

## АНАЛИЗ ГИБРИДНОЙ СИСТЕМЫ ФАЗОВОЙ И ТАКТОВОЙ СИНХРОНИЗАЦИИ

**Б.И. Шахтарин, И.А. Кульков**

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

*Разработаны имитационные модели схемы Костаса и гибридной системы синхронизации в системе Matlab (Simulink). Дан анализ работы предлагаемых схем для различных типов дискриминаторов. Приведены результаты моделирования работы схемы Костаса и ГСС.*

**Ключевые слова:** широкополосный сигнал, псевдослучайная последовательность, схема Костаса, схема слежения за задержкой, гибридная система синхронизации.

## ANALYSIS OF A HYBRID SYSTEM OF PHASE AND CLOCK SYNCHRONIZATION

**B.I. Shakhtarin, I.A. Kul'kov**

Bauman Moscow State Technical University, Moscow  
e-mail: shakhtarin@mail.ru; ilkulkov@gmail.com

*The simulation models of the Costas loop and a hybrid synchronizing system are developed using Matlab (Simulink). The operation of the offered loops is analyzed for different types of discriminators. The results of simulation of operation of the Costas loop and the hybrid synchronizing system are given.*

**Keywords:** wideband signal, pseudo random sequence, Costas loop, delay locked loop, hybrid synchronizing system.

Системы синхронизации в настоящее время широко распространены во всех областях применения радиоэлектронной техники.

Значение систем синхронизации в современной радиоаппаратуре трудно переоценить, поскольку именно они определяют качество работы системы в целом. К настоящему времени появилась возможность реализации принципиально новых алгоритмов синхронизации, многие из которых невозможно было реализовать на элементной базе прошлых поколений. Наука никогда не стоит на месте, и в настоящее время существует множество публикаций, посвященных системам синхронизации, поскольку задача синхронизации является, пожалуй, самой неоднозначной с точки зрения методологии и теории оптимальности.

Круг задач, решаемых системами синхронизации, весьма обширен: слежение за несущими и поднесущими частотами принимаемых сигналов, когерентная демодуляция аналоговых и цифровых сигналов с частотной и фазовой модуляцией, синхронизация и демодуляция двоичных символов цифровой информации, измерение частоты и фазы сигналов, тактовая синхронизация, синтез сложных радиотехнических

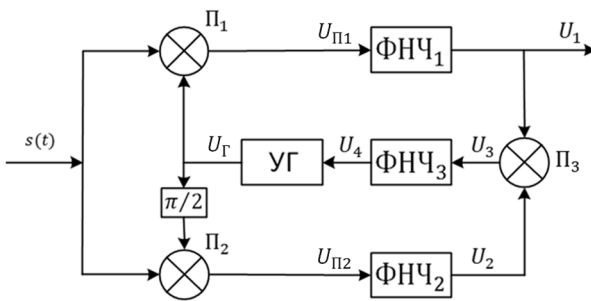


Рис. 1. Схема Костаса

сигналов, синтез сетки высокостабильных частот, стабилизация частот генераторов различных диапазонов.

В настоящей статье рассмотрен ряд элементов систем синхронизации, а именно схема Костаса, схема слежения за задержкой (ССЗ), а также гибридная система синхронизации (ГСС), состоящая из схемы Костаса и ССЗ.

**Схемой Костаса** (рис. 1) осуществляется демодуляция 2-ФМ сигналов, при этом используется система синхронизации в форме фазовой автоматической подстройки (ФАП) частоты [1]. Данная схема является оптимальной [2].

На рис. 1 введены следующие обозначения: ФНЧ — фильтр нижних частот, УГ — управляемый генератор.

Рассмотрим функционирование схемы Костаса при отсутствии шума на входе, когда входное колебание имеет вид

$$s(t) = m(t) \cos(\omega_0 t + \varphi),$$

где  $m(t) = A \cos(\pi\theta(t))$ ,  $\theta(t)$  принимает дискретные значения 0 или 1.

