

УДК 621.37:621.391

МОДЕЛИРОВАНИЕ ГИБРИДНОЙ СИСТЕМЫ ФАЗОВОЙ И ТАКТОВОЙ СИНХРОНИЗАЦИИ ФМ-СИГНАЛОВ

Б.И. Шахтарин, Ю.А. Сидоркина, И.А. Кульков

МГТУ им. Н.Э. Баумана, Москва, Российская Федерация
e-mail: shakhtarin@mail.ru; sidyulia5969@yandex.ru; ilkulkov@gmail.com

Разработаны имитационные модели элементов гибридной системы синхронизации ФМ-2 сигналов, таких как схема Костаса и схема слежения за задержкой в среде System Vue. Моделирование процессов фазовой синхронизации в схеме Костаса и тактовой синхронизации в схеме слежения за задержкой проводилось при имитации воздействия аддитивного белого гауссового шума на входной сигнал и для различных типов дискриминаторов. В результате имитационного моделирования получены зависимости времени переходного процесса и установившегося значения разности фаз между несущей входного сигнала и синфазным сигналом с управляемого генератора от отношения сигнал/шум с различной точностью захвата по частоте, а также плотность распределения вероятности ошибки слежения при различных отношениях сигнал/шум.

Ключевые слова: широкополосный сигнал, псевдослучайная последовательность, схема Костаса, схема слежения за задержкой, имитационное моделирование.

SIMULATION OF HYBRID SYSTEM PHASE AND CLOCK SYNCHRONIZATION PM-SIGNALS

B.I. Shakhtarin, Y.A. Sidorkina, I.A. Kul'kov

МГТУ им. Н.Э. Баумана, Москва, Российская Феде
e-mail: shakhtarin@mail.ru; sidyulia5969@yandex.ru; ilkulkov@gmail.com

The simulation technique's models of hybrid synchronization system 2-PM signals such as Costas scheme and the delay tracking scheme were developed in the SystemVue. Processes simulating of the phase locking in the Costas loop and the clock synchronization in the delay locked loop scheme were done with the simulated impact of additive white Gaussian noise on the input signal and for the different type of discriminator. As a result of the simulation technique the dependences of the time of the transition process and steady-state values of the phase difference between the input signal carrier and common-mode signal from the controlled generator vs managed-noise with various precision of frequency capture, as well as the density of the probability distribution of the tracking errors at the different value of the signal-to-noise ratio were obtained.

Keywords: wideband signal, pseudo random sequence, Costas loop, delay locked loop, simulation technique.

В настоящее время большинство систем радиосвязи и радионавигации строятся на основе расширения спектра, что позволяет избежать ряда проблем, а также отвечает современным требованиям по

мощности передаваемого сигнала и информационной безопасности. В основе таких систем лежат широкополосные (шумоподобные) сигналы (ШПС).

В настоящее время системы с ШПС получили широкое распространение. На их основе построены системы спутниковой навигации (GPS, ГЛОНАСС) и связи. Высокая разрешающая способность ШПС по времени позволяет применять их в системах точной локации и позиционирования, а устойчивость к помехам и интерференции — для построения современных сетей передачи информации, в том числе с множественным доступом (CDMA, WCDMA, Wi-Fi). Помимо этого, системы с расширенным спектром находят свое применение и в военных областях.

Бурное развитие систем беспроводной передачи информации, а также перегруженность каналов связи, наряду с ростом требований к скорости передачи данных и безопасности, делают применение ШПС практически безальтернативным. В то же время в ряде работ современных авторов [1–3] отмечается необходимость создания и реализации новых, быстродействующих и высокоэффективных алгоритмов обработки ШПС, отвечающих возросшему спросу на услуги беспроводной широкополосной связи. В частности, это относится к алгоритмам синхронизации. Точная и надежная временная синхронизация — это краеугольный камень работы всех систем связи с расширенным спектром, что во многом определяет рабочие характеристики системы.

