c_p(nT_s - \tau) d_p(nT_s - \tau) c_c(nT_s - \tau) d_c(nT_s - \tau), \quad (6)$$

$$\dot{r}_\eta^2[n] = 2\dot{\eta}[n] (\dot{r}_p[n] + j\dot{r}_c[n]) + \dot{\eta}^2[n].$$

В результате возведения BPSK (binary phase shift keying) сигнала (1) в квадрат в полезной составляющей $\dot{r}_u[n]$ отсутствует манипуляция символами двоичного кода, поскольку $c_c^2(nT_s - \tau) = c_p^2(nT_s - \tau) = d_p^2(nT_s - \tau) = d_c^2(nT_s - \tau) = 1$.

Выражение (4) описывает полезный узкополосный (немодулированный) сигнал на удвоенной доплеровской частоте. Его амплитуда зависит от соотношения мощностей C/A- и P(Y)-сигналов в полосе пропускания приемника. Потенциально обнаружение такого сигнала возможно при $k_p A_p \neq A_c$. Известно, что в диапазоне L1 номинальное отношение между мощностями C/A- и P(Y)-сигналов $\frac{P_c}{P_p} \approx 2$ (т.е. 3 дБ) [6]. Таким образом, даже при отсутствии ограничения по ширине полосы принимаемых сигналов GPS в диапазоне L1 полного подавления полезной составляющей на выходе квадратора не происходит. При ограничении полосы частот входного сигнала в соответствии с шириной спектра C/A-сигнала значительная часть мощности P(Y)-сигнала будет ограничена фильтром. Это приведет к дополнительному значительному увеличению мощности полезной составляющей возведенного в квадрат сигнала, а также к уменьшению мощности шума перед коррелятором. На рис. 2 приведен график коэффициента потерь мощности широкополосного фазоманипулированного закрытого сигнала в зависимости от ширины полосы пропускания приемника k_p^2 (как идеального полосового фильтра).

Из приведенного графика видно, что при ограничении ширины полосы пропускания приемника до $B = 0,1 \Delta f_{P(Y)}$, где $\Delta f_{P(Y)}$ – ширина спектра P(Y)-сигнала, коэффициент потерь принимает значение, равное 0,2.

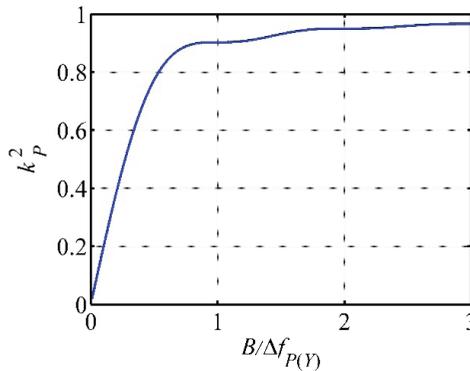


Рис. 2. Потери мощности закрытого сигнала в зависимости от величины относительной полосы пропускания приемника $B/\Delta f_{P(Y)}$

Тогда получаем $k_p^2 A_p^2 < A_c^2$. В связи с этим, для того чтобы вещественная амплитуда в (4) была положительной величиной, допустимо поменять ее знак и учесть это в аргументе сдвигом фазы на π . Таким образом, амплитуда полезного сигнала будет равна $(A_c^2 - k_p^2 A_p^2) = 0,9 A_c^2$ и выражение (4) примет следующий вид:

$$\dot{r}_u^2[n] = 0,9 A_c^2 \exp j(4\pi f_d n T_s + 2\varphi_0 + \pi). \quad (7)$$

Широкополосный шумоподобный сигнал на выходе квадратора $\dot{r}_s[n]$ находится в квадратурном компоненте по отношению к полезному сигналу. Его огибающая $g(nT_s - \tau)$ состоит из дальномерного кода открытого и закрытого сигналов, а также их символьной модуляции. Энергия такого сигнала распределена по спектру, имеющему ширину, большую или равную ширине спектра закрытого сигнала. Огибающую $g(nT_s - \tau)$, а соответственно, и сам сигнал $\dot{r}_s[n]$ можно рассматривать как шум с равномерным законом распределения с двумя дискретными значениями.

Аддитивный шум $\dot{r}_\eta[n]$ состоит из двух составляющих. Первая представляет собой мультипликативную смесь сигнала и шума на входе квадратора, вторая – квадрат входного шума. Мультипликативная смесь является входным сигналом, модулируемым шумом, или, что то же самое, шумом с дополнительной BPSK-модуляцией сигналом. Модулирующий BPSK-сигнал также может быть рассмотрен как равномерный шум с двумя дискретными значениями. Таким образом, каждый квадратурный компонент мультипликативной смеси будет иметь нормальный закон распределения плотности вероятности: фаза – равномерный, а амплитуда – рэлеевский.

Вторая составляющая будет иметь равномерный закон распределения фазы, а амплитуда – хи-квадрат-распределение с двумя степенями свободы.