Запишем выражение на выходе УГ:

$$U_r(t) = 2\cos[\omega_0 t + \hat{\varphi}(t)].$$

Тогда на выходе перемножителя  $\Pi_1$  в верхней ветви (*I*-ветви) получим

$$\begin{aligned} U_{\Pi 1}(t) &= 2m(t) \cos[\omega_0 t + \varphi(t)] \cos[\omega_0 t + \hat{\varphi}(t)] = \\ &= m(t) [\cos(\hat{\varphi}(t) - \varphi(t)) + \cos(2\omega_0 t + \varphi(t) + \hat{\varphi}(t))]. \end{aligned}$$

Пренебрегая второй гармоникой колебания, которая фильтруется ФНЧ1, находим на выходе фильтра

$$U_1(t) = m(t) \cos(\hat{\varphi}(t) - \varphi(t)) = A \cos[\pi\theta(t)] \cos(\hat{\varphi}(t) - \varphi(t)).$$

Тогда при условии совершенной синхронизации, когда  $\hat{\varphi}(t) - \varphi(t) \approx 0$ , получаем окончательно на выходе *I*-ветви напряжение

$$U_1(t) = m(t) = A \cos[\pi\theta(t)].$$

Это и есть поток передаваемых данных, т.е. верхняя ветвь совместно с УГ выполняет роль демодулятора 2-ФМ сигналов.

Рассмотрим работу фазовой автоподстройки частоты. На выходе умножителя  $\Pi_2$  в нижней ветви ( $Q$ -ветви)

$$\begin{aligned} U_{\Pi_2}(t) &= 2m(t) \cos[\omega_0 t + \varphi(t)] \sin[\omega_0 t + \hat{\varphi}(t)] = \\ &= m(t) [\sin(\hat{\varphi}(t) - \varphi(t)) + \sin(2\omega_0 t + \varphi(t) + \hat{\varphi}(t))]. \end{aligned}$$

Снова пренебрегая второй гармоникой на выходе ФНЧ<sub>2</sub> получаем

$$U_2(t) = m(t) \sin(\hat{\varphi}(t) - \varphi(t)) = A \cos[\pi\theta(t)] \sin(\hat{\varphi}(t) - \varphi(t)).$$

На выходе правого перемножителя  $\Pi_3$  имеем

$$\begin{aligned} U_3(t) &= \frac{1}{2} m^2(t) \sin[2(\hat{\varphi}(t) - \varphi(t))] = \\ &= \frac{A^2}{2} \cos^2[\pi\theta(t)] \sin[2(\hat{\varphi}(t) - \varphi(t))]. \end{aligned}$$

В этом напряжении снимается манипуляция за счет возведения в квадрат манипулируемого (на  $\pm 1$ ) колебания, и оно через ФНЧ<sub>3</sub> поступает на УГ. В данном случае дискриминатор представляет собой перемножитель сигналов  $I$ - и  $Q$ -ветвей. Однако на практике широко распространены и другие виды дискриминаторов. Некоторые из них рассмотрены далее.

Рассмотрим отношение напряжения на выходе  $Q$ -ветви к напряжению на выходе  $I$ -ветви:

$$\frac{U_2(t)}{U_1(t)} = \frac{A \cos[\pi\theta(t)] \sin(\hat{\varphi}(t) - \varphi(t))}{A \cos[\pi\theta(t)] \cos(\hat{\varphi}(t) - \varphi(t))} = \operatorname{tg}(\hat{\varphi}(t) - \varphi(t)) = \operatorname{tg}\Delta\varphi,$$

где  $\Delta\varphi = \hat{\varphi}(t) - \varphi(t)$ .

$$\Delta\varphi = \operatorname{arctg} \frac{U_2(t)}{U_1(t)}. \quad (1)$$

Таким образом, дискриминатор, работа которого соответствует формуле (1), является наиболее точным. Однако в большинстве случаев при работе схемы с дискриминатором такого типа затрачивается слишком много времени на вычисления. В табл. 1 представлены еще несколько типов дискриминаторов, подробное исследование которых было проведено в работе [3].

Для всех четырех типов дискриминаторов, представленных в табл. 1, было проведено моделирование работы схемы Костаса в системе Matlab (Simulink).

На рис. 2 представлены результаты моделирования схемы Костаса с первым типом дискриминатора; здесь  $U_1$  — график сигнала на выходе  $I$ -ветви,  $U_2$  — график сигнала на выходе  $Q$ -ветви,  $U_3$  — график сигнала на выходе дискриминатора,  $U_4$  — график сигнала на выходе ФНЧ<sub>3</sub>.

