

Обработка сигналов с цифровой поднесущей двумя традиционными каналами коррелятора

©Авторы, 2021

Ольга Кирилловна Михайлова – инженер Лаборатории навигационных систем, Национальный исследовательский университет «МЭИ»

Илья Владимирович Корогодин – к.т.н., доцент кафедры Радиотехнических систем, ведущий научный сотрудник Лаборатории навигационных систем, Национальный исследовательский университет «МЭИ»

Аннотация

Постановка проблемы. С развитием спутниковых навигационных систем вводятся новые навигационные сигналы с BOC модуляцией. Эти сигналы имеют отличную от традиционных BPSK сигналов структуру, что приводит к усложнению обработки таких сигналов. Требуется изменение аппаратной структуры навигационных приемников, либо использование новых алгоритмов обработки.

Цель. Синтез и анализ алгоритма обработки BOC сигнала с помощью двух BPSK корреляторов, сравнимого по точности оценки задержки с алгоритмом, использующем специализированные корреляторы.

Результаты. Проведен синтез и анализ системы слежения за задержкой BOC сигналов при использовании двух корреляторов, изначально предназначенных для приема только BPSK сигналов. Получены статистические характеристики дискриминатора задержки. Показано как соотносятся точность и чувствительность полученного алгоритма слежения за задержкой относительно референсного алгоритма, предполагающего использования сигнала с цифровой поднесущей в опорном сигнале коррелятора. Получены характеристики захвата.

Практическая значимость. Представлен алгоритм обработки перспективных BOC сигналов, не требующий модификации традиционных корреляторов навигационного приемника. Данный алгоритм имеет большую практическую значимость, так как позволяет осуществлять высокоточный прием современных BOC и AltBOC сигналов, несмотря на ограничения, характерные для современной навигационной аппаратуры. Например, этот алгоритм позволяет принимать сигналы Galileo E5 с использованием популярной микросхемы радиочастотного блока NTLab NT1065. Предложен новый алгоритм захвата сигнала. Этот алгоритм позволяет избежать аномальных ошибок слежения, вызванных работой системы слежения в боковых нулях дискриминационной характеристики. Приводятся характеристики захвата для различных условий приема.

Ключевые слова

ГНСС, аппаратура потребителей, BOC сигналы, оценка задержки, точность, дискриминатор задержки, захват сигнала

Abstract

Problem statement. With the development of satellite navigation systems, new navigation BOC signals are being introduced. Since the structure of BOC signals differs from traditional BPSK signals, this complicates their processing, which may require hardware changes and often leads to the need to develop new ones.

Objective. Synthesis and analysis of the BOC signal processing algorithm using two BPSK correlators, comparable in accuracy to the direct method.

Results. The synthesis and analysis of the BOC signal delay tracking system using two correlators, originally designed to receive only BPSK-conducting signals, are carried out. The statistical characteristics of the delay discriminator are obtained. It is shown how the accuracy and sensitivity of the obtained delay tracking algorithm are correlated with respect to the reference algorithm, which assumes the use of a signal with a digital subcarrier in the reference signal of the correlator. The pull-in characteristic are obtained

Practical relevance. The processing algorithm BOC signals that doesn't require modification of the traditional correlators of the navigation receiver is presented. This algorithm is of great practical importance, since it allows for high-precision reception of modern BOC and AltBOC signals, despite the limitations characteristic of modern navigation equipment. For example, this algorithm allows to receive Galileo E5 signals using the popular NTLab NT1065 chip. A new signal pull-in algorithm is proposed. This algorithm allows to avoid abnormal tracking errors caused by the operation of the tracking system in the side zones of the s-curve. The pull-in characteristics for various receive conditions are given.

Keywords

GNSS, Galileo, BOC, AltBOC, delay estimation, correlation technique, pull-in

Введение

Спутниковые навигационные системы используются для определения местоположения потребителей посредством измерения задержки навигационных сигналов. Постепенно навигационные системы модернизируются, в них расширяется список используемых сигналов. Если первые сигналы имели модуляцию BPSK, то некоторые новые сигналы имеют модуляцию типа BOC (с модуляцией цифровой поднесущей). Такие сигналы

позволяют повысить точность оценки задержки, а также позволяют лучше использовать предоставленные частоты, что снижает внутрисистемные и межсистемные помехи.

ВОС сигналы помимо модуляции дальномерным кодом дополнительно модулируются цифровой поднесущей. Это усложняет их обработку, так как структура ВОС сигналов отличается от традиционных, что может потребовать изменение аппаратных средств, а зачастую приводит к необходимости разработки новых [1, 2].

Мощность ВОС сигнала сосредоточена в двух лепестках, однако, вся информация для приема и декодирования такого сигнала содержится в каждом из лепестков. Поэтому часто для обработки ВОС сигналов используют, так называемые, BPSK-like методы [3], которые позволяют использовать аппаратные модули, предназначенные только для BPSK сигналов. При применении этих методов либо обрабатывается только один лепесток, что ведёт к потере 3 дБ мощности, либо лепестки обрабатываются независимо. Но и в одном, и во втором случае расширяется корреляционный пик, из-за чего деградирует точность оценки задержки. Прямой прием ВОС сигнала обеспечивает потенциальную точность, но требует добавления цифровой поднесущей и в опорный сигнал коррелятора.

Наибольшая точность достигается при обработке обоих лепестков спектра когерентно. В работе предлагается использовать для обработки сигналов с ВОС модуляцией два традиционных BPSK канала коррелятора. Такой подход не требует изменения аппаратной части навигационного приемника, и может быть легко адаптирован для обработки AltВОС сигналов ввиду возможности отдельной настройки каждого канала коррелятора. Также благодаря этому возможно пропускать лепестки спектра сигнала с ВОС модуляцией через различные каналы радиочастотного блока (РЧБ), что снижает требование к ширине полосы пропускания РЧБ.

Цель работы – синтез и анализ алгоритма обработки ВОС сигнала с помощью двух BPSK корреляторов, сравнимого по точности с алгоритмом, использующем специализированные корреляторы.

Синтез алгоритма слежения

Рассмотрим обработку в приемнике навигационного сигнала на фоне белого шума, смесь которых наблюдается на выходе аналого-цифрового преобразователя (для простоты пренебрегаем квантованием сигнала АЦП по уровню):

$$y_{k,l} = S_{k,l}(\tau_k, \omega_k, \varphi_k) + n_{k,l}, \quad (1)$$

где $n_{k,l}$ -- ДГБШ с дисперсией σ_n^2 и нулевым математическим ожиданием.

Для простоты выкладок будем считать, что частота и амплитуда сигнала известны точно, так как успешно работают блок оценки отношения сигнал/шум и система слежения за частотой. Тогда в качестве модели навигационного сигнала на промежуточной частоте ω_f будем использовать:

$$S(\tau_k, \omega_k, \varphi_k) = AC(t_{k,l} - \tau_k)B(t_{k,l} - \tau_k) \cos(\omega_f t_{k,l} + \omega_k(l-1)T_d + \varphi_k), \quad (2)$$

где $C(\)$ – модуляция дальномерным кодом, $B(\)$ – модуляция цифровой поднесущей, A – амплитуда сигнала, принимается известной, $t_{k,l} = t_{1,l} + (k-1)T + (l-1)T_d$; где $T_d = 1/F_d$ – интервал дискретизации АЦП, $T = LT_d$, $l = 1..L$, $\omega_f = 2\pi f_{if}$, начальные фазы для разных интервалов наблюдения являются независимыми случайными величинами с равномерными законами распределения на интервале $\varphi_k \in [0; \pi]$, $\tau_k = t_{k,l} - t_{k,l}^{cs}$; где $t_{k,l}^{cs}$ – кодовое сигнальное время на момент $t_{k,l}$ по шкале времени приемника.