В последние годы интенсивно проводятся исследования в области систем синхронизации с элементами дискретизации, что связано с совершенствованием элементной базы микроэлектроники и ростом рабочих частот. Переход на новые технологии существенно расширил возможности систем и повысил эффективность устройств на их основе. Анализ реакции на действие помех достаточно важен для практики. Во многом именно помеховая обстановка определяет точность характеристик. При этом статистические моменты (математическое ожидание и дисперсия) фазовой и частотной ошибок слежения не дают полной информации о поведении цифровой системы синхронизации (ЦСС). Поскольку ЦСС — это нелинейная система, то в ряде случаев необходимо знание плотностей распределения вероятностей (ПРВ) ее переменных состояний. Особенностью ЦСС по сравнению с рядом других систем является существование множества устойчивых состояний равновесия, что еще более усложняет картину при действии шумов.

В работе [4] проведено моделирование в среде Matlab Simulink и анализ гибридной системы синхронизации (ГСС) и ряда ее элементов: схемы слежения за задержкой (ССЗ) и схемы Костаса. Задача настоящей работы — разработка имитационных моделей элементов ГСС в системе SystemVue и анализ их работы при наличии помех.

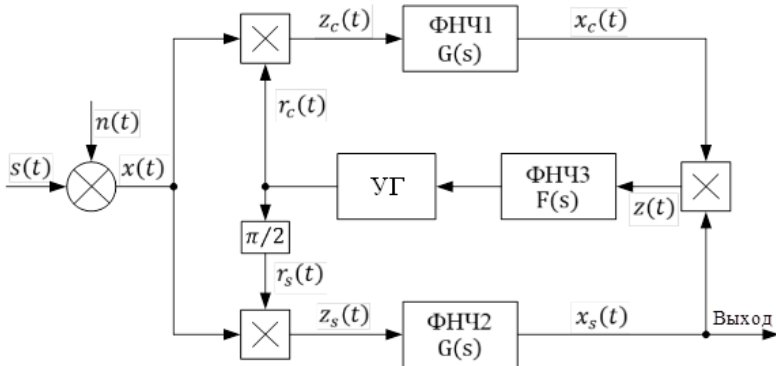


Рис. 1. Схема Костаса (модель с учетом шума на входе):
ФНЧ1, ФНЧ2, ФНЧ3 – фильтры нижних частот; УГ – управляемый генератор

1. Фазовая синхронизация. Схема Костаса. Функциональная схема петли Костаса при наличии шума на входе показана на рис. 1.

Пусть аддитивная смесь ФМ-2 сигнала и шума на входе схемы Костаса имеет вид (см. рис. 1)

$$x(t) = \sqrt{2S}d(t) \sin(\omega_0 t + \theta) + n(t),$$

где S – мощность сигнала, Вт; $d(t)$ – поток данных (± 1).

Шум, записанный через синфазную и квадратурную компоненты, имеет вид

$$n(t) = \sqrt{2}n_c(t) \cos(\omega_0 t + \theta) + \sqrt{2}n_s(t) \sin(\omega_0 t + \theta),$$

где $n_c(t)$ и $n_s(t)$ рассматриваются как статистические независимые случайные процессы, имеющие двустороннюю спектральную плотность $N_0/2$.

На выходе фазового детектора (ФД) (верхнего множителя) (см. рис. 1) при $r_c(t) = \sqrt{2} \cos(\omega_0 t + \hat{\theta})$ формируется колебание

$$z_c(t) = x(t) \sqrt{2} \cos(\omega_0 t + \hat{\theta}) = u_{d1} + u_{ш1}, \quad (1)$$

где $u_{d1}(t) = \sqrt{S}d(t) \sin \Phi(t) + \sqrt{S}d(t) \sin[\omega_0 t + \theta + \hat{\theta}(t)]$,

$$u_{ш1}(t) = n_c(t) \cos \Phi(t) + n_c(t) \cos[2\omega_0 t + \theta + \hat{\theta}(t)] + n_s(t) \sin \Phi(t) + n_s(t) \sin[2\omega_0 t + \theta + \hat{\theta}(t)],$$

($\Phi(t) = \theta - \hat{\theta}(t)$ – фазовая ошибка).

Используя известные тригонометрические равенства и пренебрегая вторыми гармониками в уравнении (1), на выходе ФНЧ1 получаем

$$X_c(t) = \sqrt{S}d(t) \sin \Phi(t) + N_c(t) \cos \Phi(t) + N_s(t) \sin \Phi(t),$$

где $N_c(t)$ и $N_s(t)$ — независимые гауссовы случайные процессы с нулевыми средними значениями.