ФНЧ ограничивает спектр сигнала на выходе квадратора в соответствии с диапазоном возможных доплеровских частот и уходом частоты опорного генератора приемника. По этой причине полезный сигнал $\dot{r}_u^2[n]$ проходит через него без потерь, а мощность шумовой составляющей $D[\dot{r}_\eta^2[n]]$ и синтезированного широкополосного кода $D[\dot{r}_s[n]]$ уменьшается прямо пропорционально уменьшению ширины спектра. Уменьшение мощности можно учесть посредством коэффициента потерь k_{lpf}^2 в ФНЧ. В результате на выходе ФНЧ получим:

$$\begin{aligned} \dot{r}_{s/lpf}^2[n] &= k_{lpf} \dot{r}_s^2[n], \\ \dot{r}_{\eta/lpf}^2[n] &= k_{lpf} \dot{r}_\eta^2[n]. \end{aligned}$$

Для устранения избыточности первоначальной частоты дискретизации, а также для обеспечения некоррелированности шума каждого отсчета имеет смысл передискретизировать сигналы на частоту, которая согласована с полосой пропускания ФНЧ. Иначе говоря, для комплексных отсчетов частота дискретизации будет равна $F_{s/lpf} \approx B_{lpf} = k_{lpf}^2 B$. Тогда период следования отсчетов будет равен

$$T_{s/lpf} \approx \frac{1}{B_{lpf}} = \frac{T_s}{k_{lpf}^2} = \frac{1}{k_{lpf}^2 B}.$$

Сигнал на выходе коррелятора после перемножения с опорным сигналом удвоенной доплеровской частоты и усреднения по N отсчетам может быть записан в виде

$$\begin{aligned} \dot{s}_{cor} = & \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \dot{r}^2[n] \exp\{-j4\pi f_d n T_{s/lpf}\} = 0.9 A_c^2 \exp j\{2\varphi_0 + \pi\} + \\ & + j \frac{2}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \dot{r}_{s/lpf}^2[n] \exp\{-j4\pi f_d n T_{s/lpf}\} + \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \dot{\eta}_{l/lpf}^2[n] \exp\{-j4\pi f_d n T_{s/lpf}\}. \end{aligned} \quad (8)$$

Первое слагаемое в выражении (8) является полезной составляющей, определяющей уровень постоянной составляющей сигнала на выходе коррелятора. Третье слагаемое в выражении (8), описывающее шумовую составляющую, запишем в виде

$$\begin{aligned} & \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} k_{lpf} \dot{r}_{\eta}^2[n] \exp\{-j4\pi f_d n T_{s/lpf}\} = \\ & = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} 2k_{lpf} \dot{\eta}[n] (\dot{r}_p[n] + j\dot{r}_c[n]) \exp\{-j4\pi f_d n T_{s/lpf}\} + \\ & + \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} k_{lpf} \dot{\eta}^2[n] \exp\{-j4\pi f_d n T_{s/lpf}\}. \end{aligned} \quad (9)$$

Первая часть выражения (9) представляет собой нормированную сумму некоррелированных отсчетов мультипликативной смеси сигнала и шума (6) и имеет нормальный закон распределения квадратурных составляющих с нулевым средним и дисперсией

$$\begin{aligned} D \left[\frac{\operatorname{Re}}{\operatorname{Im}} \left\{ \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} 2k_{lpf} \dot{\eta}[n] (\dot{r}_p[n] + j\dot{r}_c[n]) \exp\{-j4\pi f_d n T_{s/lpf}\} \right\} \right] = \\ = \frac{4k_{lpf}^2 \sigma_{\eta}^2}{N} (A_c^2 + k_p^2 A_p^2) \approx \frac{4.4k_{lpf}^2 A_c^2 \sigma_{\eta}^2}{N}. \end{aligned} \quad (10)$$

Вторая часть выражения (9) представляет собой нормированную сумму некоррелированных отсчетов квадрата входного шума. Квадратурные составляющие этого слагаемого при большом числе накопления (несколько тысяч отсчетов) в силу центральной предельной теоремы будут стремиться к нормальному закону распределения плотности вероятности с нулевым средним и дисперсией:

$$D \left[\frac{\operatorname{Re}}{\operatorname{Im}} \left\{ \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \dot{\eta}^2[n] \exp\{-j4\pi f_d n T_{s/lpf}\} \right\} \right] = \frac{4k_{lpf}^2 \sigma_{\eta}^4}{N}. \quad (11)$$

Широкополосный сигнал на выходе коррелятора, определяемый вторым слагаемым выражения (8), представим в виде

$$j \frac{2}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \dot{r}_{s/lpf}^2[n] \exp\{-j4\pi f_d n T_{s/lpf}\} = j \frac{2}{N} k_p k_{lpf} A_p A_c \exp j(2\varphi_0) \sum_{n=0}^{N-1} g(nT_{s/lpf} - \tau) \approx$$

$$\approx j \frac{0.63 k_{lpf} A_c^2}{N} \exp j(2\varphi_0) \sum_{n=0}^{N-1} g(nT_{s/lpf} - \tau). \quad (12)$$

