

УДК 621.396.98

Алгоритм поиска двухкомпонентных сигналов ГЛОНАСС с кодовым разделением

© Авторы, 2013

Е. Н. Болденков — к.т.н., доцент кафедры радиотехнических систем, Национальный исследовательский университет «МЭИ»

И. В. Липа — аспирант кафедры радиотехнических систем, Национальный исследовательский университет «МЭИ»

Перспективный сигнал ГЛОНАСС является двухкомпонентным одна из компонент сигнала содержит модуляцию данными, другая – нет. Рассмотрены два метода совместного приёма компонент сигнала. Показано, что хотя оба метода позволяют решать задачу совместного обнаружения обеих компонент сигнала с близкими характеристиками, но лишь один из них пригоден для реализации поиска по частоте.

Ключевые слова: радионавигация, ГЛОНАСС, перспективные сигналы.

A new modernized civil GLONASS signal has two components – pilot and data. Data component is modulated with binary message while pilot one is not. The article considers two possible ways of combined processing of both components. As it is shown, despite to the fact that both techniques provide similar signal detection performance, only one of them is applicable for frequency signal search.

Keywords: radionavigation, GLONASS, modernized signals.

Введение

В настоящее время происходит модернизация системы спутниковой радионавигации ГЛОНАСС [1]. В рамках данного процесса вводятся новые навигационные сигналы с кодовым разделением. Одним из новшеств данных сигналов является использование двух компонент – пилот-сигнала и канала данных. Пилот-сигнал предназначен для реализации более качественного слежения за сигналом и не содержит модуляции навигационным сообщением, в то время как в канале данных передаётся навигационное сообщение.

В качестве примера рассмотрим сигнал L1OC, в котором мощности пилот-сигнала и канала данных одинаковые. Для разделения двух компонент в данном сигнале используется временное мультиплексирование. Интервалы, соответствующие длительности одного бита дальномерного кода разделены на две половины, сначала передаётся символ пилот-сигнала, потом – символ канала данных. В пилот-сигнале используется модуляция BOC(1, 1), а в канале данных – BPSK(1).

Введение двухкомпонентного сигнала требует использования новых алгоритмов для его обработки. Предыдущие исследования [2, 3] были сосредоточены на поиске сигнала с модуляцией BOC отдельно по каждой компоненте. Можно принимать каждую из составляющих отдельно, но их мощности в 2 раза меньше мощности суммарного сигнала. Поэтому интерес представляют алгоритмы, позволяющие осуществлять совместную обработку двух компонент.

Сложность совместной обработки заключается в наличии модуляции данными в одной из компонент. Обычно длительность интервала интегрирования сигнала в корреляторе ограничена сверху длительностью символа данных. Для сигнала L1OC длительность символов данных (на выходе свёрточного кодера) составляет 4 мс. В ряде приложений, в первую очередь, для приёма слабых сигналов, требуется более длительное накопление сигнала в корреляторе. Это возможно для пилот-сигнала, в котором модуляция данными отсутствует. Однако мощность пилот-сигнала составляет лишь половину мощности суммарного сигнала.

Цель работы – создать алгоритм обнаружения и поиска по частоте, использующий совместную обработку двух компонент сигнала, время интегрирования в котором не ограничивается длительностью символов данных в канале данных.

Задача поиска и обнаружения сигнала

Для описания двухкомпонентной структуры сигнала введём двойную нумерацию шкалы времени (рис. 1). Входной сигнал наблюдается на интервале времени $[0; T]$. Предполагается, что данный интервал содержит целое число символов навигационного сообщения длительностью TM , $M = T/TM$. Время при описании пилот-сигнала будет иметь один индекс: $t_i = i \cdot T_D$, а при описании канала данных – два индекса $t_{i,j} = i \cdot TM + j \cdot T_D$ (T_D – интервал дискретизации). Таким образом, в последнем выражении индекс i описывает номер символа данных в диапазоне $[0; M-1]$, а индекс j – номер отсчёта в пределах символа.