Параметр τ_k описывает псевдозадержку огибающей сигнала. Зададимся моделью марковского случайного процесса для него:

$$\begin{aligned}\tau_{k,l} &= \tau_{k-1,l} + v_{\tau;k-1,l} T, \\ v_{\tau;k,l} &= v_{\tau;k-1,l} + \xi_{v_{\tau};k-1,l},\end{aligned}\quad (3)$$

где $\xi_{v_{\tau};k-1}$ – дискретный белый гауссовский шум с нулевым математическим ожиданием и дисперсией D_{ξ} .

Рассмотрим задачу фильтрации параметра τ_k по критерию минимизации среднего риска при простой функции потерь [4], при этом параметр φ_k будем относить к неинформативным. Согласно статистической теории радиотехнических систем, квазиоптимальную оценку τ_k в приближении нормальности апостериорной плотности вероятности этого параметра можно получить с помощью следящей системы, состоящей из дискриминатора и сглаживающего фильтра.

Дискриминатор в описанной следящей системе описывается как производная усредненной по неинформативным параметрам функции правдоподобия. При принятой постановке задачи к неинформативным параметрам относится начальная фаза φ_k , что даёт выражение для дискриминатора, известного в литературе [3, Глава 6, стр.269] как NELP (англ. NELP, Non-coherent Early minus Late Power):

$$u_{\tau} = -(I_e^2 + Q_e^2) + (I_l^2 + Q_l^2), \quad (4)$$

где $I_{l/e}, Q_{l/e}$ – синфазная и квадратурная корреляционные суммы с опережающим/запаздывающим дальномерным кодом в опорном сигнале:

$$\begin{aligned}I_{1/l/e,k}^{direct} &= \sum_{l=1}^L y_{k,l} C_{k,l} \left(t_{k,l} - \left(\tilde{\tau}_k^C \begin{matrix} + \\ - \end{matrix} \Delta^C \right) \right) B_{k,l} \left(t_{k,l} - \left(\tilde{\tau}_k \begin{matrix} + \\ - \end{matrix} \Delta \right) \right) \cos(\omega_{if} t_{k,l} + \tilde{\omega}_k (l-1) T_d + \tilde{\varphi}_k), \\ Q_{1/l/e,k}^{direct} &= \sum_{l=1}^L y_{k,l} C_{k,l} \left(t_{k,l} - \left(\tilde{\tau}_k^C \begin{matrix} + \\ - \end{matrix} \Delta^C \right) \right) B_{k,l} \left(t_{k,l} - \left(\tilde{\tau}_k \begin{matrix} + \\ - \end{matrix} \Delta \right) \right) \sin(\omega_{if} t_{k,l} + \tilde{\omega}_k (l-1) T_d + \tilde{\varphi}_k),\end{aligned}\quad (5)$$

Здесь и далее символ " – "используется для обозначения параметров опорного сигнала. А также для краткости записи выражений для опережающей (early – e) и запаздывающей (late – l) компонент будет использоваться символ дробной черты. Так, обозначению " l/e " в нижнем индексе соответствуют обозначения в выражении " +/- ". Такая запись означает, что для запаздывающей компоненты l в выражении используются знаки "+" или "–" находящиеся над чертой, в данном случае "+" а опережающей компоненте соответствует знак, находящийся под чертой, в данном примере "–".

Реализация дискриминатора (4) в прямой форме требует создания специальных каналов коррелятора (5), в которых опорный сигнал содержит не только дальномерный код $C(\)$, но и цифровую поднесущую $B(\)$.

Проведем ряд преобразований, чтобы снизить требования к каналу коррелятора. Аппроксимируем цифровую поднесущую опорного сигнала её первой гармоникой для снижения требований к каналу коррелятора:

$$B_{k,l}(x) = \text{sign}(\sin(2\pi f_B x)) \approx \sin(2\pi f_B x) = \sin(\omega_B x), \quad (6)$$

где f_B – частота поднесущей, $\omega_B = 2\pi f_B$.

Разделим параметры задержки огибающей для дальномерного кода $\tau_k \rightarrow \tau_k^C$, $\Delta \rightarrow \Delta^C$ и поднесущей $\tau_k \rightarrow \tau_k^B$, $\Delta \rightarrow \Delta^B$. Тогда, например, синфазная опережающая корреляционная сумма с учетом (6) принимает вид:

$$\begin{aligned}
I_{e,k}^{split} &= \sum_{l=1}^L y_{k,l} C_{k,l} \left(t_{k,l} - (\tilde{\tau}_k^C - \Delta^C) \right) B_{k,l} \left(t_{k,l} - (\tilde{\tau}_k^B - \Delta^B) \right) \cos \left(\omega_{if} t_{k,l} + \tilde{\omega}_k (l-1) T_d + \tilde{\varphi}_k \right) \approx \\
&\approx \frac{1}{2} \sum_{l=1}^L y_{k,l} C_{k,l} \left(t_{k,l} - (\tilde{\tau}_k^C - \Delta^C) \right) \sin \left((\omega_{if} + \omega_B) t_{k,l} + \tilde{\omega}_k (l-1) T_d + \tilde{\varphi}_k - \omega_B (\tilde{\tau}_k^B - \Delta^B) \right) - \\
&- \frac{1}{2} \sum_{l=1}^L y_{k,l} C_{k,l} \left(t_{k,l} - (\tilde{\tau}_k^C - \Delta^C) \right) \sin \left((\omega_{if} - \omega_B) t_{k,l} + \tilde{\omega}_k (l-1) T_d + \tilde{\varphi}_k + \omega_B (\tilde{\tau}_k^B - \Delta^B) \right) = \\
&= \frac{-Q_{1e,k}^{ps} + Q_{2e,k}^{ps}}{2}.
\end{aligned} \tag{7}$$

Аналогично другие компоненты представимы в виде сумм:

$$\begin{aligned}
I_{e,k}^{split} &= \frac{Q_{2e,k}^{ps} - Q_{1e,k}^{ps}}{2}, \quad I_{l,k}^{split} = \frac{Q_{2l,k}^{ps} - Q_{1l,k}^{ps}}{2}, \\
Q_{e,k}^{split} &= \frac{I_{1e,k}^{ps} - I_{2e,k}^{ps}}{2}, \quad Q_{l,k}^{split} = \frac{I_{1l,k}^{ps} - I_{2l,k}^{ps}}{2},
\end{aligned} \tag{8}$$

где синфазные квадратурные суммы (“+” при Δ для later компонент, “-” – для early):

$$\begin{aligned}
I_{1/e,k}^{ps} &= \sum_{l=1}^L y_{k,l} C \left(t_{k,l} - (\tilde{\tau}_k^C +/_- \Delta^C) \right) \cos \left((\omega_{if} - \omega_B) t_{k,l} + \tilde{\omega}_k (l-1) T_d + \tilde{\varphi}_k + \omega_B (\tilde{\tau}_k^B +/_- \Delta^B) \right), \\
I_{2/e,k}^{ps} &= \sum_{l=1}^L y_{k,l} C \left(t_{k,l} - (\tilde{\tau}_k^C +/_- \Delta^C) \right) \cos \left((\omega_{if} + \omega_B) t_{k,l} + \tilde{\omega}_k (l-1) T_d + \tilde{\varphi}_k - \omega_B (\tilde{\tau}_k^B +/_- \Delta^B) \right),
\end{aligned} \tag{9}$$