Это слагаемое представляет собой нормальный гауссовский шум в квадратурных составляющих с дисперсией, зависящей от значения начальной фазы:

$$D \left[\begin{array}{l} \text{Re} \left\{ \frac{0.63 k_{lpf} A_c^2}{N} \exp j(2\varphi_0) \sum_{n=0}^{N-1} g(nT_{s/lpf} - \tau) \right\} \\ \text{Im} \left\{ \frac{0.63 k_{lpf} A_c^2}{N} \exp j(2\varphi_0) \sum_{n=0}^{N-1} g(nT_{s/lpf} - \tau) \right\} \end{array} \right] = \frac{0.1 k_{lpf}^2 A_c^4 \cos^2(2\varphi_0)}{N \sin^2(2\varphi_0)}. \quad (13)$$

Таким образом, дисперсии, определяемые выражениями (10) и (13), прямо пропорционально зависят от амплитуды сигнала на входе приемника и, соответственно, от отношения «сигнал–шум». Линейное изменение отношения «сигнал–шум» на входе приемника дает нелинейное изменение отношения «сигнал–шум» на выходе коррелятора.

Дисперсия шума, определяемая выражением (13), значительно меньше (примерно на 30 дБ) дисперсии, определяемой выражением (11), поэтому вкладом составляющей шума (12) допустимо пренебречь. Нетрудно показать, что дисперсия шума, определяемая выражением (10), обусловлена отношением «сигнал–шум» на входе приемника и, в зависимости от его величины, примерно на 5-20 дБ меньше, чем (11), поэтому этой составляющей шума пренебрегать нежелательно.

Следовательно, при отсутствии полезного сигнала на входе приемника (гипотеза H_0) сигнал на выходе амплитудного детектора s_{ed} будет представлять собой шум с рэлевским законом распределения плотности вероятности:

$$w(s_{ed}/H_0) = \frac{s_{ed}}{\sigma_{cor}^2} \exp\left(-\frac{s_{ed}^2}{\sigma_{cor}^2}\right),$$

где $\sigma_{cor}^2 = \frac{4.4 k_{lpf}^2 A_c^2 \sigma_\eta^2}{N} + \frac{4 k_{lpf}^2 \sigma_\eta^4}{N}$.

В результате вероятность ложной тревоги определяется интегралом

$$P_{fa} = \int_{\beta}^{\infty} w(s_{ed}/H_0) ds_{ed} = \exp\left(-\frac{\beta^2}{2\sigma_{cor}^2}\right), \quad (14)$$

из которого, задавшись желаемым значением P_{fa} , находим величину порога обнаружения

$$\beta = \sigma_{cor} \sqrt{-2 \ln P_{fa}}. \quad (15)$$

Если на входе приемника присутствует полезный сигнал частоты f_d (гипотеза H_1), то на выходе амплитудного детектора огибающая сигнала будет распределена по закону Райса:

$$w(s_{ed}/H_1) = \frac{s_{ed}}{\sigma_{cor}^2} \exp\left(-\frac{s_{ed}^2 + \lambda^2}{2\sigma_{cor}^2}\right) I_0\left(\frac{s_{ed}\lambda}{\sigma_{cor}^2}\right), \quad (16)$$

где $\lambda = 0,9A_c^2 = 1,8P_c$ – смещение; I_0 – модифицированная функция Бесселя первого рода и нулевого порядка.

Тогда вероятность правильного обнаружения определяется выражением

$$P_d = \int_{\beta}^{\infty} w(s_{ed}/H_1) ds_{ed} = \int_{\beta}^{\infty} \frac{s_{ed}}{\sigma_{cor}^2} \exp\left(-\frac{s_{ed}^2 + \lambda^2}{2\sigma_{cor}^2}\right) I_0\left(\frac{s_{ed}\lambda}{\sigma_{cor}^2}\right) ds_{ed}. \quad (17)$$

Перейдя к нормированной переменной $t = s_{ed}/\sigma_{cor}$, соответствующей нормированному сигналу на выходе амплитудного детектора, получим

$$P_d = \int_b^{\infty} t \exp\left(-\frac{1}{2}(t^2 + (a)^2)\right) I_0(at) dt = Q(a, b), \quad (18)$$

где $a = \lambda/\sigma_{cor}$ – нормированное смещение; $b = \beta/\sigma_{cor}$ – нормированный порог; $Q(a, b)$ – обобщенная Q -функция Маркума.

Выражения (15) и (18) позволяют рассчитать теоретические характеристики обнаружения сигнала. На рис. 3, а приведены характеристики обнаружения в зависимости от отношения «сигнал–шум» на входе приемника для различных значений вероятности ложных тревог. Расчет характеристик проводился при следующих условиях: число накапливаемых отсчетов в корреляторе – 4096; $T_s = (2,048 \cdot 10^6)^{-1}$ с; $T_{d/lpf} = 80T_s = (2,56 \cdot 10^4)^{-1}$ с, т.е. полоса частот ФНЧ – 25,6 кГц.