Структура сигнала при использовании введённых обозначений примет вид:

$$y(t) = A\theta G_{\text{ДК}}^{\text{П}}(t_i - \tau) \cos(\omega t_i + \phi) + A\theta G_{\text{ДК}}^{\text{Д}}(t_{i,j} - \tau) D_{k,i} \cos(\omega t_{i,j} + \phi) + n(t),$$

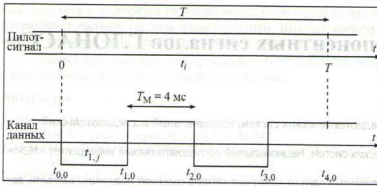


Рис. 1

где A – амплитуда сигнала; $G_{\text{дк}}^{\text{п}}(t)$ – функция модуляции дальномерным кодом пилот-сигнала (с учётом стробов временного разделения), принимающая значения $\{\pm 1\}$; $G_{\text{дк}}^{\text{д}}(t)$ – функция модуляции дальномерным кодом в канале данных; $D_{\text{к},j}$ – функция модуляции навигационным сообщением; τ – задержка сигнала; ω – частота сигнала; ϕ – фаза сигнала; $n(t)$ – аддитивный дискретный белый гауссовский шум с дисперсией σ_n^2 . Параметр θ отражает факт наличия сигнала, если $\theta = 1$, то сигнал на входе есть, если $\theta = 0$ – сигнала нет.

Неизвестными являются параметр θ , значения символов навигационных данных $D_{\text{к},j}$, которые принимают значения ± 1 случайно с вероятностью 0,5 и независимо друг от друга, и начальная фаза сигнала ϕ , равномерно распределённая на интервале $[-\pi; +\pi]$. Если частота и задержка сигнала известны, то это задача обнаружения, а если эти параметры требуется оценить, то задача поиска сигнала.

В навигационном приёмнике реализуется алгоритм поиска сигнала по частоте и задержке при наличии неизвестных неинформативных параметрах фазы и значений символов навигационного сообщения. Для решения данной задачи весь диапазон поиска по задержке и частоте разбивается на множество ячеек, в каждой из которых решается задача обнаружения сигнала при соответствующей данной ячейке частоте и задержке. Таким образом, традиционная задача поиска сигнала сводится к задаче обнаружения.

Шаг поиска по задержке определяется корреляционными свойствами дальномерного кода, а шаг поиска по частоте зависит от длительности интервала накопления сигнала в корреляторе. Учитывая то, что данная статья связана с вопросами длительности накопления сигнала в корреляторе, касающиеся только поиска по частоте, поиск по задержке далее не будем рассматривать. Будем считать, что задержка известна.

Обнаружение двухкомпонентного сигнала

При отсутствии априорных данных о наличии сигнала для его обнаружения можно использовать метод максимального правдоподобия, предполагающий сравнение функций правдоподобия при наличии и отсутствии сигнала [4]:

$$P(Y|\theta = 1) > P(Y|\theta = 0).$$

Для реализации данного метода необходимо получить функцию правдоподобия, усреднённую по всем неинформативным параметрам.

Запишем функцию правдоподобия для рассматриваемого сигнала:

$$P(Y|\theta, D, \phi) = c \exp\left\{-\frac{1}{2\sigma_n^2} \sum_{i=0}^{N_d-1} y(t_i) s(t_i)\right\} \exp\left\{\frac{1}{2\sigma_n^2} \sum_{j=0}^{N_d-1} s^2(t_j)\right\},$$

где $N_d = T/T_d$ – количество отсчётов на интервале накопления.

С учётом временного разделения между сигналами выражение под второй экспонентой определяется мощностью сигнала и не зависит от фазы сигнала и значений символов сообщения. В результате функция правдоподобия примет вид:

$$P(Y|\theta, D, \phi) = \bar{c} \exp\left\{-\frac{1}{2\sigma_n^2} \sum_{i=0}^{N_d-1} y(t_i) s(t_i)\right\}.$$

Подставим сюда выражение для входного сигнала:

$$P(Y|\theta, D, \phi) = \bar{c} \exp\left\{-\frac{1}{2\sigma_n^2} \sum_{i=0}^{N_d-1} y(t_i) A \theta G_{\text{дк}}^{\text{п}}(t_i - \tau) \cos(\omega t_i + \phi) dt\right\} \times \exp\left\{-\frac{1}{2\sigma_n^2} \sum_{i=0}^{M-1} \sum_{j=0}^{N_d-1} y(t_{i,j}) A \theta G_{\text{дк}}^{\text{д}}(t_{i,j} - \tau) D_j \cos(\omega t_{i,j} + \phi) dt\right\}.$$