а в квадратурных суммах отличается лишь тригонометрическая функция:

$$\begin{aligned}
Q_{1/e,k}^{ps} &= \sum_{l=1}^L y_{k,l} C \left(t_{k,l} - (\tilde{\tau}_k^C +/_- \Delta^C) \right) \sin \left((\omega_{if} - \omega_B) t_{k,l} + \tilde{\omega}_k (l-1) T_d + \tilde{\varphi}_k + \omega_B (\tilde{\tau}_k^B +/_- \Delta^B) \right), \\
Q_{2/e,k}^{ps} &= \sum_{l=1}^L y_{k,l} C \left(t_{k,l} - (\tilde{\tau}_k^C +/_- \Delta^C) \right) \sin \left((\omega_{if} + \omega_B) t_{k,l} + \tilde{\omega}_k (l-1) T_d + \tilde{\varphi}_k - \omega_B (\tilde{\tau}_k^B +/_- \Delta^B) \right).
\end{aligned} \tag{10}$$

Выражения (9)-(10) позволяют рассчитать корреляционные суммы, не используя цифровую поднесущую в опорном сигнале. Но они всё ещё трудно реализуемы аппаратно – в опорном сигнале для опережающей и запаздывающей компонент используются разные фазы гармонических колебаний, что потребует реализации для них разных цифровых генераторов синусоиды (от англ. NCO, numerically-controlled oscillator). Слагаемые $\pm \omega_B \Delta^B$, отличающие фазы этих компонент, постоянны на интервале коррелирования, поэтому необходимый фазовый сдвиг может быть внесён с помощью программных фазовращателей уже на выходе коррелятора. В эти же фазовращатели может быть вынесён сдвиг $\pm \omega_B \tilde{\tau}_k^B$, что позволит разомкнуть обратную связь от ССЗ к NCO коррелятора. Тогда,

$$\begin{aligned}
I_{1/e,k}^{ps} &= \sum_{l=1}^L y_{k,l} C \left(t_{k,l} - (\tilde{\tau}_k^C +/_- \Delta^C) \right) \cos \left((\omega_{if} - \omega_B) t_{k,l} + \tilde{\omega}_k (l-1) T_d + \tilde{\varphi}_k + \omega_B (\tilde{\tau}_k^B +/_- \Delta^B) \right) \\
&= \sum_{l=1}^L y_{k,l} C \left(t_{k,l} - (\tilde{\tau}_k^C +/_- \Delta^C) \right) \left[\cos \left((\omega_{if} - \omega_B) t_{k,l} + \tilde{\omega}_k (l-1) T_d + \tilde{\varphi}_k \right) \cos \left(\omega_B (\tilde{\tau}_k^B +/_- \Delta^B) \right) - \right. \\
&\quad \left. \sin \left((\omega_{if} - \omega_B) t_{k,l} + \tilde{\omega}_k (l-1) T_d + \tilde{\varphi}_k \right) \sin \left(\omega_B (\tilde{\tau}_k^B +/_- \Delta^B) \right) \right] = \\
&= \cos \left(\omega_B (\tilde{\tau}_k^B +/_- \Delta^B) \right) I_{1/e,k}^{reg} - \sin \left(\omega_B (\tilde{\tau}_k^B +/_- \Delta^B) \right) Q_{1/e,k}^{reg},
\end{aligned} \tag{11}$$

где $I_{1/e,k}^{reg}$, $Q_{1/e,k}^{reg}$ – корреляционные суммы, рассчитанные аппаратным BPSK коррелятором:

$$\begin{aligned}
I_{1/e,k}^{reg} &= \sum_{l=1}^L y_{k,l} C\left(t_{k,l} - \left(\tilde{\tau}_k^C + /_{-} \Delta^C\right)\right) \cos\left(\left(\omega_{if} - \omega_B\right)t_{k,l} + \tilde{\omega}_k (l-1)T_d + \tilde{\varphi}_k\right), \\
Q_{1/e,k}^{reg} &= \sum_{l=1}^L y_{k,l} C\left(t_{k,l} - \left(\tilde{\tau}_k^C + /_{-} \Delta^C\right)\right) \sin\left(\left(\omega_{if} - \omega_B\right)t_{k,l} + \tilde{\omega}_k (l-1)T_d + \tilde{\varphi}_k\right), \\
I_{2/e,k}^{reg} &= \sum_{l=1}^L y_{k,l} C\left(t_{k,l} - \left(\tilde{\tau}_k^C + /_{-} \Delta^C\right)\right) \cos\left(\left(\omega_{if} + \omega_B\right)t_{k,l} + \tilde{\omega}_k (l-1)T_d + \tilde{\varphi}_k\right), \\
Q_{2/e,k}^{reg} &= \sum_{l=1}^L y_{k,l} C\left(t_{k,l} - \left(\tilde{\tau}_k^C + /_{-} \Delta^C\right)\right) \sin\left(\left(\omega_{if} + \omega_B\right)t_{k,l} + \tilde{\omega}_k (l-1)T_d + \tilde{\varphi}_k\right).
\end{aligned} \tag{12}$$

Обобщим на остальные корреляционные суммы:

$$\begin{aligned}
I_{1/e,k}^{ps} &= +\cos\left(\omega_B\left(\tilde{\tau}_k^B + /_{-} \Delta^B\right)\right) I_{1/e,k}^{reg} - \sin\left(\omega_B\left(\tilde{\tau}_k^B + /_{-} \Delta^B\right)\right) Q_{1/e,k}^{reg}, \\
Q_{1/e,k}^{ps} &= +\sin\left(\omega_B\left(\tilde{\tau}_k^B + /_{-} \Delta^B\right)\right) I_{1/e,k}^{reg} + \cos\left(\omega_B\left(\tilde{\tau}_k^B + /_{-} \Delta^B\right)\right) Q_{1/e,k}^{reg}, \\
I_{2/e,k}^{ps} &= +\cos\left(\omega_B\left(\tilde{\tau}_k^B + /_{-} \Delta^B\right)\right) I_{2/e,k}^{reg} + \sin\left(\omega_B\left(\tilde{\tau}_k^B + /_{-} \Delta^B\right)\right) Q_{2/e,k}^{reg}, \\
Q_{2/e,k}^{ps} &= -\sin\left(\omega_B\left(\tilde{\tau}_k^B + /_{-} \Delta^B\right)\right) I_{2/e,k}^{reg} + \cos\left(\omega_B\left(\tilde{\tau}_k^B + /_{-} \Delta^B\right)\right) Q_{2/e,k}^{reg}.
\end{aligned} \tag{13}$$

Тогда (8) приобретают форму:

$$\begin{aligned}
I_{1/e,k}^{split} &= \frac{-\sin\left(\omega_B\left(\tilde{\tau}_k^B + /_{-} \Delta^B\right)\right)\left(I_{1/e,k}^{reg} + I_{2/e,k}^{reg}\right) - \cos\left(\omega_B\left(\tilde{\tau}_k^B + /_{-} \Delta^B\right)\right)\left(Q_{1/e,k}^{reg} - Q_{2/e,k}^{reg}\right)}{2} \\
Q_{1/e,k}^{split} &= \frac{+\cos\left(\omega_B\left(\tilde{\tau}_k^B + /_{-} \Delta^B\right)\right)\left(I_{1/e,k}^{reg} - I_{2/e,k}^{reg}\right) - \sin\left(\omega_B\left(\tilde{\tau}_k^B + /_{-} \Delta^B\right)\right)\left(Q_{1/e,k}^{reg} + Q_{2/e,k}^{reg}\right)}{2}
\end{aligned} \tag{14}$$