На выходе когерентного амплитудного детектора (КАД) (перемножителя) синфазного канала при $r_s(t) = \sqrt{2} \sin(\omega_0 t + \hat{\theta})$ формируется колебание

$$z_s(t) = x(t) \sqrt{2} \sin(\omega_0 t + \hat{\theta}) = u_{d2} + u_{ш2},$$

где $u_{d2}(t) = \sqrt{S}d(t) \cos \Phi(t) + \sqrt{S}d(t) \cos[\omega_0 t + \theta + \hat{\theta}(t)]$,

$$u_{ш2}(t) = n_c(t) \sin \Phi(t) + n_c(t) \sin[2\omega_0 t + \theta + \hat{\theta}(t)] + \\ + n_s(t) \cos \Phi(t) + n_s(t) \cos[2\omega_0 t + \theta + \hat{\theta}(t)].$$

Пренебрегая вторыми гармониками на выходе ФНЧ2, получаем

$$X_s(t) = \sqrt{S}d(t) \cos \Phi(t) + N_c(t) \sin \Phi(t) + N_s(t) \cos \Phi(t).$$

Таким образом, отклик ФНЧ2 синфазного канала является информационным.

На вход ФНЧ3 поступает произведение колебаний

$$Z(t) = X_c(t) X_s(t).$$

После преобразований находим

$$Z(t) = \frac{1}{2} \left[Sd^2 + 2N_s \sqrt{S}d + N_s^2 \right] \sin 2\Phi - N_s^2 \sin 2\Phi + \\ + \left(\sqrt{S}d + N_s \right) N_c \sin 2\Phi = \\ = \frac{1}{2} \left[\left(\sqrt{S}d + N_s \right)^2 - N_s^2 \right] \sin 2\Phi + \left(\sqrt{S}d + N_s \right) N_c \cos 2\Phi. \quad (2)$$

При отсутствии шума, когда $N_c = N_s = 0$, находим $Z(t) = \frac{1}{2} Sd^2 \sin 2\Phi$.

Отклик УГ определяется соотношением

$$\hat{\theta}(t) = \frac{1}{p} K_{УГ} K_m F(p) Z(t),$$

где $K_{УГ}$ — крутизна УГ, K_m — коэффициент передачи перемножителя, $F(p)|_{p=s} = F(s)$ — передаточная функция ФНЧ3.

Введем обозначение $K = K_{УГ} K_m$ и кроме того, в (2) выделим шумовую составляющую

$$Z_{ш}(t) = \left[\frac{1}{2} (N_s^2 - N_s^2)^2 + \sqrt{S}d N_s \right] \sin 2\Phi + \left(\sqrt{S}d + N_s \right) N_c \cos 2\Phi. \quad (3)$$

В результате, при условии $\dot{\theta}(t) = 0$ получим стохастическое дифференциальное уравнение (ДУ)

$$\frac{d\Phi(t)}{dt} + \frac{1}{2}SKF(p) \sin 2\Phi = -KF(p) Z_{ш}(t).$$

Полагая $x = 2\Phi(t)$, по (3) находим

$$px + \frac{1}{2}SKF(p) \sin(x) = KF(p) Z_{ш1}(t), \quad (4)$$

где $Z_{ш1}(t) = - \left[(N_s^2 - N_s'^2)^2 + 2\sqrt{S}dN_s \right] \sin x - 2 \left(\sqrt{S}dN_c + N_s N_c \right) \cos x$.

В таком виде ДУ (4) аналогично стохастическому ДУ стандартной системы фазовой автоподстройки (ФАП).

Модель схемы Костаса в системе SystemVue приведена на рис. 2.