Для реализации алгоритма необходимо усреднить данное выражение по всем неинформативным параметрам. На длительности интервала накопления находится M символов сообщения, которые образуют 2^M возможных комбинаций, множество которых обозначим как D . Функция правдоподобия, усреднённая по символам навигационного сообщения, примет вид:

$$P(\mathbf{Y} | \theta, \phi) = \tilde{c} \frac{1}{2^{NM}} \sum_{\mathbf{D}} \exp \left\{ -\frac{1}{2\sigma_n^2} \sum_{i=0}^{M-1} \sum_{j=0}^{N_m} y(t_{i,j}) A \theta \left(G_{\text{ДК}}^{\text{П}}(t_i - \tau) + G_{\text{ДК}}^{\text{Д}}(t_{i,j} - \tau) D_i \right) \cos(\omega t_{i,j} + \phi) \right\}.$$

Теперь полученное выражение необходимо усреднить по начальной фазе ϕ :

$$P(\mathbf{Y} | \theta, \phi) = \tilde{c} \frac{1}{2^{NM}} \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{+\pi} \sum_{\mathbf{D}} \exp \left\{ -\frac{1}{2\sigma_n^2} \sum_{i=0}^{M-1} \sum_{j=0}^{N_m} y(t_{i,j}) A \theta \left(G_{\text{ДК}}^{\text{П}}(t_i - \tau) + G_{\text{ДК}}^{\text{Д}}(t_{i,j} - \tau) D_i \right) \cos(\omega t_{i,j} + \phi) \right\} d\phi.$$

Используя линейность операций сложения и интегрирования, а также известный результат усреднения функции правдоподобия по фазе, получаем:

$$P(\mathbf{Y} | \theta) = \tilde{c} \cdot \sum_{\mathbf{D}} I_0 \left(\frac{A}{T\sigma_n^2} \sqrt{I^2(\mathbf{D}) + Q^2(\mathbf{D})} \right),$$

где

$$I(\mathbf{D}) = \sum_{i=0}^{M-1} \sum_{j=0}^{N_m} y(t_{i,j}) A \left(G_{\text{ДК}}^{\text{П}}(t_{i,j} - \tau) + G_{\text{ДК}}^{\text{Д}}(t_{i,j} - \tau) D_i \right) \cos(\omega t_{i,j}),$$

$$Q(\mathbf{D}) = \sum_{i=0}^{M-1} \sum_{j=0}^{N_m} y(t_{i,j}) A \left(G_{\text{ДК}}^{\text{П}}(t_{i,j} - \tau) + G_{\text{ДК}}^{\text{Д}}(t_{i,j} - \tau) D_i \right) \sin(\omega t_{i,j}).$$

В результате получен алгоритм, структурная схема которого приведена на рис. 2. Алгоритм предполагает суммирование откликов на выходе коррелятора для всех возможных комбинаций данных, поэтому далее будет его называть алгоритмом с перебором данных.

Алгоритм предполагает перебор 2^{NM} комбинаций входных данных, сложность его реализации экспоненциально зависит от длительности интервала накопления. Возможен другой, упрощенный алгоритм, для получения которого вводится более грубая модель входного сигнала. В данной модели предполагается, что фаза сигнала на каждом символе данных случайная и независимая. Таким образом, информация о связи фазы между соседними символами не учитывается. Модель сигнала примет вид:

$$y(t_{i,j}) = A \theta G_{\text{ДК}}^{\text{П}}(t_i - \tau) \cos(\omega t_i + \phi^{\text{П}}) + A \theta G_{\text{ДК}}^{\text{Д}}(t_{i,j} - \tau) \cos(\omega t_{i,j} + \phi_i^{\text{Д}}) + n(t).$$

В данном сигнале фаза пилот-сигнала $\phi^{\text{П}}$ и фазы в канале данных на каждом отдельном символе данных $\phi_i^{\text{Д}}$ считаются случайными независимыми равномерно распределенными на интервале $[-\pi; +\pi]$.

Для получения алгоритма необходимо функцию правдоподобия усреднить по всем неизвестным фазам:

$$P(\mathbf{Y} | \theta) = \tilde{c} \frac{1}{(2\pi)^{NM+1}} \int_{-\pi}^{+\pi} \dots \int_{-\pi}^{+\pi} \exp \left\{ -\frac{1}{2\sigma_n^2} \sum_{i=0}^{N_{\text{Д}}-1} y(t_i) A \theta G_{\text{ДК}}^{\text{П}}(t_i - \tau) \cos(\omega t_i + \phi^{\text{П}}) dt \right\} \times$$

$$\times \exp \left\{ -\frac{1}{2\sigma_n^2} \sum_{i=0}^{M-1} \sum_{j=0}^{N_m} y(t_{i,j}) A \theta G_{\text{ДК}}^{\text{Д}}(t_{i,j} - \tau) \cos(\omega t_{i,j} + \phi_i^{\text{Д}}) dt \right\} d\phi^{\text{П}} d\phi_0^{\text{Д}} \dots d\phi_{NM-1}^{\text{Д}}.$$

