

Бескодовое обнаружение радиосигналов спутниковых навигационных систем

**© В. С. Бахолдин, Д. А. Гаврилов,
В. А. Добриков, В. Ф. Иванов**

ВКА имени А. Ф. Можайского, г. Санкт-Петербург, Россия

В статье получены и проанализированы теоретические характеристики бескодового обнаружения сигналов с бинарной фазовой манипуляцией навигационной системы GPS в диапазоне L1. Рассматривается метод бескодового приема сигналов, основанный на возведении такого сигнала в квадрат с учетом приближенной аналитической оценки уровня отношения сигнал/шум на выходе оптимального приемника. Приводятся результаты в виде вероятностей обнаружения сигналов при фиксированной вероятности ложных тревог и заданном числе когерентно накапливаемых в корреляторе отсчетов. Полученные результаты позволяют обоснованно выбирать интервал когерентного накопления, рассчитывать пороги обнаружения и оценивать вероятность обнаружения.

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

<https://doi.org/10.32876/AplAstron.50.10-15>

Введение

В аппаратуре потребителей глобальных навигационных спутниковых систем (ГНСС) применяется метод бескодового приема сигналов. При неизвестных функциях бинарной фазовой манипуляции данный метод позволяет осуществлять поиск, обнаружение и слежение за частотой навигационных радиосигналов. Метод может использоваться в навигационной аппаратуре потребителей, во-первых, для ускорения решения задачи поиска и обнаружения сигналов в режиме холодного старта, так как позволяет уменьшить радиус поиска радионавигационных сигналов, и, во-вторых, для контроля вновь вводимых (тестовых) сигналов ГНСС.

В работах [1–3] приведена классификация методов бескодового приема навигационных сигналов и рассмотрены подходы к их использованию при слежении за параметрами сигналов ГНСС GPS и Galileo. Однако в известной научно-технической литературе не рассмотрены 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.

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 в каждом частотном диапазоне излучают по два сигнала с квадратурным уплотнением, т. е. сдвинутых друг относительно друга по фазе несущего колебания на $\pi/2$. Например, ГНСС GPS в диапазоне L1 излучает C/A и P(Y) сигналы [4], а ГНСС ГЛОНАСС в диапазоне L1 — сигналы стандартной и высокой точности [5]. Реализация бескодового приема сигналов с квадратурным уплотнением для различных ГНСС одинакова, поэтому далее будет рассмотрено 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 можно представить в виде аддитивной смеси:

$$\begin{aligned} \dot{r}[n] &= \dot{r}_p[n] + j\dot{r}_c[n] + \dot{\eta}[n], \\ \dot{r}_p[n] &= k_p A_p c_p(nT_s - \tau) d_p(nT_s - \tau) \exp j(2\pi f_d nT_s + \varphi_0), \\ \dot{r}_c[n] &= A_c c_c(nT_s - \tau) d_c(nT_s - \tau) \exp j(2\pi f_d nT_s + \varphi_0), \\ \dot{\eta}[n] &= \eta_I[n] + j\eta_Q[n], \end{aligned} \quad (1)$$

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 $\eta_I[n]$ и $\eta_Q[n]$, представляющими собой белый гауссовский шум с нулевым средним и дисперсией $\sigma_\eta^2 = 0.5N_0B$, где N_0 — спектральная плотность мощности входного шума.

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

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

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 квадрата входного сигнала и опорного сигнала с последующим сравнением величины взаимной корреляционной функции с порогом. Порог задается в соответствии с критерием оптимальности, например, Неймана-Пирсона.

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

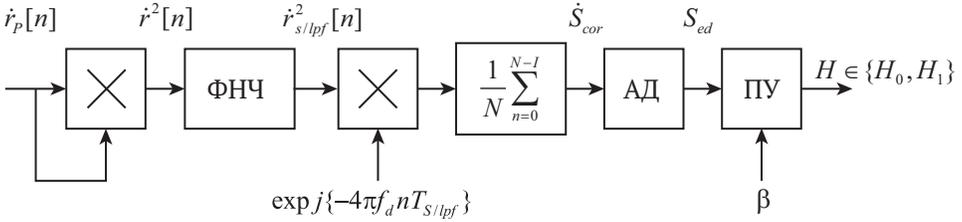


Рис. 1. Схема устройства бескодового обнаружения сигналов по частоте (ФНЧ – фильтр нижних частот; АД – амплитудный детектор; ПУ – пороговое устройство; β – порог; H_1, H_0 – гипотезы о наличии или отсутствии сигнала с частотой доплера f_d)