В программе SystemVue для моделирования гауссового шума используется блок Gauss Noise из библиотеки Source. В таком блоке можно задать дисперсию и математическое ожидание гауссового шума, либо задать одно из двух значений спектральной плотности мощности (в расчете на 1 Ом или на 50 Ом). В настоящей работе гауссов шум задавался своим математическим ожиданием и дисперсией. Математическое ожидание задавалось равным нулю. Дисперсия рассчитывалась в зависимости от необходимого значения отношения сигнал/шум (ОСШ) следующим образом.

$$\text{ОСШ} = \frac{P_C}{P_{ш}}, \quad \text{ОСШ (дБ)} = 10 \lg \left(\frac{A_C}{\sqrt{2\sigma}} \right)^2 = 20 \lg \left(\frac{A_C}{\sqrt{2\sigma}} \right); \quad (5)$$

где P_C — мощность сигнала, $P_{ш}$ — мощность шума, A_C — амплитуда сигнала, ОСШ (дБ) — значение ОСШ в дБ, σ^2 — дисперсия шума.

В настоящей работе при моделировании $A_C = 1$ В. Таким образом, для задания ОСШ необходимо задать дисперсию шума, которая

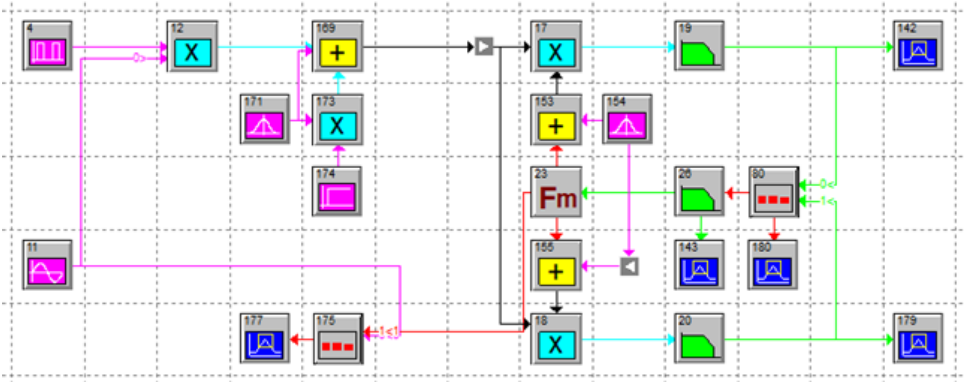


Рис. 2. Модель схемы Костаса в SystemVue

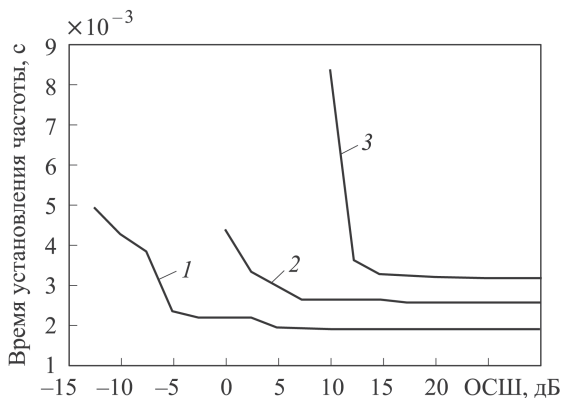


Рис. 3. Зависимость времени переходного процесса от ОСШ на входе схемы Костаса

рассчитывалась по формуле

$$\sigma^2 = \frac{1}{\sqrt{2}} 10^{-\left(\frac{\text{ОСШ}}{20}\right)}.$$

На рис. 3 показаны зависимости времени переходного процесса от ОСШ входного сигнала, вычисленные с разной точностью захвата. Цифрой 1 отмечена зависимость, значения которой получены с точностью захвата по частоте 250 Гц, цифрой 2 – 100 Гц, цифрой 3 – 50 Гц. На рис. 4 изображена зависимость установившегося значения разности фаз $\Delta\varphi$ между несущей входного сигнала и синфазным сигналом с УГ от ОСШ входного сигнала. При ОСШ входного сигнала меньше – 16 дБ наблюдался срыв слежения.

2. Тактовая синхронизация. Схема слежения за задержкой. Вследствие движения приемника и навигационного спутника псевдозадержка и псевдочастота изменяются во времени, поэтому для формирования соответствующих оценок целесообразно использовать теорию оптимальной фильтрации [5].