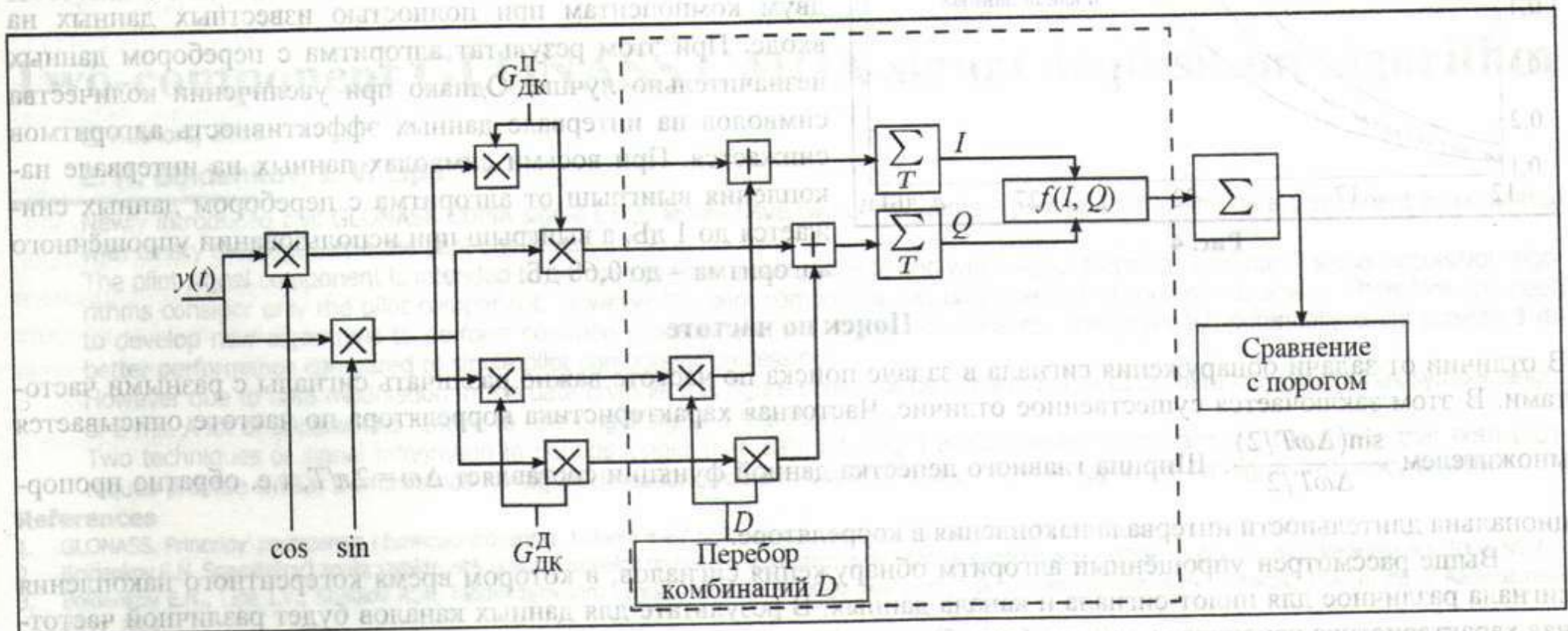


Рис. 2

В результате усреднения получим

$$P(Y|\theta) = \tilde{c}I_0 \left(\sqrt{I_{\Pi}^2} + (Q_{\Pi}^2) \right) \prod_{i=0}^{N_d-1} I_0 \left(\sqrt{I_{i,\Pi}^2} + (Q_{i,\Pi}^2) \right),$$

где

$$I_{\Pi}^{\Pi} = \sum_{i=0}^{N_d} y(t_i) A G_{\text{ДК}}^{\Pi}(t_{i,j} - \tau) \cos(\omega t_i), \quad Q_{\Pi}^{\Pi} = \sum_{i=0}^{N_d} y(t_i) A G_{\text{ДК}}^{\Pi}(t_{i,j} - \tau) \sin(\omega t_i),$$

$$I_{i,\Pi}^{\Pi} = \sum_{j=0}^{N_d} y(t_{i,j}) A G_{\text{ДК}}^{\Pi}(t_{i,j} - \tau) \cos(\omega t_{i,j}), \quad Q_{i,\Pi}^{\Pi} = \sum_{j=0}^{N_d} y(t_{i,j}) A G_{\text{ДК}}^{\Pi}(t_{i,j} - \tau) \sin(\omega t_{i,j}).$$

От этого выражения можно взять логарифм, в результате получен алгоритм, структура которого приведена на рис. 3.