Выражения (14) позволяют рассчитать выходной сигнал NELP дискриминатора в приближении (6), используя пару традиционных корреляционных каналов, рассчитанных на обработку только BPSK, но не ВОС сигналов (см. рис. 1). На рисунке используются следующие аббревиатуры: РЧБ – радиочастотный блок, ФСШВ – фазовая сигнальная шкала времени, КСШВ – кодовая сигнальная шкала времени, ФД – фазовый дискриминатор, ЧД – частотный дискриминатор, ДЗ – дискриминатор задержки, ССФ, ССЗ, ССЧ – системы слежения за фазой, задержкой, частотой соответственно

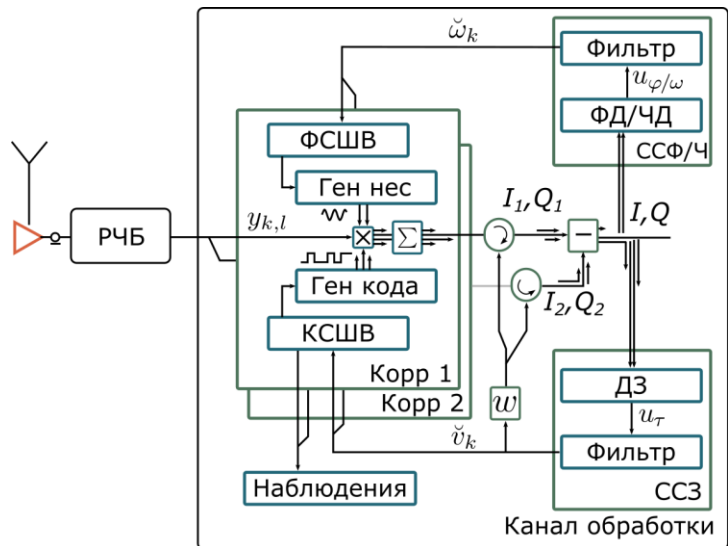


Рис. 1 – Обработка сигнала с цифровой поднесущей с использованием двух каналов коррелятора

Fig. 1 - Digital subcarrier signal processing using two correlator channels

Статистические характеристики

Статистический эквивалент сплит-коррелятора представляет из себя сумму систематической и флуктуационной составляющей:

$$I_{l/e,k}^{split} = M \left[I_{l/e,k}^{split} \right] + n_{le/k}^{split}, \quad Q_{l/e,k}^{split} = M \left[Q_{l/e,k}^{split} \right] + n_{le/k}^{split}, \quad (15)$$

где систематические составляющие:

$$\begin{aligned} M \left[I_{l,k}^{split} \right] &= \frac{AL}{\pi} \rho_C \left(\delta\tau^C - \Delta^C \right) \cos \left(\omega_B \left(\delta\tau_k^B - \Delta^B \right) \right) \text{sinc} \left(\frac{\delta\omega_k T}{2} \right) \cos \left(\frac{\delta\omega_k T}{2} + \delta\varphi_k \right), \\ M \left[Q_{l,k}^{split} \right] &= -\frac{AL}{\pi} \rho_C \left(\delta\tau^C - \Delta^C \right) \cos \left(\omega_B \left(\delta\tau_k^B - \Delta^B \right) \right) \text{sinc} \left(\frac{\delta\omega_k T}{2} \right) \sin \left(\frac{\delta\omega_k T}{2} + \delta\varphi_k \right), \\ M \left[I_{e,k}^{split} \right] &= \frac{AL}{\pi} \rho_C \left(\delta\tau^C + \Delta^C \right) \cos \left(\omega_B \left(\delta\tau_k^B + \Delta^B \right) \right) \text{sinc} \left(\frac{\delta\omega_k T}{2} \right) \cos \left(\frac{\delta\omega_k T}{2} + \delta\varphi_k \right), \\ M \left[Q_{e,k}^{split} \right] &= -\frac{AL}{\pi} \rho_C \left(\delta\tau^C + \Delta^C \right) \cos \left(\omega_B \left(\delta\tau_k^B + \Delta^B \right) \right) \text{sinc} \left(\frac{\delta\omega_k T}{2} \right) \sin \left(\frac{\delta\omega_k T}{2} + \delta\varphi_k \right), \end{aligned} \quad (16)$$

где $\rho_C ()$ – нормированная к единице в максимуме АКФ $C ()$, $\delta\tau^C = \tau^C - \tilde{\tau}^C$, $\delta\tau_k^B = \tau_k^B - \tilde{\tau}_k^B$, $\delta\omega_k = \omega_k - \tilde{\omega}_k$, $\delta\varphi_k = \varphi_k - \tilde{\varphi}_k$.

Флуктуационные составляющие $n_{le,k}^{split}$, $n_{qe,k}^{split}$, $n_{ll,k}^{split}$, $n_{ql,k}^{split}$ – нормальные случайные величины с нулевым математическим ожиданием и дисперсией $\sigma_{IQ}^{split2} = \sigma_n^2 / 2 = \sigma_n^2 L / 4$.

Взаимные дисперсии флуктуационных составляющих синфазных и квадратурных компонент:

$$M \left[n_{le,k}^{split} n_{qe,k}^{split} \right] = M \left[n_{ll,k}^{split} n_{ql,k}^{split} \right] = M \left[n_{le,k}^{split} n_{ql,k}^{split} \right] = M \left[n_{ll,k}^{split} n_{qe,k}^{split} \right] = 0 \quad (17)$$

Взаимные дисперсии одноименных (либо синфазных, либо квадратурных) компонент:

$$M \left[n_{le,k}^{split} n_{ll,k}^{split} \right] = M \left[n_{qe,k}^{split} n_{ql,k}^{split} \right] = \rho_C \left(2\Delta^C \right) \cos \left(2\omega_B \Delta^B \right) \sigma_{IQ}^{split2} = r_{2\Delta} \sigma_{IQ}^{split2}, \quad (18)$$

где $r_{2\Delta} = \rho \left(2\Delta^C \right) \cos \left(2\omega_B \Delta^B \right)$, $\sigma_{IQ}^{split2} = \frac{\sigma_n^2}{2} = \frac{\sigma_n^2 L}{4}$.

Дискриминационная характеристика находится как математическое ожидание выходного сигнала дискриминатора как функции ошибки по параметру слежения

$$U_\tau (\delta\tau) = M \left[u_\tau^{split} (\delta\tau) \right] - ? \quad (19)$$

При применении split-компонент выражение принимает вид:

$$\begin{aligned} U_\tau^{split} (\delta\tau) &= 2\sigma_{IQ}^2 \left(\frac{2}{\pi} \right)^2 q_{c/n0} T \text{sinc}^2 \left(\frac{\delta\omega_k T}{2} \right) \times \\ &\times \left[\rho_C^2 \left(\delta\tau^C - \Delta^C \right) \cos^2 \left(\omega_B \left(\delta\tau_k^B - \Delta^B \right) \right) - \rho_C^2 \left(\delta\tau^C + \Delta^C \right) \cos^2 \left(\omega_B \left(\delta\tau_k^B + \Delta^B \right) \right) \right], \end{aligned} \quad (20)$$

где $\sigma_{IQ}^2 = \frac{\sigma_n^2 L}{2}$, $q_{c/n0}$ – отношение сигнал/шум.