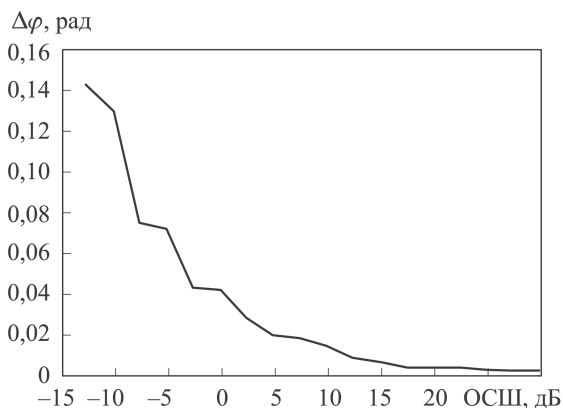


Рис. 4. Зависимость разности фаз $\Delta\varphi$ от ОСШ на входе схемы Костаса

В теории приема и обработки сигналов различают когерентную и некогерентную обработку. При когерентной обработке сигналов оценивается фаза принимаемого сигнала, а полученная оценка используется при формировании опорных сигналов дискриминаторов. При некогерентной обработке фаза сигнала не оценивается, а оценивается только несущая частота (что эквивалентно оцениванию доплеровского смещения частоты). Приемник с когерентной обработкой сигналов позволяет получить более высокую точность, чем некогерентный приемник.

Оценки псевдодальностей и псевдоскоростей в приемнике сигналов могут быть получены как при когерентной, так и при некогерентной обработке сигналов. Выделение же навигационного сообщения, закодированного в фазе сигнала, возможно лишь в когерентном режиме, в котором обеспечивается необходимый уровень синхронизации по фазе сигнала.

При когерентном и некогерентном режимах работы приемника изменяются структуры дискриминаторов следящих систем, поэтому необходимо рассматривать отдельно синтез приемников с когерентной и некогерентной обработкой сигналов. В данной работе рассмотрен синтез приемника с некогерентной обработкой сигналов.

Для синтеза дискриминаторов следящих систем некогерентных приемников полагают, что информативными параметрами являются задержка τ и доплеровское смещение частоты f_d , которые на интервале $[t_{k-1,l}, t_{k-1,M}]$ полагаются постоянными. Тогда сигнальную функцию можно представить в виде

$$s(t_{k-1,l}) = Ah(t_{k-1,l} - \tau_{k-1,l}) \cos(\omega_0 t_{k-1,l} + \omega_{d,k-1,l}(l-1)T_d + \pi\theta(t_k) + \varphi_{k-1,l}), \quad (6)$$

где A — амплитуда входного сигнала; $h(t_{k-1,l} - \tau_{k-1,l})$ — отсчеты ПСП; ω_0 — промежуточная частота; $\omega_{d,k-1,l}$ — отсчеты частоты Доплера; $\theta(t_k)$ — информационный сигнал; $\varphi_{k-1,l}$ — отсчеты начальной фазы.

Предположим, что символ информационного сообщения $\theta(t_k)$ на рассматриваемом интервале наблюдения принимает значения нуля или единицы с равными вероятностями. Введем допущение о том, что начальная фаза $\varphi_{k-1,l}$ для каждого тактового интервала является случайной величиной, распределенной равномерно на интервале $[0, 2\pi]$. Тогда можно ввести случайную фазу $\phi_{k-1} = \pi\theta(t_k) + \varphi_{k-1,l}$, которая для интервала накопления также является случайной величиной, распределенной равномерно на интервале $[0, 2\pi]$. С учетом этого функцию (6) можно представить в виде

$$s(t_{k-1,l}) = Ah(t_{k-1,l} - \tau_{k-1,l}) \cos(\omega_0 t_{k-1,l} + \omega_{d,k-1,l}(l-1)T_d + \phi_{k-1}). \quad (7)$$

Информативными параметрами в (7) являются задержка τ и доплеровское смещение частоты ω_d . Случайная фаза ϕ_{k-1} является неинформативным параметром, поэтому для определения дискриминатора некогерентного приемника будем использовать следующую функцию правдоподобия, усредненную по случайной фазе ϕ_k ,

$$f(Y_1^M | \lambda) = c_1 I_0 \left(\tilde{X}(T, \tau_{k-1,l}, \omega_{1,k-1,l}) \right), \quad (8)$$