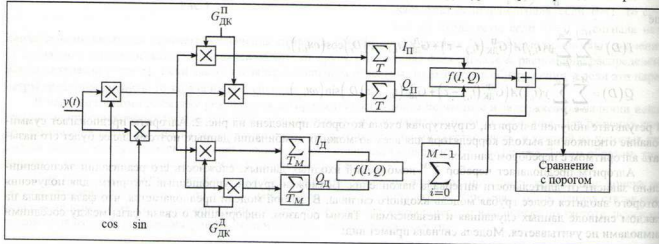


Рис. 3

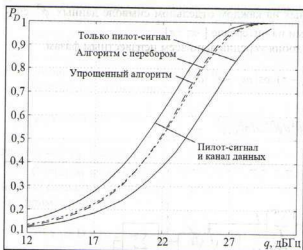


Рис. 4

Для сравнения характеристик двух алгоритмов проведено имитационное моделирование, результаты которого приведены на рис. 4. Моделирование осуществлено при накоплении сигнала на 8 мс, соответствующих двум символам данных.

Из графика можно видеть, что оба алгоритма обнаружения по двум компонентам с неизвестными данными дают промежуточные результаты между алгоритмами обнаружения только по пилот-сигналу и алгоритмом, работающим по двум компонентам при полностью известных данных на входе. При этом результат алгоритма с перебором данных незначительно лучше. Однако при увеличении количества символов на интервале данных эффективность алгоритмов снижается. При восьми символах данных на интервале накопления выигрыш от алгоритма с перебором данных снижается до 1 дБ, а выигрыш при использовании упрощенного алгоритма – до 0,68 дБ.

Поиск по частоте

В отличие от задачи обнаружения сигнала в задаче поиска по частоте важно различать сигналы с разными частотами. В этом заключается существенное отличие. Частотная характеристика коррелятора по частоте описывается множителем $\frac{\sin(\Delta\omega T/2)}{\Delta\omega T/2}$. Ширина главного лепестка данной функции составляет $\Delta\omega = 2\pi/T$, т.е. обратно пропорциональна длительности интервала накопления в корреляторе.

Выше рассмотрен упрощенный алгоритм обнаружения сигналов, в котором время когерентного накопления сигнала различное для пилот-сигнала и канала данных. В результате для данных каналов будет различной частотная характеристика накопителя в целом (рис. 5).