Типы дискриминаторов в схеме Костаса

№	Дискриминационная характеристика	Фазовая ошибка на выходе дискриминатора
1	$D = U_1(t) \cdot U_2(t)$	$\sin 2\Delta\varphi$
2	$D = \text{sign}(U_1(t)) \cdot U_2(t)$	$\sin \Delta\varphi$
3	$D = \frac{U_2(t)}{U_1(t)}$	$\text{tg } \Delta\varphi$
4	$D = \text{arctg} \frac{U_2(t)}{U_1(t)}$	$\Delta\varphi$

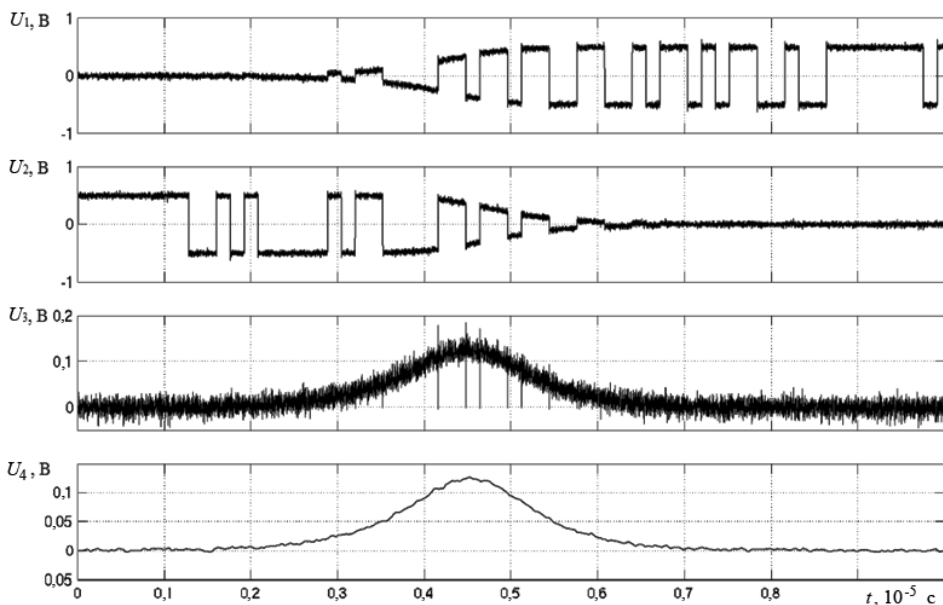
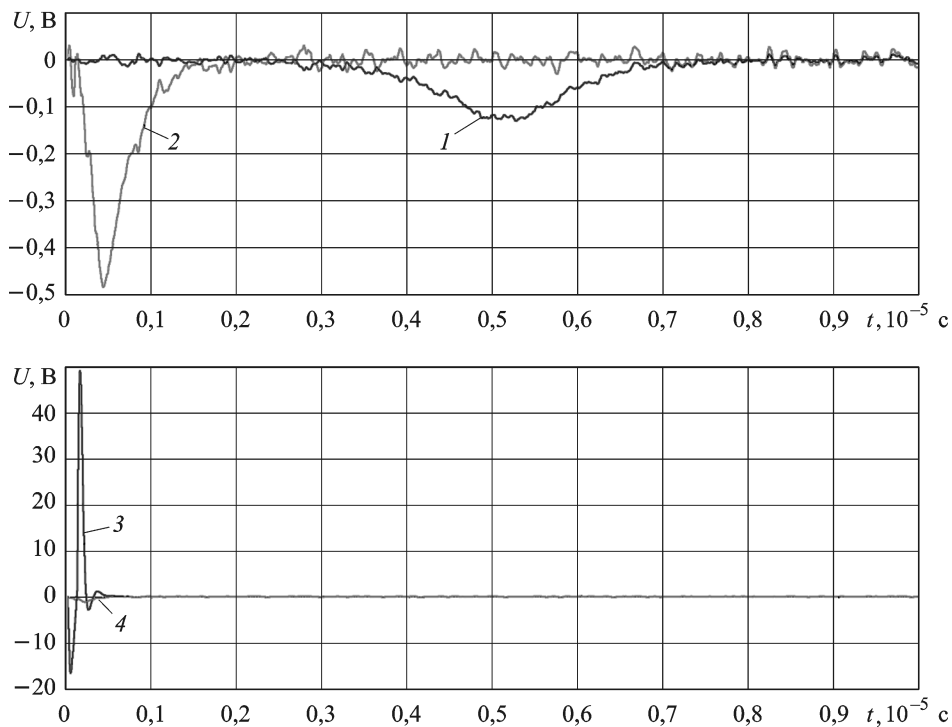