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

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

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

$$\begin{aligned} g(nT_s - \tau) &= c_p(nT_s - \tau) d_p(nT_s - \tau) c_c(nT_s - \tau) d_c(nT_s - \tau) \\ \dot{r}_\eta^2[n] &= 2\dot{\eta}[n](\dot{r}_p[n] + j\dot{r}_c[n]) + \dot{\eta}^2[n] \end{aligned} \quad (6)$$

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 $k_p A_p \neq A_c$. С учетом соотношения мощностей C/A и $P(Y)$ сигналов, а также ограничения полосы пропускания ФНЧ полосой $B \approx 0.1 \Delta f_{p(y)}$ амплитуда полезного сигнала на выходе квадратора $\dot{r}_{s/lpf}^2[n]$ и, соответственно, амплитудного детектора S_{ed} будет равна

$$(A_c^2 - k_p^2 A_p^2) \approx 0.9 A_c^2 \quad (7)$$

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, ширина которого превышает или равна ширине спектра закрытого сигнала, а поэтому таким сигналом можно пренебречь.

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. Нетрудно показать, что шум на выходе коррелятора в каждой квадратурной компоненте будет иметь нормальное распределение с дисперсией равной

$$\sigma_{cor}^2 = \frac{4.4 k_{lpf}^2 A_c^2 \sigma_\eta^2}{N} + \frac{4 k_{lpf}^2 \sigma_\eta^4}{N} \quad (8)$$

где k_{lpf}^2 — коэффициент потерь в ФНЧ.

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

$$\begin{aligned} \dot{s}_{cor} &= \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \dot{r}^2[n] \exp\{-j4\pi f_d n T_{s/lpf}\} = 0.9 A_c^2 \exp j\{2\varphi_0 + \pi\} + \\ &+ j \frac{2}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \dot{r}_{s/lpf}^2[n] \exp\{-j4\pi f_d n T_{s/lpf}\} + \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \dot{r}_{\eta/lpf}^2[n] \exp\{-j4\pi f_d n T_{s/lpf}\}. \end{aligned} \quad (9)$$

Таким образом, шум на выходе амплитудного детектора будет иметь распределение Рэлея, а смесь сигнала и шума — распределение Райса, что позволяет рассчитать теоретические характеристики обнаружения сигнала.

Расчет и анализ характеристик обнаружения

На рис. 2а приведены вероятности обнаружения в зависимости от отношения сигнал/шум на входе приемника для различных значений вероятности ложных тревог. Расчет проводился при следующих условиях: полоса частот ФНЧ 25.6 кГц; число накапливаемых отсчетов в корреляторе — 4096. На рис. 2б приводятся вероятности 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 и вероятности ложной тревоги $P_{fa} = 10^{-5}$. Соответствие между интервалами когерентного накопления и числом отсчетов БПФ приводится в таблице. Для каждого интервала накопления в таблице приводятся значения разрешающей способности по частоте.

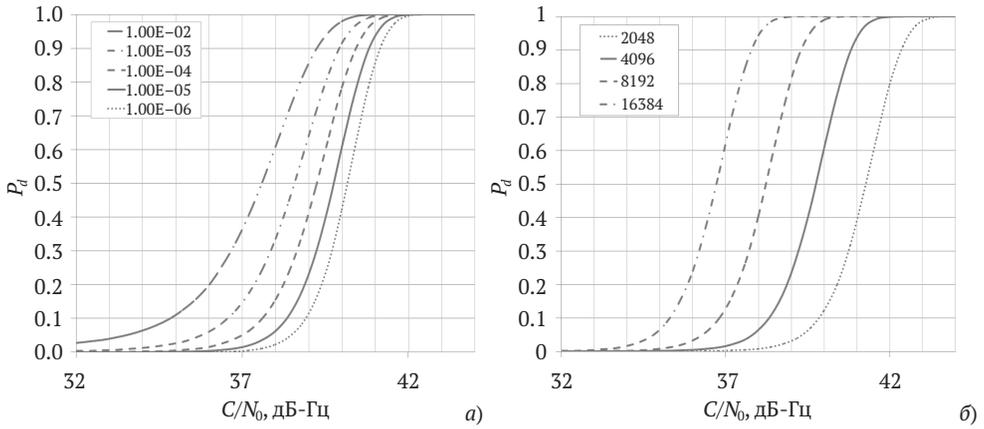


Рис. 2. Вероятности бескодового обнаружения навигационного сигнала

Т а б л и ц а

Соответствие числа отсчетов БПФ и интервалов 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