Определим крутизну дискриминационной характеристики при отсутствии рассогласования по задержке, и полагая рассогласование остальных параметров нулевым:

$$S_{\tau}^{split} = \left. \frac{\partial U_{\tau}^{split}(\delta\tau)}{\partial \delta\tau} \right|_{\delta\tau=0} = 4 \left(\frac{2}{\pi} \right)^2 q_{c/n0} T \sigma_{IQ}^2 \left(\frac{\tau_{ce} - \Delta^C}{\tau_{ce}^2} \right) \text{sinc}^2 \left(\frac{\delta\omega_k T}{2} \right) \times \left[1 + \cos(2\omega_B \Delta^B) + \omega_B (\tau_{ce} - \Delta^C) \sin(2\omega_B \Delta^B) \right]. \quad (21)$$

Флуктуационная характеристика дискриминатора находится как дисперсия его выходного процесса при нулевой ошибке по параметрам слежения:

$$D_{ur} = M \left[\left(u_{\tau}^{split} - M \left[u_{\tau}^{split} \right] \right)^2 \right] - ? \quad (22)$$

При применении сплит-компонент выражение флуктуационная характеристика имеет вид:

$$D_{ur}^{split} = (1 - r_{2\Delta}) 8\sigma_{IQ}^{split4} \left(4 \left(\frac{2}{\pi} \right)^2 q_{c/n0} T r_{\Delta}^2 + 1 + r_{2\Delta} \right) = (1 - r_{2\Delta}) 8q_{c/n0} T \sigma_{IQ}^{split4} \left(4 \left(\frac{2}{\pi} \right)^2 r_{\Delta}^2 + \frac{1 + r_{2\Delta}}{q_{c/n0} T} \right), \quad (23)$$

где $r_{\Delta} = \rho_C(\Delta^C) \cos(\omega_B \Delta^B)$.

При анализе синтезированной дискриминатор будем сравнивать с дискриминатором задержки (4) с использованием корреляционных сумм в прямой форме, которые рассчитываются по формулам (5). Тогда дискриминационная характеристика такого дискриминатора задержки имеет вид:

$$U_{\tau}^{direct}(\delta\tau) = 2\sigma_{IQ}^2 q_{c/n0} T \text{sinc}^2 \left(\frac{\delta\omega_k T}{2} \right) \left[\rho_{BC}^2(\delta\tau - \Delta) - \rho_{BC}^2(\delta\tau + \Delta) \right], \quad (24)$$

где $\rho_{BC}(\cdot)$ – нормированная к единице в максимуме АКФ $B(\cdot) \cdot C(\cdot)$.

Её крутизна

$$S_{\tau}^{direct} = \left. \frac{\partial U_{\tau}^{direct}(\delta\tau)}{\partial \delta\tau} \right|_{\delta\tau=0} = 8\sigma_{IQ}^2 q_{c/n0} T \text{sinc}^2 \left(\frac{\delta\omega_k T}{2} \right) \left(1 - \frac{\Delta}{\tau_{zero}} \right) \left(\frac{1}{\tau_{zero}} \right), \quad (25)$$

где τ_{zero} – половина ширины первого пика АКФ огибающей ВОС сигнала по первым нулям.

Флуктуационная характеристика при использовании корреляторов в прямой форме в NELP-дискриминаторе:

$$D_{ur}^{direct} = (1 - \rho_{BC}(2\Delta)) 8\sigma_{IQ}^4 \left(2q_{c/n0} T \rho_{BC}^2(\Delta) + 1 + \rho_{BC}^2(2\Delta) \right) = (1 - \rho_{BC}(2\Delta)) 16q_{c/n0} T \sigma_{IQ}^4 \left(\rho_{BC}^2(\Delta) + \frac{1 + \rho_{BC}(2\Delta)}{2q_{c/n0} T} \right). \quad (26)$$

Особенности обработки ВОС и AltВОС сигналов

Мы рассмотрели способ приема ВОС сигнала при помощи традиционных BPSK корреляторов, при этом для обработки каждого из главных лепестков спектра выделяется один канал коррелятора (5). В современной спутниковой радионавигационной системе Galileo используется сигнал E5 с модуляцией AltВОС(15,10). Такой тип модуляции аналогичен модуляции ВОС, отличием является то, что в каждом лепестке спектра радиосигнала содержится свой дальномерный код $C_x(\cdot)$. Обобщим полученный алгоритм для случая обработки сигнала с AltВОС модуляцией. Вследствие того, что используются два разных канала, возможно применять в них разные дальномерные коды и разные входные

СИГНАЛЫ:

$$\begin{aligned}
 I_{1/e,k}^{reg} &= \sum_{l=1}^L y_{1,k,l} C_1 \left(t_{k,l} - \left(\tilde{\tau}_k^C + /_{-} \Delta^C \right) \right) \cos \left(\left(\omega_{if} - \omega_B \right) t_{k,l} + \tilde{\omega}_k (l-1) T_d + \tilde{\varphi}_k \right), \\
 Q_{1/e,k}^{reg} &= \sum_{l=1}^L y_{1,k,l} C_1 \left(t_{k,l} - \left(\tilde{\tau}_k^C + /_{-} \Delta^C \right) \right) \sin \left(\left(\omega_{if} - \omega_B \right) t_{k,l} + \tilde{\omega}_k (l-1) T_d + \tilde{\varphi}_k \right), \\
 I_{2/e,k}^{reg} &= \sum_{l=1}^L y_{2,k,l} C_2 \left(t_{k,l} - \left(\tilde{\tau}_k^C + /_{-} \Delta^C \right) \right) \cos \left(\left(\omega_{if} + \omega_B \right) t_{k,l} + \tilde{\omega}_k (l-1) T_d + \tilde{\varphi}_k \right), \\
 Q_{2/e,k}^{reg} &= \sum_{l=1}^L y_{2,k,l} C_2 \left(t_{k,l} - \left(\tilde{\tau}_k^C + /_{-} \Delta^C \right) \right) \sin \left(\left(\omega_{if} + \omega_B \right) t_{k,l} + \tilde{\omega}_k (l-1) T_d + \tilde{\varphi}_k \right),
 \end{aligned}
 \tag{27}$$

где y_1, y_2 – входные сигналы нижнего и верхнего лепестков спектра, $C_1(), C_2()$ – дальномерные коды нижнего и верхнего лепестков спектра соответственно.

Такая возможность позволяет с помощью описанного сплит-метода принимать сигналы E5 Galileo, имеющий AltBOC модуляцию. Более того, разные лепестки спектра могут пропускаться через разные радиотракты, как это возникает, например, при использовании популярной микросхемы NT1065 “Nomada”. В случае обработки сигнала Galileo E5I микросхемой NT1065 могут быть использованы два канала, с одинаковой частотой гетеродина $f = 5 \cdot 238 = 1190$ МГц: RF1_IN и RF2_IN, с настройками LSB и USB соответственно. Тогда компонента сигнала E5a будет пропускаться через канал RF1_IN, а компонента E5b через RF2_IN (см. рис. 2), формируя два разных цифровых сигнала. Эти сигналы могут быть распределены между двумя BPSK корреляторами и обработаны, что недоступно при использовании специализированного BOC коррелятора