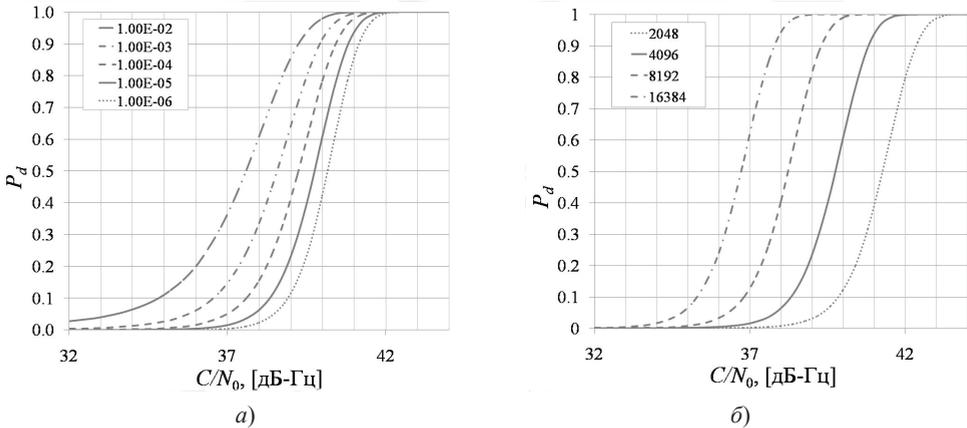


Рис. 3. Характеристики бескодового обнаружения навигационного сигнала

На рис. 3, б приводятся характеристики обнаружения для различных значений интервала когерентного накопления в корреляторе, который при фиксированной частоте дискретизации соответствует различному числу отсчетов быстрого преобразования Фурье (БПФ), используемого при многоканальном обнаружении. Соответствие между интервалом когерентного накопления и числом отсчетов БПФ приводится

в табл. 1. Кроме того, в таблице для каждого интервала накопления приводятся значения разрешающей способности по частоте, определяющие инструментальную точность оценки частоты. Характеристики построены для фиксированной вероятности ложной тревоги $P_{fa} = 10^{-5}$.

Таблица 1

Соответствие числа отсчетов БПФ и интервала когерентного накопления

Порядок преобразования Фурье	Интервал накопления сигнала, мс	Разрешение на выходе анализатора спектра, Гц
2048	80	12,5
4096	160	6,25
8192	320	3,125
16384	640	1,5625
32768	1280	0,78125

Для сравнения рассчитанных характеристик обнаружения на рис. 4 приведены аналогичные характеристики для классического обнаружителя с интервалом накопления 1 мс (рис. 4, а) и 10 мс при различных значениях вероятностей ложной тревоги (рис. 4, б) [9].

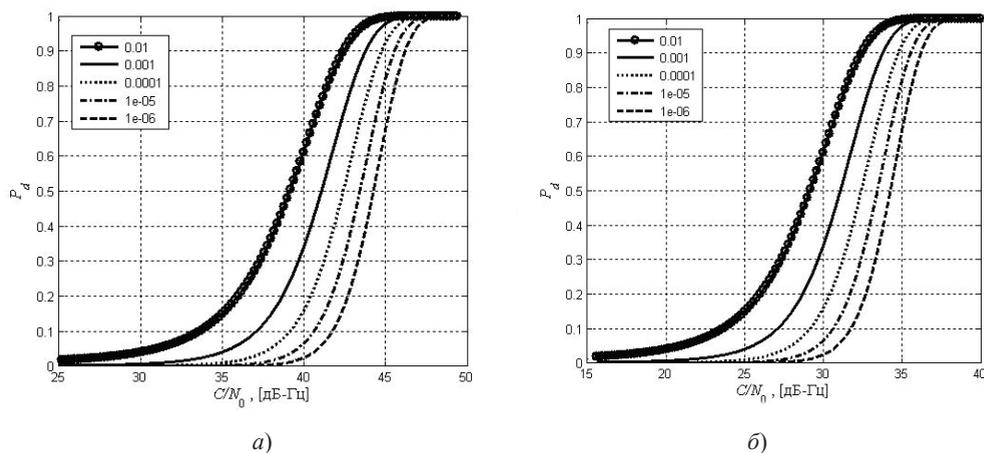


Рис. 4. Характеристики обнаружения навигационного сигнала с учетом кода на интервалах когерентного накопления 1 мс (а) и 10 мс (б)

Анализ характеристик обнаружения позволяет сделать следующие выводы.

Во-первых, рассматриваемый способ позволяет обнаруживать навигационные сигналы на более продолжительных интервалах накопления в корреляторе по сравнению с классическими обнаружителями, которые когерентно накапливают сигнал, как правило, на интервале в 10 мс. Так, мощные сигналы могут обнаруживаться при накоплении на интервале ~ 100 мс, в то время как для слабых интервал накопления может составить несколько секунд, что, в свою очередь, влечет за собой увеличение числа отсчетов БПФ в два раза и более в многоканальном обнаружителе. Вместе с тем увеличение интервала когерентного накопления может быть ограничено тем, что доплеровская частота за это время способна измениться на величину, превыша-

ющую полосу пропускания частотного канала дискретного преобразования Фурье (то есть ширину спектральной линии). Это приведет к перераспределению накапливаемой в корреляторе энергии по соседним спектральным линиям, число которых будет определяться временем когерентного накопления и скоростью изменения доплеровской частоты. Так как даже для стационарной АП скорость изменения доплеровской частоты достигает ~ 1 Гц/с, то уже при накоплении сигнала на интервале более 500 мс может наблюдаться перераспределение энергии. Следствием этого является необходимость обеспечения наименьших коэффициентов шума и потерь в радиотракте АП и в аналого-цифровом преобразователе, позволяющих уменьшить интервалы когерентного накопления.