Анализ вероятностей 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, когерентно накапливающими сигнал, как правило, на интервале равном 10 мс [6]. Так, мощные сигналы могут обнаруживаться при накоплении на интервале ~ 100 мс, в то время как для слабых может потребоваться интервал накопления несколько секунд, что в свою очередь в многоканальном обнаружителе делает необходимым увеличение число отсчетов БПФ в два раза и более.

Во-вторых, вероятность правильного обнаружения значительно зависит от отношения сигнал/шум на входе приемника, т. е. даже малое его изменение будет существенно влиять на достоверность принятия решения. Об этом свидетельствует большая крутизна характеристики обнаружения на ее линейном участке (интервал вероятностей 0.2–0.9). Для приведенных характеристик вероятность обнаружения сигнала изменяется с 0.2 до 0.9 в пределах линейного участка при изменении 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. 2 [6, 7]). Это говорит о высокой чувствительности бескодового обнаружителя к изменению отношения сигнал/шум. То есть даже незначительное изменение сигнал/шум оказывает существенное влияние на возможность обнаружения сигнала.

Заключение

В статье приводятся теоретические оценки вероятности бескодового обнаружения сигналов глобальных навигационных спутниковых систем с BPSK-модуляцией и квадратурным уплотнением. Анализ характеристик показывает, что при использовании рассматриваемого метода требуется когерентно накапливать принимаемый сигнал на значительно больших интервалах времени по сравнению с классическими обнаружителями, а также учитывать высокую чувствительность к изменению отношения сигнал/шум.

Литература

1. *Woo K. T.*, Optimum semi-codeless carrier phase tracking of L2 // Proc. of the ION GPS. — Nashville: 1999. — P. 289–305.
2. *Linty N.* Codeless tracking algorithms for GNSS software receivers. — Turin: Politecnico di Torino, 2010. — 114 p.
3. *Borio D.* Squaring and cross-correlation codeless tracking: analysis and generalisation // IET Radar, Sonar & Navigation. — 2011. — Vol. 5. — P. 958–969.
4. Interface specification IS-GPS-200H, 2013. — URL: http://everyspec.com/MISC/IS-GPS-200H_53530/ (accessed 06.06.2019).
5. ГЛОНАСС. Интерфейсный контрольный документ. Навигационный радиосигнал в диапазонах L1, L2 (ред. 5.1). — М.: 2008. — 72 с.
6. ГЛОНАСС. Принципы построения и функционирования / под ред. А. И. Перова, В. Н. Харисова. — М.: Радиотехника, 2010. — 800 с.
7. *Бахолдин В. С., Гаврилов Д. А., Добриков В. А. и др.* Сравнительный анализ способов и характеристик обнаружения BPSK сигналов глобальных навигационных спутниковых систем // Труды ВКА имени А. Ф. Можайского. — Вып. 654. — СПб.: ВКА имени А. Ф. Можайского, 2016. — С. 26–33.

Codeless Acquisition of the Satellite Navigation System Signals

V. S. Baholdin, D. A. Gavrillov, V. A. Dobrikov, V. F. Ivanov

This paper analyses theoretical codeless acquisition characteristics of the modulated GPS L1 band binary phase-shift keying signals. It describes the signal squaring on method to acquire signals codelessly. Also, an approximate analytical estimate of the signal to noise ratio at the output of the optimal receiver is made. The results are shown as the dependencies between the signal detection probability and the signal-to-noise ratio at the receiver input when the probability of false alarms is constant and the number of samples accumulated coherently in the correlator is predetermined. The obtained results confirm the analytical estimates of the signal detection probability, calculate the signal acquisition thresholds and intervals of the coherent integration.

Keywords: global navigation satellite system, codeless acquisition of navigation signals, detection characteristics, fast Fourier transformation.