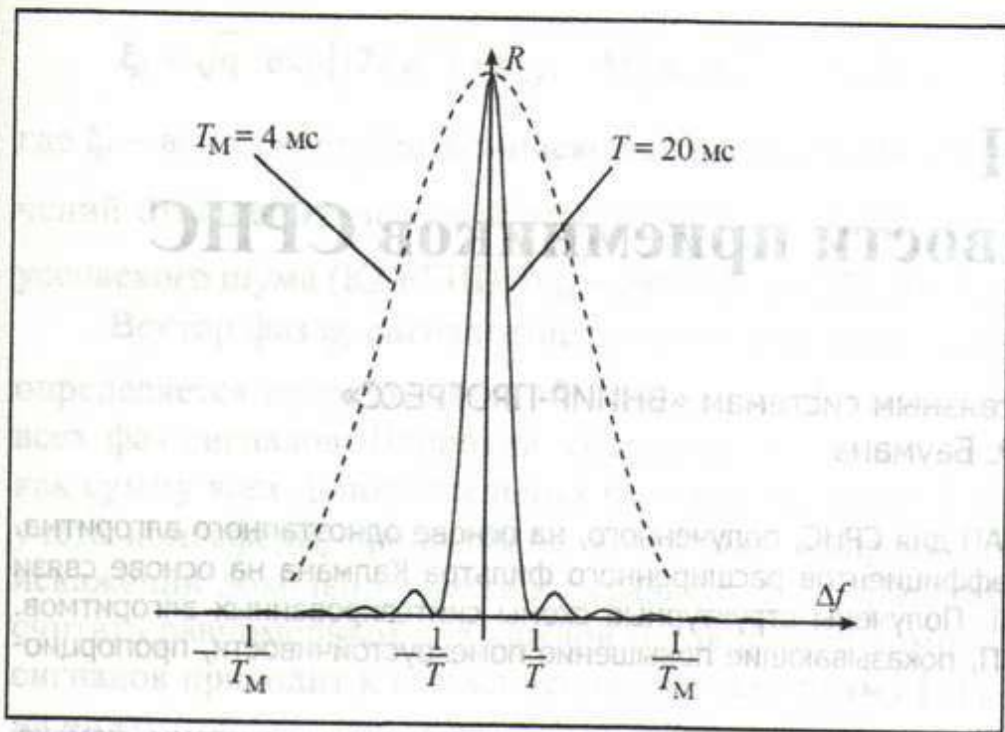


Рис. 5



Рис. 6

Учитывая то, что в упрощённом алгоритме длительность когерентного накопления сигнала в канале данных в M раз меньше, чем в пилот-сигнале, следует ожидать, что использование канала данных в алгоритме поиска по частоте не даст выигрыша по сравнению с работой только по пилот-сигналу. Для проверки данного утверждения проведено имитационное моделирование, результаты которого приведены на рис. 6. В процессе моделирования осуществлялся поиск сигнала по частоте в десяти ячейках, длительность интервала накопления составляла 2×4 мс.

Из данного графика следует, что алгоритм с перебором данных позволяет использовать дополнительную энергию из канала данных для уточнения частоты, в то время как в алгоритме с некогерентным накоплением на длительности символа данных добавление канала данных не улучшает характеристики.

● Приведены два алгоритма обнаружения, использующие обе компоненты сигнала ГЛОНАСС L1OC. Показано, что применение данных алгоритмов позволяет выиграть 1...2 дБ по сравнению с обработкой одного пилот-сигнала. Однако лишь один алгоритм, пригоден для использования при поиске сигнала по частоте. Недостатком данного алгоритма является экспоненциальный рост сложности с увеличением времени накопления.

Статья подготовлена при проведении НИР в рамках реализации ФЦП «Исследования и разработки по приоритетным направлениям развития научно-технологического комплекса России на 2007–2013 годы».

Литература

1. ГЛОНАСС. Принципы построения и функционирования. Издание 4-е / под ред. А.И. Перова, В.Н. Харисова. М.: Радиотехника. 2010. 800 с.
2. Болденков Е.Н. Сравнительный анализ характеристик приёма сигналов спутниковых навигационных систем с модуляцией BPSK(n) и BOC(m, n) // Радиотехника. 2008. № 7.
3. Болденков Е.Н., Липа И.В., Шатилов А.Ю. Модифицированный метод некогерентного накопления при поиске сигналов с модуляцией BOC(n, m) // Радиотехника. 2011. № 7.
4. Перов А.И. Статистическая теория радиотехнических систем. М.: Радиотехника. 2003.

Поступила 5 июня 2013 г.

Two-component GLONASS CDMA signal acquisition algorithm

© Authors, 2013

E. N. Boldenkov, I. V. Lipa

Newly introduced civil GLONASS CDMA signal L1OC would have two components – pilot and data. The data component is modulated with binary message while the pilot one is not.

The pilot signal component is intended to be used precise measurements and weak signal tracking. Traditional signal acquisition algorithms consider only the pilot component. However the pilot component has only one half of total signal power. Therefore one need to develop new algorithms to perform common processing of two signal components. This approach potentially could provide 3 dB better performance compared to single pilot component processing.

However due to data modulation in the data channel this figure could not be achieved. The L1OC data component has symbol length of 2 ms. A lot of applications require to use longer signal integration time.

Two techniques of signal integration in periods longer than data bit length are suggested in the article. It is shown that both techniques provide similar performance for signal detection problem, but only one of them is applicable for signal frequency search.

References

1. GLONASS. Principy' postroeniya i funkczionirovaniya. Izdanie 4-e / pod red. A.I. Perova, V.N. Xarisova. M.: Radiotexnika. 2010. 800 s.
2. Boldenkov E.N. Sravnitel'nyj analiz xarakteristik priyoma signalov sputnikovy'x navigaczionny'x sistem s moduljacziej BPSK(n) i BOC(m, n) // Radiotexnika. 2008. № 7.
3. Boldenkov E.N., Lipa I.V., Shatilov A.Ju. Modificzirovannyj metod nekogerentnogo nakopleniya pri poiske signalov s moduljacziej BOC(n, m) // Radiotexnika. 2011. № 7.
4. Perov A.I. Statisticheskaya teoriya radiotexnicheskix sistem. M.: Radiotexnika. 2003.