Во-вторых, вероятность правильного обнаружения значительно зависит от отношения «сигнал–шум» на входе приемника, то есть даже малое его изменение будет существенно влиять на достоверность принятия решения. Об этом свидетельствует большая крутизна характеристики обнаружения навигационного сигнала на ее линейном участке (интервал вероятностей – 0,2–0,9). Для приведенных характеристик вероятность изменяется в пределах линейного участка при сдвиге отношения «сигнал–шум» всего на 2 дБ, тогда как при оптимальном обнаружении детерминированного сигнала отношение «сигнал–шум» на линейном участке изменяется на 4-5 дБ (см. рис. 4, [9–11]). Это говорит о высокой чувствительности бескодового обнаружителя к изменению отношения «сигнал–шум», то есть даже если оно незначительно, это существенно снижает вероятность обнаружения сигнала, что является недостатком метода бескодового обнаружения. Значение отношения «сигнал–шум», с которого начинается существенное изменение вероятности обнаружения, зависит от интервала накопления сигнала (см. рис. 3, 4 и табл. 1).

Практическая реализация бескодового обнаружения навигационных сигналов

Для подтверждения работоспособности предложенного метода была проведена серия экспериментов по обработке навигационных сигналов GPS диапазона L1 с помощью программного приемника [12, 13]. Необходимо отметить, что в этом диапазоне также излучаются сигналы Galileo E1 (OS и PRS) и BeiDou B1C, которые могут быть обнаружены в процессе эксперимента. Запись сигнала велась с 21 по 25 сентября 2018 года в Северо-Западном регионе РФ. Схема экспериментального устройства обработки навигационного сигнала приведена на рис. 5.

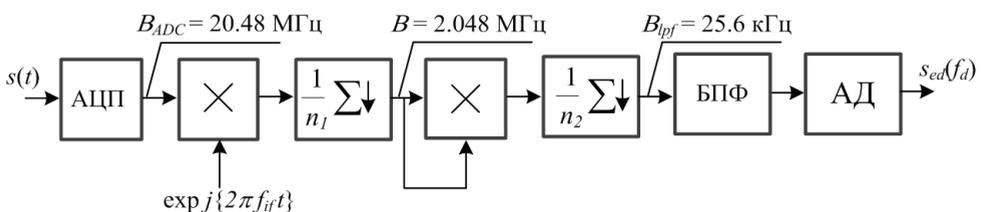


Рис. 5. Схема экспериментального устройства обработки навигационного сигнала (B_{ADC} – ширина спектра сигнала на выходе АЦП, f_{if} – частота гетеродина)

Принимаемый радиосигнал оцифровывается (блок АЦП) на тактовой частоте 40,96 МГц. Смеситель формирует расщепленный на квадратуры видеосигнал. Накопители со сбросом выполняют передискретизацию видеосигнала с ограничением полосы частот до 2,048 МГц (первый) и до 25,6 кГц (второй) и реализуют функцию ФНЧ. После первого накопителя сигнал возводится в квадрат. Расчет амплитудного спектра в программном приемнике осуществляется с помощью алгоритма быстрого преобразования Фурье (блок БПФ). При анализе спектра с выхода блока БПФ необходимо дополнительно учитывать удвоение частот всех составляющих принимаемого радиосигнала, которое является следствием возведения видеосигнала в квадрат. Таким образом, на выходе блока БПФ в спектре будут присутствовать частоты в полосе $\pm 6,4$ кГц, что перекрывает диапазон доплеровских частот навигационных сигналов ГНСС.

В ходе проведенной серии экспериментов принятый навигационный сигнал последовательно обрабатывался в соответствии со схемой на рис. 5 на интервале накопления 160 мс при вероятности ложной тревоги $P_{fa} = 10^{-5}$, при этом фиксировалось количество правильных обнаружений сигнала каждого НКА для расчета вероятности правильного обнаружения в целом. Общее число проанализированных интервалов накопления в ходе экспериментов составило более 10000. Основные результаты в виде оценок вероятностей правильного обнаружения представлены на рис. 6. Отклонения экспериментально полученных величин вероятности правильного обнаружения от теоретической характеристики обнаружения составили не более 2 дБ-Гц, что говорит о хорошей согласованности теоретических выводов и результатов эксперимента.