Рис. 2. Графики сигналов в схеме Костаса с первым типом дискриминатора

На рис. 3 представлены графики переходных процессов на выходе ФНЧ<sub>3</sub> схемы Костаса для значения ОСШ 10 дБ. Цифрами на графиках обозначены типы дискриминаторов в соответствии с табл. 1.

Из результатов моделирования следует, что при использовании дискриминатора третьего и четвертого типов время переходного процесса минимально, что совпадает с теорией [3].

**Схема слежения за задержкой.** Широкополосные сигналы, принцип детектирования которых будет рассмотрен далее в настоящей статье, формируются следующим образом: несущее колебание модулируется данными  $m(t)$  и псевдослучайной последовательностью (ПСП)  $g(t)$ , модуляция осуществляется по закону 2-ФМ. Если  $m(t)$  и  $g(t)$  — потоки антиподных импульсов, принимающих значения  $+1$  и  $-1$ , то



**Рис. 3. Переходные процессы на выходе ФНЧ<sub>3</sub> при ОСШ 10 Дб**

сигнал на выходе модулятора может быть записан в виде

$$s(t) = Am(t)g(t)\cos\omega_0 t.$$

В настоящей работе рассматриваются широкополосные сигналы, используемые в системах спутниковой навигации GPS. В этих системах в качестве ПСП используются последовательности Голда.

Нетрудно видеть, что различные комбинации знаков  $m(t)$  и  $g(t)$  при перемножении этих последовательностей будут соответствовать фазам  $0$  и  $\pi$ , что соответствует методу 2-ФМ. Если применяются двоичные сигналы, принимающие значения единица и нуль, то операция умножения заменяется сложением по модулю 2.

Целью работы ССЗ является отслеживание фазы кода (в данном случае кода Голда) во входном сигнале и создание точной копии этого кода. При этом ССЗ создает три копии — опережающую (*early*), совпадающую (*prompt*) и запаздывающую (*late*). Сигналы *early* и *late* перемножаются с входным сигналом и результат перемножения поступает на интеграторы со сбросом. Далее сигнал поступает на дискриминатор. Различные типы дискриминаторов представлены в табл. 2. С выхода дискриминатора сигнал поступает на синтезатор частот, управляющий генератором ПСП. На выходе генератора стоит система Early-Late, на-