где c_1 — нормировочная константа; λ — измеряемый параметр; $I_0(x)$ — модифицированная функция Бесселя нулевого порядка;

$$\tilde{X}(\tau_{k-1,l}, \omega_{d,k-1,l}) = \sqrt{\tilde{I}^2(\tau_{k-1,l}, \omega_{d,k-1,l}) + \tilde{Q}^2(\tau_{k-1,l}, \omega_{d,k-1,l})};$$

$$\begin{aligned} \tilde{I}(\tau_{k-1,l}, \omega_{d,k-1,l}) &= \\ &= \frac{A}{\sigma_n^2} \sum_{l=1}^M y(t_{k-1,l}) \cos(\omega_0 t_{k-1,l} + \omega_{d,k-1,l} (l-1) T_d + \phi_{k-1,l}), \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \tilde{Q}(\tau_{k-1,l}, \omega_{d,k-1,l}) &= \\ &= \frac{A}{\sigma_n^2} \sum_{l=1}^M y(t_{k-1,l}) \sin(\omega_0 t_{k-1,l} + \omega_{d,k-1,l} (l-1) T_d + \phi_{k-1,l}). \end{aligned}$$

Соотношение, описывающее дискриминатор задержки огибающей сигнала в приемнике, находится по (8) с использованием аппроксимации [6]

$$u_{д\tau}(t_k) = - \frac{I_1(\tilde{X}(\tilde{\tau}_k, \tilde{\omega}_{d,k}))}{I_0(\tilde{X}(\tilde{\tau}_k, \tilde{\omega}_{d,k}))} \frac{\partial \tilde{X}(\tilde{\tau}_k, \tilde{\omega}_{d,k})}{\partial \tau},$$

где $I_1(z) = I_0'(z)$ — модифицированная функция Бесселя первого порядка, $\tilde{\tau}_k, \tilde{\omega}_{d,k}$ — экстраполированные на k -й такт оценки параметров $\tau_k, \omega_{d,k}$ соответственно.

Алгоритм вычисления оценок задержки сигнала описывается разностными уравнениями:

$$\begin{aligned} \hat{x}_{\tau,k} &= \tilde{x}_{\tau,k} + \mathbf{K}_{\tau} u_{д\tau,k-1}; \\ \tilde{x}_{\tau,k} &= \Phi_{\tau} \hat{x}_{\tau,k-1}, \end{aligned}$$

где $\hat{x}_{\tau,k}$ — текущая оценка вектора состояния; $\tilde{x}_{\tau,k}$ — экстраполированная оценка вектора состояния; \mathbf{K}_{τ} — вектор-столбец коэффициентов усиления; Φ_{τ} — переходная матрица сглаживающего фильтра в контуре следящей системы; $u_{д\tau,k}$ — процесс на выходе дискриминатора.

На рис. 5 приведена модель ССЗ в SystemVue. При моделировании задавались следующие параметры входного сигнала: частота несущей

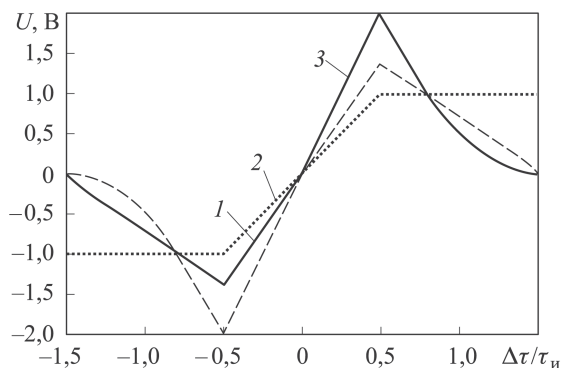


Рис. 6. Характеристики дискриминаторов ССЗ

[4, таблица 2]. Напряжение с выхода дискриминатора поступает на сглаживающий фильтр, который моделируется как ФНЧ первого порядка. Далее — на генератор ПСП, который моделируется как УГ (блок Fm) и блок GoldCode, преобразующий синусоидальный сигнал с УГ в ПСП (код Голда). Таким образом, петля обратной связи замыкается.