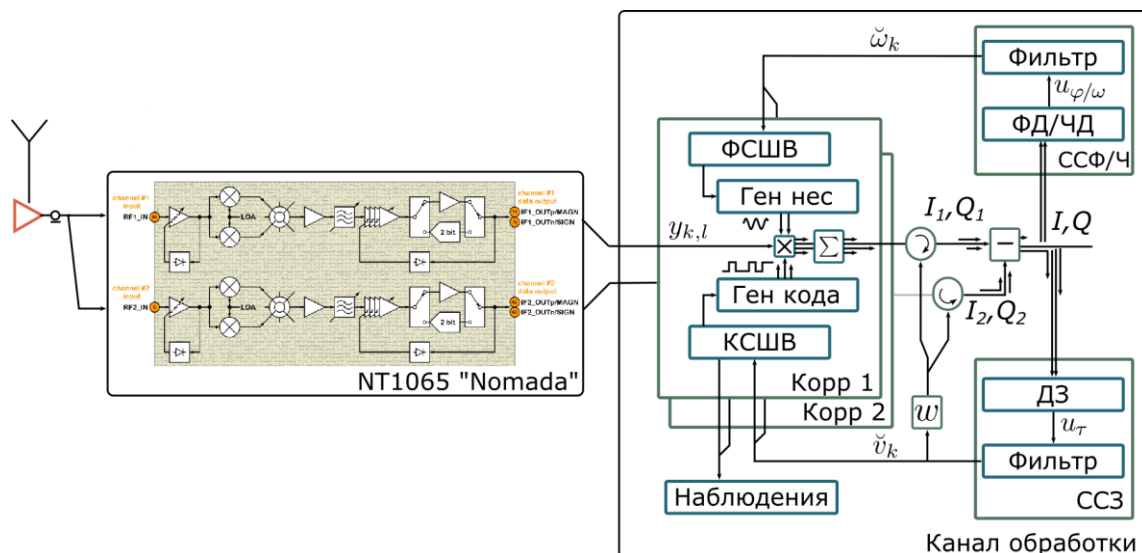


Рис. 2 – Обработка сигнала Galileo E5I с использованием микросхемы NT1065 “Nomada”
 Fig. 2 – Galileo E5I signal processing using the NT1065 "Nomada" chip

Использование алгоритма при втягивании систем слежения

Использование модуляции поднесущей в большинстве случаев повышает точность оценки задержки, однако она имеет некоторые недостатки, которые связаны с видом

автокорреляционной функции. Автокорреляционная функция ВОС сигнала имеет многопиковый характер, что делает приемник, предназначенный для обработки таких сигналов, более чувствительным к динамическим ошибкам, повышая вероятность ложного захвата. Однако, если система слежения настроена на главный пик АКФ, то точность оценки задержки лучше, чем для соответствующего сигнала BPSK, за счет более узкого главного пика АКФ.

В литературе рассматривается проблема ложного захвата при обработке ВОС сигналов и описываются некоторые методики для решения этой проблемы [5, 6, 7, 8].

Рассмотрим далее способ уменьшения вероятности ложного захвата слежения за задержкой ВОС сигнала с использованием полученных ранее сплит корреляционных сумм (14). Данный способ, по сути, определяет алгоритм втягивания следящей системы за задержкой сигнала и не требует изменения аппаратной части навигационного приемника.

При использовании такого подхода разделение параметров задержки огибающей для дальномерного кода $\tau_k \rightarrow \tau_k^C$, $\Delta \rightarrow \Delta^C$ и поднесущей $\tau_k \rightarrow \tau_k^B$, $\Delta \rightarrow \Delta^B$ позволяет по отдельности управлять этими параметрами в опорном сигнале. Для наглядности представим корреляционную сумму сигнала с модуляцией поднесущей в виде поверхности (см. рис. 3).

Как было сказано ранее, автокорреляционная функция ВОС сигналов многопиковая, и при слежении за параметрами сигнала важно отличить главный корреляционный пик от ложных/побочных. Для этого при запуске систем слежения можно перестать управлять параметром τ^B из ССЗ, при этом дискриминационная характеристика будет иметь более широкую апертуру и не будет иметь ложных

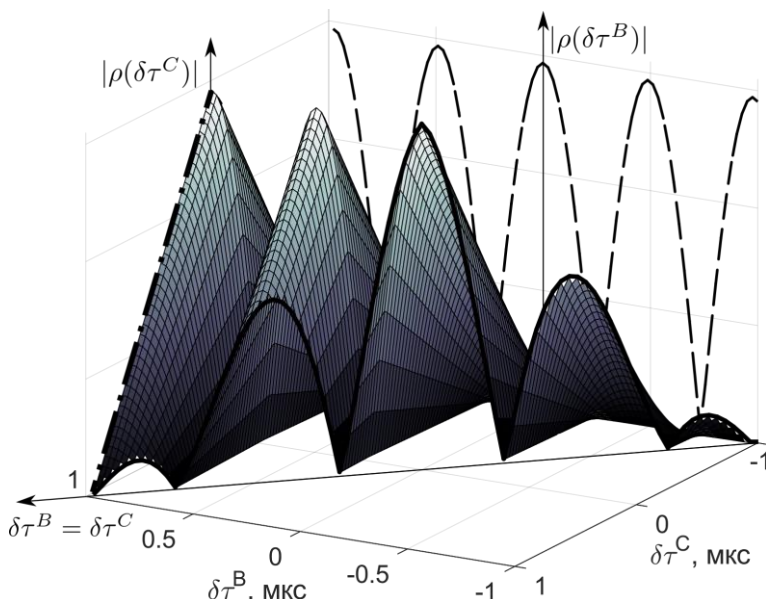


Рис. 3 – Двумерная АКФ сигнала ВОС(1,1)
Fig. 3 – Two-dimensional ACF of BOC(1,1) signal

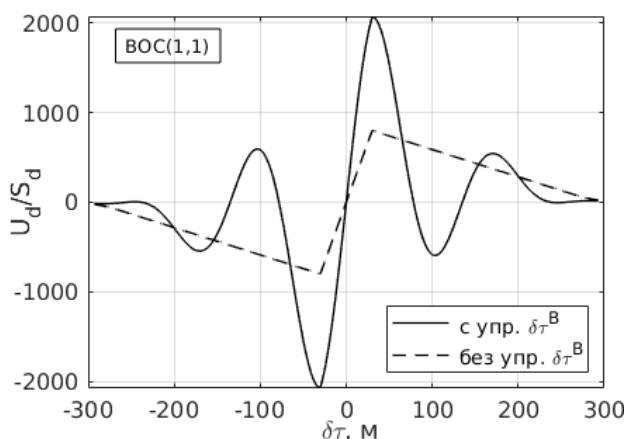


Рис. 4 – ДХ с управлением τ^B и без управления τ^B для сплит-алгоритма
Fig. 4 – S-curve with and without control τ^B for the split algorithm

нулей. На рисунке 4 показаны: пунктирной линией – дискриминационная характеристика сплит-дискриминатора без управления τ^B , сплошной линией нормированная на крутизну дискриминационная характеристика с управлением τ^B .

Аналогично корреляционная функция будет более широкая и не будет иметь ложных максимумов (штрихпунктирная линия на рис. 3). В таком режиме по сигналу рассогласования на выходе дискриминатора, подстраивая τ^C , можно свести ошибку почти к нулю. После того, как закончился переходной процесс, режим отдельного втягивания выключается. Включается управление задержкой поднесущей ($\delta\tau^B = \delta\tau^C$). При этом мы получаем

многопиковую корреляционную функцию с узким главным пиком (сплошная линия на рис. 3). Полученная корреляционная функция соответствует срезу двумерной корреляционной функции $\delta\tau^B = \delta\tau^C$ (см. рис. 3).