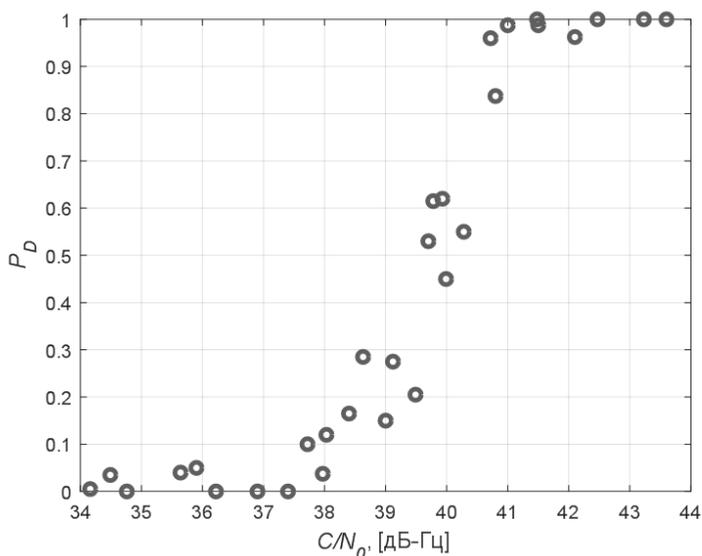


Рис. 6. Экспериментальные вероятности правильного обнаружения навигационных сигналов при бескодовом приеме

Рассмотрим более детально частный случай бескодовой обработки навигационного сигнала, выполненного в ходе проведения экспериментов.

Результаты экспериментального многоканального обнаружения по частоте при использовании быстрого преобразования Фурье на 4096 и 16384 отсчета (когерентное накопление на интервале 160 мс и 640 мс соответственно) приведены на рис. 7 и в табл. 2.

На рис. 7 результат представлен в виде нормированного амплитудного спектра сигнала на выходе амплитудного детектора в сравнении с порогом, рассчитанным согласно выражению (15) для вероятности ложной тревоги $P_{fa} = 10^{-5}$. В табл. 2 результат приведен в сравнении с данными обнаружения сигналов ГНСС, полученными контрольным приемником, в качестве которого использовался программный приемник, чье описание приведено в [13–15]. Программный приемник реализует классические алгоритмы обработки радионавигационных сигналов, в том числе поиска и обнаружения, и позволяет обрабатывать тот же самый записанный, оцифрованный АЦП сигнал, что и при бескодовом обнаружении. Незначительные отличия значений номиналов частот, приведенных в таблице для разных методов обнаружения, обусловлены дискретным характером спектра и конечной разрешающей способностью БПФ.

Т а б л и ц а 2

Результаты обнаружения принимаемых сигналов

ГНСС	№ НКА (PRN)	Данные контрольного приемника		Интервал накопления сигналов	
		f_{cp} , Гц	C/N ₀ , дБ-Гц	160 мс	640 мс
				f_{cp} , Гц	f_{cp} , Гц
GPS	1	-3037,65	39,8	-3037,5	-3038,3
	8	2148,59	37,4	—	2147,7
	10	2161,19	43,6	2159,4	2160,9
	11	-2187,48	41,5	-2187,5	-2188,3
	18	-1653,88	42,1	-1653,1	-1654,7
	20	3406,87	35,9	—	3406,3
	32	-1777,60	41,0	-1778,1	-1778,1
Galileo	7	2579,68	34,8	2579,7	2579,7
	12	-789,51	35,0	—	-789,8
BeiDou	20	-1568,18	32,3	-1568,8	-1568,8
	29	749,92	29,1	—	749,0

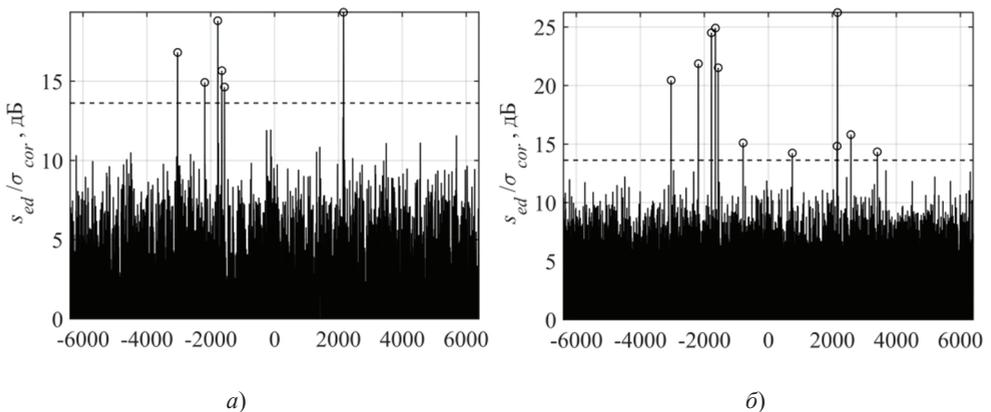


Рис. 7. Спектр нормированного сигнала на выходе амплитудного детектора при использовании БПФ на 4096 (а) и 16384 (б) отсчетов

Анализ результатов эксперимента подтверждает теоретический вывод о возможности обнаруживать мощные навигационные радиосигналы при когерентном накоплении на достаточно продолжительных интервалах времени. Стоит заметить, что можно обнаружить также сигналы систем Galileo и BeiDou, причем обладающие меньшим отношением «сигнал–шум», чем у сигналов ГНСС GPS. Тем не менее сопоставлять результат их обнаружения с рассчитанными теоретическими результатами для GPS некорректно. Это связано с тем, что структура излучаемых сигналов отличается, и с тем, что для ГНСС Galileo и BeiDou приведенное отношение «сигнал–шум» вычислялось при слежении только за пилот-сигналом (соответственно E1C и B1C).