На рис. 6 изображены дискриминационные характеристики, полученные в результате моделирования дискриминатора ССЗ. Цифры обозначают номера типов дискриминаторов в соответствии с [4, таблица 2], $\Delta\tau$ — сдвиг между ПСП входного сигнала и ПСП приемника, $\tau_{и}$ — длительность одного элементарного импульса ПСП. На рис. 7 изображена плотность распределения вероятности $W(U)$ ошибки слежения U в ССЗ. Цифрами на графике обозначены значения ОСШ входного сигнала в дБ.

Проведено моделирование работы ССЗ для трех типов дискриминаторов [4, таблица 2], для различных значений ОСШ входного сигнала. На рис. 8 изображены зависимости времени переходного процесса

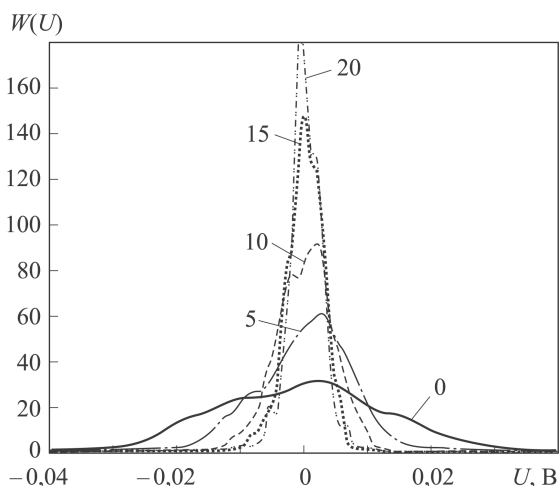


Рис. 7. Плотность распределения вероятности ошибки слежения U в ССЗ

в ССЗ от ОСШ входного сигнала. Переходный процесс считается завершенным после попадания напряжения на выходе сглаживающего фильтра в интервал $\pm 0,05$ В. Цифры обозначают номера типов дискриминаторов в соответствии с [4, таблица 2].

Выводы. Из результатов моделирования (рис. 3, 4, 7, 8) следует, что наибольшим быстродействием при высоком ОСШ обладает ССЗ с использованием первого типа дискриминатора [4]. Схемы слежения за задержкой со вторым типом дискриминатора имеет самую “пологую” характеристику, самое высокое быстродействие при малом ОСШ и среднее (по сравнению с ССЗ с другими типами дискриминаторов) при большом ОСШ. Также на рис. 8 видно, что данный дискриминатор при модуле ошибки слежения менее половины чипа ПСП имеет линейную характеристику, которая не зависит от амплитуды сигнала. Таким образом, дискриминатор второго типа можно считать наиболее универсальным. Следует отметить, что в большинстве случаев время переходного процесса в схеме Коста-са оказывалась намного меньше, чем в ССЗ, поэтому быстродействие гибридной системы синхронизации определяется схемой слежения за задержкой.

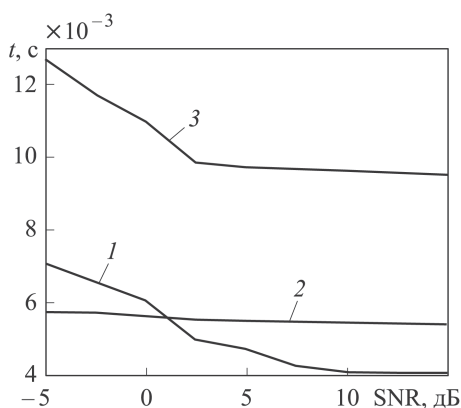


Рис. 8. Зависимость времени переходного процесса в ССЗ от ОСШ на входе

ЛИТЕРАТУРА

1. *Pejman Lotfali Kazemi.* Development of new filter and tracking schemes for weak GPS signal tracking// University of Calgary. Department of Geomatics Engineering, Calgary, Alberta, Canada. 2010. 175 p.
2. *Kai Borre, Dennis M. Akos, Nicolaj Bertelsen, Peter Rinder, Soren Holdt Jensen.* A software – defined GRS and Galileo receiver. BirkhaEuser, Boston, 2007. 176 p.
3. *James Bao, Yen Tsui.* Fundamental of global positioning system receivers. A software approach. A John Wiley & Sons, inc., Publication. Canada. 2005. 355 p.
4. *Шахтарин Б.И., Кульков И.А.* Анализ гибридной системы фазовой и тактовой синхронизации // Вестник МГТУ им. Н.Э. Баумана. Сер. Приборостроение. 2013. № 1. С. 40–50.
5. *Шахтарин Б.И.* Фильтры Винера и Калмана. М.: Гелиос АРВ, 2008. 408 с.
6. *Коростелев А.А.* Пространственно-временная теория радиосистем. Учебное пособие для вузов. М.: Радио и связь.1987. 320 с.