Таким образом алгоритм позволяет отдельно подстраивать задержку дальномерного кода и задержку поднесущей, что может быть использовано для разрешения неоднозначности задержки огибающей ВОС сигнала, вызванной многопиковым характером его корреляционной функции. Особенностью данного алгоритма является то, что начальное значение задержки поднесущей является случайной величиной и может попадать в минимумы корреляционной функции поднесущей (пунктирная линия на рис. 3). В таком случае реальная крутизна ДХ в режиме отдельного вытягивания будет меньше, чем рассчитанная. Под термином рассчитанная крутизна, в данном случае, понимается крутизна, рассчитанная при условии, что задержка поднесущей попала в максимум своей корреляционной функции. В связи с этим реальная полоса системы уменьшается, переходной процесс занимает больше времени. Для уменьшения этого влияния предлагается увеличивать полосу примерно до 2-3 Гц.

Компьютерная модель синтезированного алгоритма

В результате синтеза алгоритма дискриминатора задержки (4) с применением сплит-корреляционных сумм (14) были получены аналитические выражения, определяющие его дискриминационную (20) и флуктуационную (23) характеристики. Кроме того в работе получены аналогичные аналитические выражения, определяющие ДХ (24) и ФХ (26) для дискриминатора задержки с применением корреляционных сумм в прямой форме (5). Для проверки аналитических выражений дискриминационных характеристик проведено имитационное моделирование методом статистических эквивалентов двух алгоритмов дискриминатора задержки.

Моделирование проводилось при следующих параметрах: отношение сигнал шум $q_{c/n0} = 35$ дБГц, время накопления в корреляторах $T_c = 5$ мс, усреднение проводилось по 1000 реализациям. При построении характеристик ошибки слежения по фазе $\delta\varphi_k$ и частоте $\delta\omega_k$ полагались равными нулю.

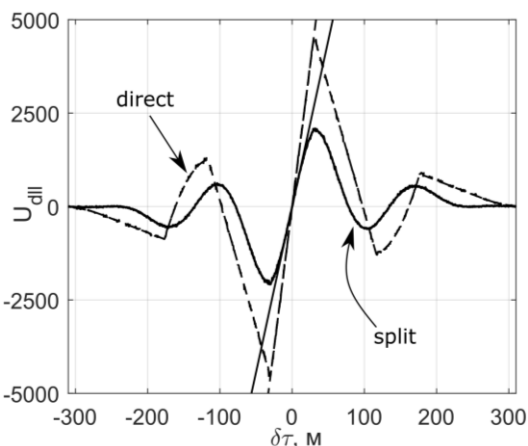


Рис. 5 – Дискриминационные характеристики
Fig. 5 – S-curves

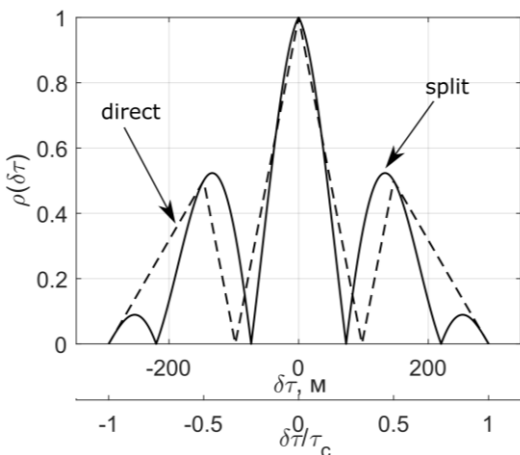


Рис. 6 – Корреляционные функции
Fig. 6 – Autocorrelation functions

сумм: сплит-компонент и корреляционных сумм в прямой форме. Моделирование производилось в отсутствии шума. В данном контексте термин "корреляционная функция"

На рисунке 5 представлены полученные в результате моделирования, а также рассчитанные по аналитическим выражениям дискриминационные характеристики для сигнала с модуляцией ВОС(1,1). Отметим, что как и ожидалось, дискриминационные характеристики имеют многопиковый характер ввиду использования модуляции цифровой поднесущей. ДХ дискриминатора задержки при применении сплит компонент оказывается сглаженной. Это обусловлено аппроксимацией цифровой поднесущей ее первой гармоникой (6).

На рисунке 6 представлены корреляционные функции (prompt) для двух типов корреляционных функций

использован для обозначения зависимости выходного сигнала от ошибки по задержке или, говоря строже, как $\rho(\delta\tau) \sim \sqrt{I_p^2 + Q_p^2}$.

С целью сравнения точности и чувствительности (помехоустойчивости) алгоритмов дискриминатора задержки при использовании сплит корреляционных сумм (split) и корреляционных сумм в прямой форме (direct) проведено моделирование системы слежения за задержкой сигнала с модуляцией цифровой поднесущей. Модель включает в себя только систему слежения за задержкой, ошибки от других систем не учитываются. Модель выполнена на статистических эквивалентах дискриминаторов. Динамика задержки сигнала в модели обусловлена только нестабильностью опорного генератора. В фильтрационном алгоритме используются коэффициенты фильтра в установившемся режиме.

Под чувствительностью здесь будем понимать пороговое значение отношения сигнал/шум, при котором СКО ошибки слежения за задержкой еще не превышает порог. В качестве критерия срыва слежения было использовано следующее практическое правило [9]:

$$3\sigma_\tau > \frac{D}{2} \quad (28)$$

где D – расстройка между компонентами early и late.

Учитывая используемые в данной работе обозначения, формула (28) для критерия срыва слежения принимает вид:

$$\sigma_\tau > \frac{\Delta^c}{3}, \quad (29)$$

где Δ^c – расстройка между компонентами early и prompt.

Под точностью будем понимать СКЗ ошибки слежения за задержкой сигнала. Для удобства сравнения построим зависимости точности и чувствительности от Δ^c – расстройки между компонентами early и prompt. Полученные усредненные зависимости приведены на рисунке 7 для модуляции ВОС(1,1). Моделирование проводилось при фиксированной полосе ССЗ $\Delta f_{cc3} = 0.5$ Гц, при отношении сигнал/шум $q_{c/n0} = 45$ дБГц. По графикам на рисунке 7 видно, что при определенных значениях расстройки между early и prompt компонентами коррелятора split алгоритм имеет лучшие (по сравнению с direct алгоритмом) значения точности и чувствительности слежения.

Ранее был рассмотрен алгоритм раздельного втягивания с использованием сплит корреляторов, который может применяться для разрешения неоднозначности при захвате на слежение ВОС сигналов. С помощью модели системы слежения за задержкой сигнала были получены характеристики захвата сигнала ВОС(1,1) на слежение для двух случаев split и direct (см. рис. 8)

Для сравнения характеристик захвата моделировались два алгоритма:

- 1) Direct – моделируется ССЗ и алгоритм дискриминатора с использованием корреляционных сумм в прямой форме.
- 2) Split – моделируется ССЗ и алгоритм дискриминатора с использованием сплит корреляционных сумм. Применяется режим раздельного управления при втягивании системы слежения.

При моделировании split алгоритма в начале времени моделирования осуществляется управление только задержкой огибающей дальномерного кода τ^c , при фиксированной задержке цифровой поднесущей τ^B . Причем начальное значение задержки поднесущей принимается равным начальному значению задержки огибающей дальномерного кода.

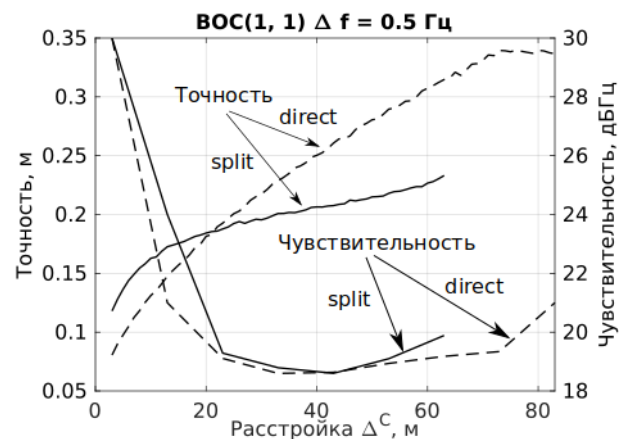


Рис. 7 – Характеристики слежения за задержкой сигнала

Fig. 7 – Signal delay tracking characteristics

Время моделирования составляет 20 секунд, причем режим раздельного втягивания работает первые 10 секунд, а далее включается управление задержкой поднесущей. Результатом работы каждого алгоритма является оценка задержки. Полученная оценка является случайной величиной.