На рис. 8 приведен спектр сигнала на выходе амплитудного детектора при когерентном накопления на интервале 2,56 с с помощью БПФ на 65536 отсчетов. Он показывает, во-первых, что дальнейшее накопление позволяет обнаруживать более слабые сигналы по сравнению с ранее приведенным примером при накоплении на интервале 640 мс. Так, для интервала накопления 2,56 с обнаруживается на пять сигналов больше. Во-вторых, для сигналов, которые обнаруживались ранее, прирост накопленной энергии практически отсутствует, а видимое изменение амплитуды спектральных линий вызвано шумом. Такой результат связан с ограничением рассмотренного способа бескодового обнаружения сигналов, обусловленным наличием ненулевой скорости изменения доплеровской частоты принимаемого навигационного сигнала и приводящим к перераспределению энергии сигнала по соседним спектральным линиям.

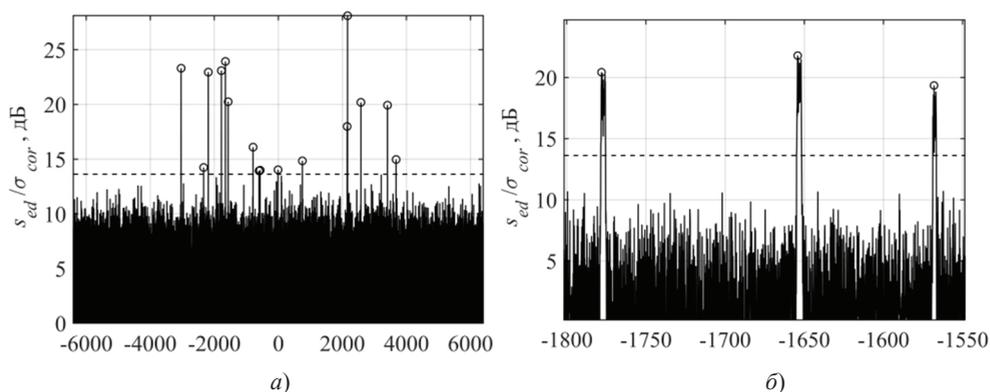


Рис. 8. Спектр сигнала на выходе амплитудного детектора при использовании БПФ на 65536 отсчетов с накоплением на интервале 2,56 с (а) и перераспределение энергии сигнала по соседним спектральным линиям (б)

Заключение

На основе теоретических исследований впервые получены характеристики обнаружения бескодового метода приема и обработки навигационных сигналов.

Эти характеристики позволяют решить задачу бескодового обнаружения сигналов по частоте, а также определить уровни входных сигналов и величины необходимых интервалов когерентного накопления, при которых возможно обнаружение, и оценить степень достоверности получаемого решения.

Результаты проведенных экспериментов подтверждают возможность обнаружения сигналов ГНСС бескодовым методом с использованием теоретически обосно-

ванных отношений «сигнал–шум» на входе обнаружителя и интервалов когерентного накопления. Кроме того, установлено, что наибольшая величина интервала когерентного накопления сигнала ограничена возможным перераспределением энергии сигнала между соседними спектральными отсчетами.

ЛИТЕРАТУРА

1. **Woo, K.T.**, Optimum Semi-Codeless Carrier Phase Tracking of L2, *Proc. of the ION GPS*, Nashville, Tennessee, 1999, pp. 289–305.
2. **Linty, N.**, *Codeless Tracking Algorithms for GNSS Software Receivers*, Politecnico di Torino, Italy, 2010.
3. **Borio, D.**, Squaring and cross-correlation codeless tracking: analysis and generalization, *IET Radar, Sonar & Navigation*, 2011, vol. 5, pp. 958–969.
4. **O’Driscoll, C., Curran, J.T.**, Codeless Code Tracking of BOC Signals, *Proc. of IONGNSS2016*. Portland, OR, 2016.
5. **O’Driscoll, C., Curran, J.T., Hein, G.**, Codeless Code Tracking of the Galileo E1 PRS, *Inside GNSS*, March/April 2017, pp. 60–68. URL: www.insidegnss.com.
6. **Interface Specification IS-GPS-200H**, 2013.
7. **ГЛОНАСС**. Интерфейсный контрольный документ. Навигационный радиосигнал в диапазонах L1, L2 (ред. 5.1). М., 2008. 72с.
8. **Поваляев А. А., Вейцель А. В., Мазепа Р. Б.** Глобальные спутниковые системы синхронизации и управления движением в околоземном пространстве: учеб. пособие под ред. А.А. Поваляева. М.: Вузовская книга, 2012. 188 с.
9. **ГЛОНАСС**. Принципы построения и функционирования / под ред. А.И. Перова, В.Н. Харисова. М.: Радиотехника, 2010. 800 с.
10. **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 on*, 2009, vol. 45, pp. 1227–1240.
11. **Добриков В.А., Бахолдин В.С., Гаврилов Д.А. и др.** Сравнительный анализ способов и характеристик обнаружения ВПСК сигналов глобальных навигационных спутниковых систем // Труды ВКА имени А.Ф. Можайского. 2016. Вып. 654. С. 26–33.
12. **Бабаков В.Н., Дубинко Ю.С., Лукьяненко Н.В. и др.** Способ программной обработки буферизованных выборок оцифрованных сигналов и мультисистемный многоканальный программный приемник реального времени сигналов спутниковых навигационных систем и систем их поддержек для его осуществления. Патент на изобретение RUS 2336631 21.07.2006.
13. **Бахолдин В.С., Гаврилов Д.А., Герасименко И.С. и др.** Результаты совместной программной обработки сигналов глобальных и региональных спутниковых навигационных систем // Гирокоспия и навигация. 2017. Т.25. № 4 (99). С. 84–94.
14. **Бахолдин В.С., Герасименко И.С., Добриков В.А. и др.** Прием и обработка сигналов первого навигационного спутника системы «GALILEO» // Труды Института прикладной астрономии РАН. 2007. № 17. С. 148–156.
15. **Бахолдин В.С., Гаврилов Д.А., Сахно И.В. и др.** Программный прием и обработка сигналов навигационной системы «COMPASS» // Изв. вузов. Приборостроение. 2014. Т. 57. № 3. С. 40–43.