## Типы дискриминаторов в ССЗ

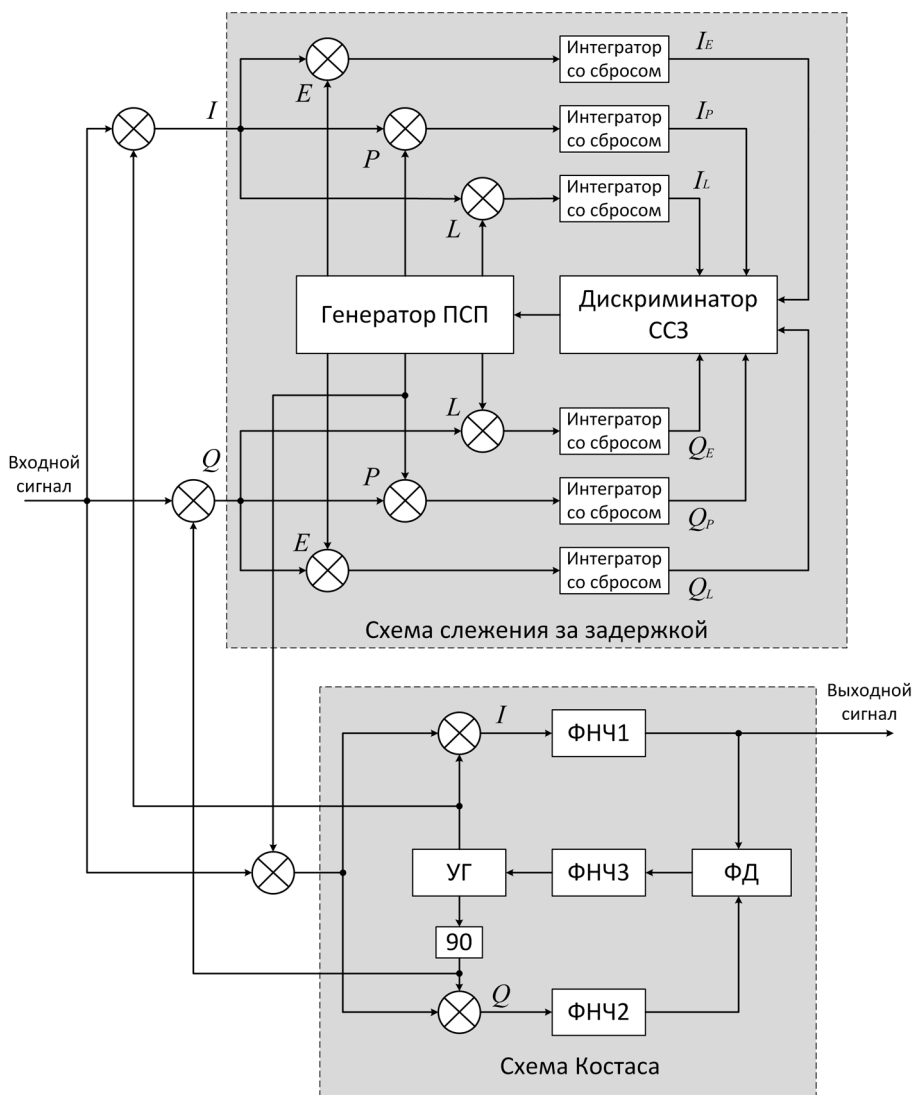
№	Дискриминационная характеристика
1	$D = I_E - I_L$
2	$D = \sqrt{(I_E^2 + Q_E^2)} - \sqrt{(I_L^2 + Q_L^2)}$
3	$D = \frac{\sqrt{(I_E^2 + Q_E^2)} - \sqrt{(I_L^2 + Q_L^2)}}{\sqrt{(I_E^2 + Q_E^2)} + \sqrt{(I_L^2 + Q_L^2)}}$
4	$D = I_P(I_E - I_L) + Q_P(Q_E - Q_L)$

значение которой — создавать три копии кода: опережающую, совпадающую и запаздывающую. По завершении переходного процесса, в случае установления синхронизма генерируемого кода с входным, сигнал *early* опережает, а сигнал *late* запаздывает относительно опорного на одну и ту же величину.

Существует несколько основных типов дискриминаторов, используемых в ССЗ (см. табл. 2). В таблице используются следующие обозначения:  $D$  — дискриминационная характеристика;  $I_E$ ,  $I_P$ ,  $I_L$ ,  $Q_E$ ,  $Q_P$ ,  $Q_L$  — сигналы на выходах интеграторов со сбросом (см. рис. 4). Описание этих дискриминаторов приведено в работе [4]. В данной работе выполнено моделирование гибридной системы синхронизации с использованием модели дискриминатора № 3.

**Гибридная система фазовой и тактовой синхронизации.** Для детектирования широкополосных сигналов, в частности сигналов GPS, используется гибридная система фазовой и тактовой синхронизации, изображенная на рис. 4. При некоторых допущениях эта схема является оптимальной [1].