REFERENCES

- [1] *Pejman Lotfali Kazemi.* Development of new filter and tracking schemes for weak GPS signal tracking. Calgary, Alberta, Canada, University of Calgary. Department of Geomatics Engineering, 2010, 175 p.

- [2] Kai Borre, Dennis M. Akos, Nicolaj Bertelsen, Peter Rinder, Soren Holdt Jensen. A software-Defined GPS and Galileo Receiver: A Single-Frequency Approach. Birkhüser Boston, 2006, 176 p.
- [3] James Bao, Yen Tsui. Fundamental of global positioning system receivers. A software approach. Canada, A John Wiley & Sons, inc., Publication, 2005, 355 p.
- [4] Shakhtarin B.I., Kul'kov I.A. Analysis of the hybrid system of the phase and clock synchronization. *Vestn. Mosk. Gos. Tekh. Univ. im. N.E. Baumana, Priborostr.* [Herald of the Bauman Moscow State Tech. Univ., Instrum. Eng.], 2013, no. 1, pp. 40–50 (in Russ.).
- [5] Shakhtarin B.I. Fil'try Vinera i Kalmana. [Filters of Wiener and Kalman]. Moscow, Gelios ARV Publ., 2008, 408 p.
- [6] Korostelev A.A. Prostranstvenno-vremennaja teorija radiosistem. [Spatial-temporal theory of radio systems]. Moscow, Radio i Svyaz' Publ., 1987, 320 p.

Статья поступила в редакцию 4.12.2013

Борис Ильич Шахтарин — д-р техн. наук, профессор кафедры “Автономные информационные и управляющие системы” МГТУ им. Н.Э. Баумана, автор более 250 научных работ в области радиотехники, статистического анализа, фазовой синхронизации, формирования и обнаружения сигналов.

МГТУ им. Н.Э. Баумана, Российская Федерация, 105005, Москва, 2-я Бауманская ул., д. 5.

B.I. Shakhtarin — Dr. Sci. (Eng.), professor of “Autonomous Information and Control Systems” department of the Bauman Moscow State Technical University. Author of more than 250 publications in the field of radio engineering, statistical analysis, phase synchronization, formation and detection of signals.

Bauman Moscow State Technical University, Vtoraya Baumanskaya ul. 5, Moscow, 105005 Russian Federation.

Илья Александрович Кульков — магистр техники и технологии кафедры “Автономные информационные и управляющие системы” МГТУ им. Н.Э. Баумана. Специализируется в области радиотехники, фазовой синхронизации, формирования и обнаружения сигналов.

МГТУ им. Н.Э. Баумана, Российская Федерация, 105005, Москва, 2-я Бауманская ул., д. 5.

I.A. Kul'kov — master of Engineering and Technology of “Autonomous Information and Control Systems” department of the Bauman Moscow State Technical University. Specializes in the field of radio engineering, phase synchronization, signal formation and detection.

Bauman Moscow State Technical University, Vtoraya Baumanskaya ul. 5, Moscow, 105005 Russian Federation.

Юлия Анатольевна Сидоркина — канд. техн. наук, доцент кафедры “Автономные информационные и управляющие системы” МГТУ им. Н.Э. Баумана. Автор более 30 научных работ в области статистического анализа и синтеза цифровых систем.

МГТУ им. Н.Э. Баумана, Российская Федерация, 105005, Москва, 2-я Бауманская ул., д. 5.

Y.A. Sidorkina — Cand. Sci. (Eng.), assoc. professor of “Autonomous Information and Control Systems” department of the Bauman Moscow State Technical University. Author of more than 30 publications in the field of statistical analysis and synthesis of digital systems.

Bauman Moscow State Technical University, Vtoraya Baumanskaya ul. 5, Moscow, 105005 Russian Federation.