Bakholdin, V.S., Gavrilov, D.A., Dobrikov, V.A., Ivanov, V.F. (Mozhaiskiy Military Space Academy, St. Petersburg, Russia)

Codeless Acquisition of Satellite Navigation System Signals, *Girokopiya i Navigatsiya*, 2019, vol. 27, no. 4 (107), pp. 147–161.

Abstract. The paper analyzes the obtained theoretical characteristics of codeless acquisition of GPS signals in L1 band. The presented results make it possible to adequately select an interval of coherent integration, to calculate the detection thresholds and to estimate its probability.

The efficiency and applicability of the method of frequency-based codeless acquisition of navigation signals have been experimentally confirmed using a programmed receiver.

Key words: global navigation satellite system, codeless acquisition of navigation signals, detection characteristics, fast Fourier transform.

REFERENCES

1. **Woo, K.T.**, Optimum semi-codeless carrier phase tracking of L2, *Proc. of the ION GPS*, Nashville, Tennessee, 1999, pp. 289–305.
2. **Linty, N.**, *Codeless Tracking Algorithms for GNSS Software Receivers*, Politecnico di Torino, Italy, 2010.
3. **Borio, D.**, Squaring and cross-correlation codeless tracking: analysis and generalization, *IET Radar, Sonar & Navigation*, 2011, vol. 5, pp. 958–969.
4. **O'Driscoll, C., Curran, J.T.**, Codeless code tracking of BOC signals, *Proc. of ION GNSS 2016*, Portland, OR, 2016.
5. **O'Driscoll, C., Curran, J.T. and Hein, G.**, Codeless code tracking of the Galileo E1 PRS, *Inside GNSS*, March/April 2017, pp. 60–68. URL: www.insidegnss.com.
6. **Interface Specification IS-GPS-200H**, 2013.
7. **GLONASS**. Interface Control Document. Navigation Radio Signal in L1, L2 Bands (ed. 5.1), Moscow, 2008.
8. **Povalyaev, A.A., Veitsel', A.V. and Mazepa, R.B.**, *Global'nye sputnikovyie sistemy sinkhronizatsii i upravleniya dvizheniem v okolozemnom prostranstve* (Global Satellite Systems of Synchronization and Motion Control in the Near-Earth Space): Textbook, Ed. Povalyaev, A.A., Moscow: Vuzovskaya kniga, 2012.
9. **GLONASS**. Design and Operation Principles, Ed. Perov, A.I., Kharisov, V.N., Moscow: Radiotekhnika, 2010.
10. **Borio, D., O'Driscoll, C. and Lachapelle, G.**, Coherent, noncoherent and differentially coherent combining techniques for acquisition of new composite GNSS signals, *Aerospace and Electronic Systems, IEEE Transactions on*, 2009, vol. 45, pp. 1227–1240.
11. **Dobrikov, V.A., Bakholdin, V.S., Gavrilov, D.A. et al.**, Comparative analysis of methods and acquisition characteristics of BPSK signals of global navigation satellite systems, *Proceedings of Mozhaiskiy Military Space Academy*, 2016, no. 654, pp. 26–33.
12. **Babakov, V.N., Dubinko, Yu.S., Lukianenko, N.V. et al.**, Patent RUS 2336631, 21.07.2006.
13. **Bakholdin, V.S., Gavrilov, D.A., Gerasimenko, I.S. et al.**, The results of software joint processing of signals from global and regional navigation satellite systems, *Gyroscopy and Navigation*, 2018, no. 2, pp. 131–137.
14. **Bakholdin, V.S., Gerasimenko, I.S., Dobrikov, V.A. et al.**, Reception and processing of signals from the first navigation satellite of GALILEO system, *Proceedings of Applied Astronomy Institute of RAS*, 2007, no. 17, pp. 148–156.
15. **Bakholdin, V.S., Gavrilov, D.A., Sakhno, I.V. et al.**, Program receiving and processing of signals in navigation system COMPASS, *Izv. Vuzov, Priborostroenie*, 2014, vol. 57, no. 3, pp. 40–43.

Материал поступил 28.02.2019