Схема слежения за задержкой (верхняя, см. рис. 4) определяет начало ПСП. Она генерирует два кода, один из которых запаздывает на некоторое время (половину чипа ПСП или менее), а другой опережает на то же значение входной код. Опережающий и запаздывающий коды перемножаются с опорным, проходят через интеграторы со сбросом и поступают на дискриминатор, чтобы генерировать основной сигнал, который должен полностью совпадать с входным. Далее этот код перемножается с входным сигналом и тем самым аннигилирует код во входном сигнале. На выходе перемножителя остается несущая частота, смодулированная только информационным сигналом и не модулированная ПСП. Этот сигнал поступает на схему Костаса, которая выделяет информационный сигнал, а также генерирует частоту, совпадающую с несущей частотой входного сигнала. Сигнал этой частоты перемножается с входным. На выходе перемножителя возникают низкочастотный сигнал и сигнал с частотой  $2\omega_0$ , который подавляется с



**Рис. 4. Гибридная система синхронизации**

помощью ФНЧ, стоящего на выходе умножителя (на рис. 4 ФНЧ не показаны). Таким образом, на вход схемы слежения за задержкой поступает только низкочастотный сигнал — ПСП, сложенная по модулю 2 с информационным сигналом и не модулированная несущей. На рис. 4 ФД — фазовый дискриминатор, различные типы которого приведены в табл. 1.

Проведем моделирование ГСС. На рис. 5 изображена модель ГСС в Simulink. В схеме Костаса зададим тип дискриминатора № 4 в соответствии с табл. 1, в схеме слежения за задержкой зададим тип дискриминатора № 3 в соответствии с табл. 2. Для уменьшения времени моделирования в качестве ПСП возьмем последовательность Голда длиной  $n = 31$ .