В качестве метрики вводятся три вероятности:

1) Захват (захват за главный пик) – вероятность попадания оценки в главный пик АКФ,

2) Ложный захват (захват за боковой пик) – вероятность попадания оценки в интервалы, соответствующие боковым пикам АКФ,

3) Срыв (отсутствие захвата) – вероятность попадания оценки за пределы корреляционного пика.

В разных экспериментах при наборе статистики алгоритмы стартуют со случайной задержкой внутри заданного окна, то есть со случайной начальной ошибкой. В качестве оценки задержки, при расчете вероятности, берется последняя задержка на интервале моделирования.

Самым плохим результатом работы системы слежения является состояние ложного захвата, так как система считает, что ошибка сведена к нулю и не предпринимает никаких действий к ее уменьшению. На самом деле присутствует ошибка слежения, например, для случая обработки сигнала ВОС(1,1) ошибка составляет около 160 метров. Алгоритм втягивания split имеет очень низкую вероятность ложного захвата по сравнению с прямым алгоритмом direct, что является явным преимуществом. Также split алгоритм имеет большее значение вероятности захвата чем direct алгоритм начиная с отношения сигнал/шум более 25 дБГц.

Заключение

В работе проведен синтез и анализ системы слежения за задержкой ВОС сигналов при использовании двух корреляторов, изначально предназначенных для приема только BPSK сигналов. Такой подход не требует модификации аппаратной части навигационного приемника.

Работоспособность алгоритма и статистические характеристики проверены имитационным моделированием.

Показана возможность раздельного управления параметрами задержки огибающей для дальномерного кода $\tau_k \rightarrow \tau_k^C$, $\Delta \rightarrow \Delta^C$ и поднесущей $\tau_k \rightarrow \tau_k^B$, $\Delta \rightarrow \Delta^B$ в опорном сигнале, что используется для разрешения неоднозначности задержки огибающей ВОС сигнала, вызванной многопиковым характером его корреляционной функции. Предложен алгоритм втягивания системы слежения за задержкой сигнала, значительно снижающий вероятность ложного захвата.

Возможность отдельной настройки каналов коррелятора позволяет обрабатывать сигналы с AltВОС модуляцией. Также это позволяет обрабатывать ВОС и AltВОС сигналы, пропуская разные лепестки спектра через разные радиочастотные тракты, что снижает требования к последним. Описан случай такой обработки с помощью популярной микросхемы NT1065 “Nomada”.

Литература

1. J. Wendel, F. M. Schubert, S. Hager. A Robust Technique for Unambiguous BOC Tracking / Proceedings of the 26th International Technical Meeting of the ION Satellite Division, ION GNSS+2013, Nashville, Tennessee,

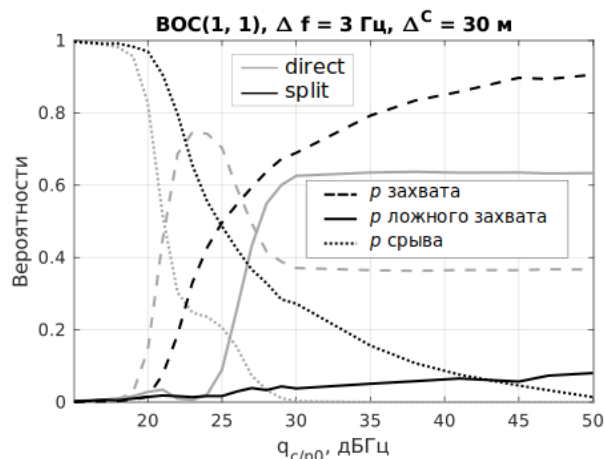


Рис. 8 – Характеристики захвата
Fig. 8 – Pull-in characteristics

- September 16-20, 2013. — P.3536-3547.
2. Simsky, Andrew & Sleewaegen, Jean-Marie. Experimental and Professional Galileo Receivers, 2015 10.1007/978-94-007-1830-2_12.
 3. ГЛОНАСС. Принципы построения и функционирования / Под. ред. Перова А.И., Харисова В.Н.. — изд. 4-е, перераб и доп — М.: Радиотехника, 2010. — 800 с.
 4. Перов, А. И. Статистическая теория радиотехнических систем. — М.: Радиотехника, 2003. — 400 с.
 5. Analysis of Non Ambiguous BOC Signal Acquisition Performance /Vincent Calmettes, Vincent Heiries, Daniel Roviras, Lionel Ries. —2004. —01.
 6. Musso Maristella, Cattoni Andrea, Regazzoni Carlo. A New Fine Tracking Algorithm for Binary Offset Carrier Modulated Signals. —2006. —09.
 7. Fante Ronald. Unambiguous Tracker for GPS Binary-Offset- Carrier Signals. —2003. —01.
 8. Yao Zheng. Unambiguous Processing Techniques of Binary Offset Carrier Modulated Signals. —2012. —02. — ISBN: 978-953-307-843-4.
 9. E.D. Kaplan, C.J. Hegarty. Understanding GPS: Principles and Applications – second edition. —Artech House, 2005. —ISBN: 1580538940.

References

1. J. Wendel, F. M. Schubert, S. Hager. A Robust Technique for Unambiguous BOC Tracking / Proceedings of the 26th International Technical Meeting of the ION Satellite Division, ION GNSS+2013, Nashville, Tennessee, September 16-20, 2013. — P.3536-3547.
2. Simsky, Andrew & Sleewaegen, Jean-Marie. Experimental and Professional Galileo Receivers, 2015 10.1007/978-94-007-1830-2_12.
3. ГЛОНАСС. Construction and functioning principles (in Russian) / Under edition of A.I. Perov, V.N. Kharisov. Publisher, 4 f., Interpretation and additional M.: Radiotekhnika. 2010. 800 с.
4. Perov, A. I. Radio engineering systems statistical theory (in Russian) - M.: Radiotekhnika, 2003. - 400 p.
5. Analysis of Non Ambiguous BOC Signal Acquisition Performance /Vincent Calmettes, Vincent Heiries, Daniel Roviras, Lionel Ries. —2004. —01.
6. Musso Maristella, Cattoni Andrea, Regazzoni Carlo. A New Fine Tracking Algorithm for Binary Offset Carrier Modulated Signals. —2006. —09.
7. Fante Ronald. Unambiguous Tracker for GPS Binary-Offset- Carrier Signals. —2003. —01.
8. Yao Zheng. Unambiguous Processing Techniques of Binary Offset Carrier Modulated Signals. —2012. —02. —ISBN: 978-953-307-843-4.
9. E.D. Kaplan, C.J. Hegarty. Understanding GPS: Principles and Applications – second edition. —Artech House, 2005. —ISBN: 1580538940.

BOC signals processing by two traditional correlator channels

©Authors, 2021

Olga Kirillovna Mikhaylova – engineer, Navigation Systems Laboratory, National Research University "MPEI"

Ilya Vladimirovich Korogodin – Ph.D., lead researcher, Navigation Systems Laboratory, National Research University "MPEI"