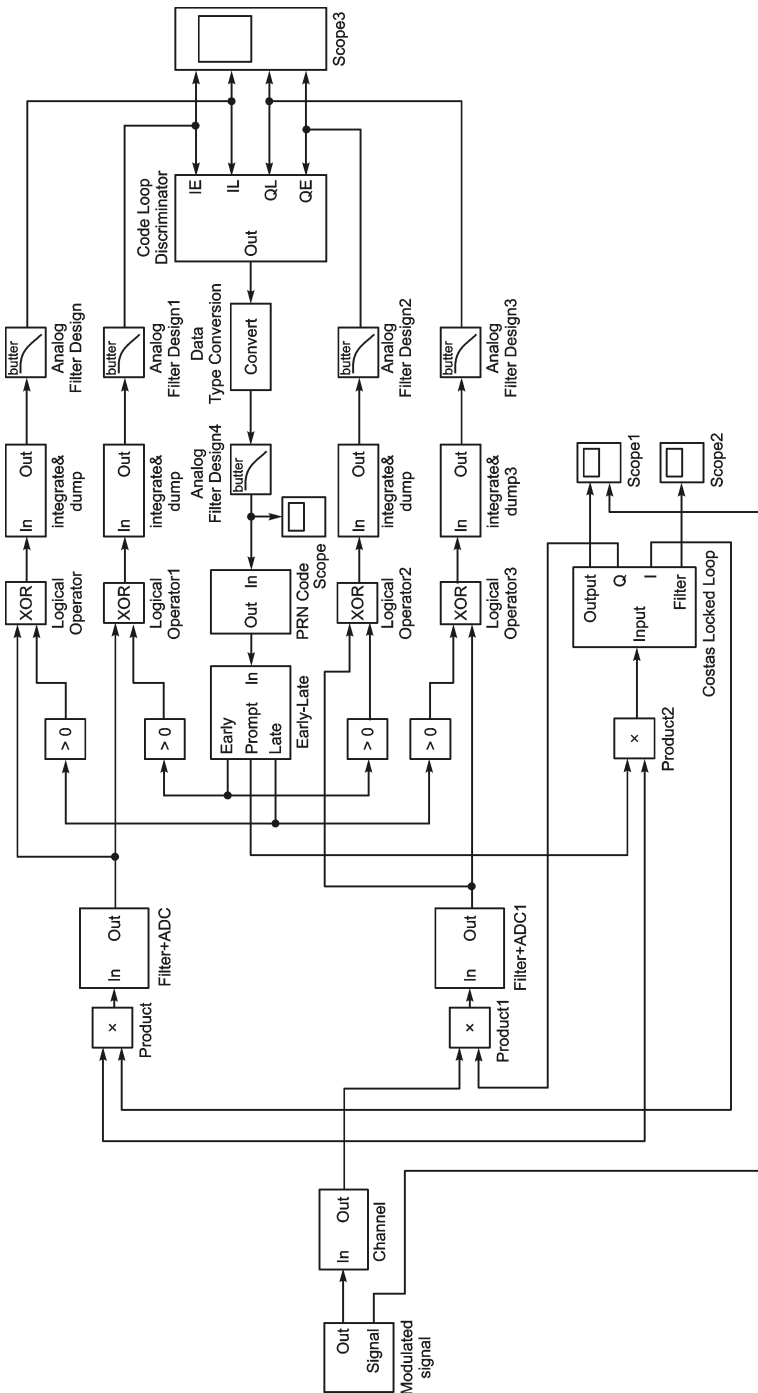


Рис. 5. Модель ГСС в Simulink14



Частоту несущей зададим равной 1 ГГц, частоту формирования ПСП — 10 МГц, частоту формирования информационного сигнала — 0,25 МГц. В используемой модели учтен доплеровский сдвиг частоты, который имеет место в реальных системах GPS. Согласно [5], максимальный доплеровский сдвиг на частоте  $L_1$  может составлять  $\pm 5$  кГц для стационарных приемников сигнала и до  $\pm 10$  кГц для приемников, движущихся с большой скоростью. В данной модели за время моделирования, равное  $2 \cdot 10^{-4}$  с доплеровский сдвиг частоты изменяется по линейному закону с 5 до 4 кГц.

Подсистема Channel на рис. 5 используется для моделирования канала передачи сигнала. В данном канале к исходному сигналу добавляется аддитивный гауссовый белый шум. Блок AWGN (Additive White Gaussian Noise) Channel, входящий в подсистему Channel, позволяет задавать различные значения ОСШ. В настоящей работе моделирование проводилось для ОСШ 20 дБ, результаты приведены на рис. 6, 7, 8.

Блоки Filter + ADC и Filter + ADC1 одинаковы и предназначены для фильтрации высокочастотной составляющей сигнала на входе ССЗ. Данный блок состоит из ФНЧ и простейшего компаратора, на выходе которого сигнал принимает значения 0 или 1.

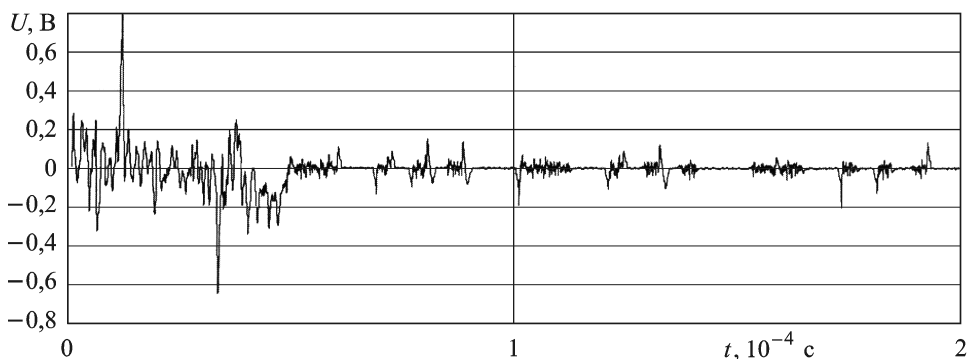


Рис. 6. Переходный процесс на выходе ФНЧ в ССЗ при ОСШ 20 дБ

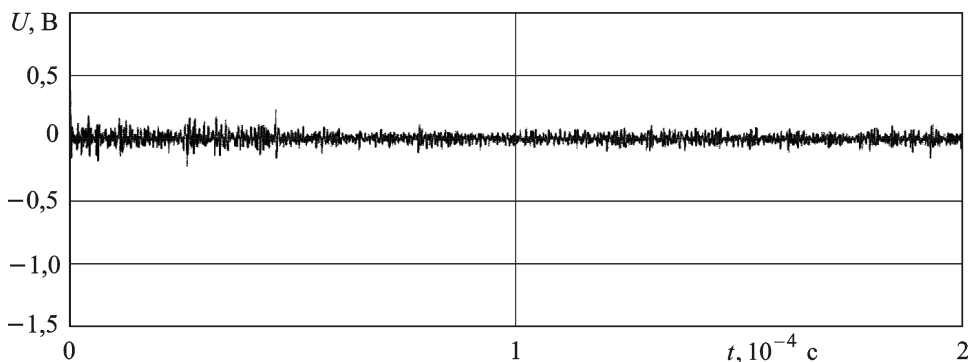
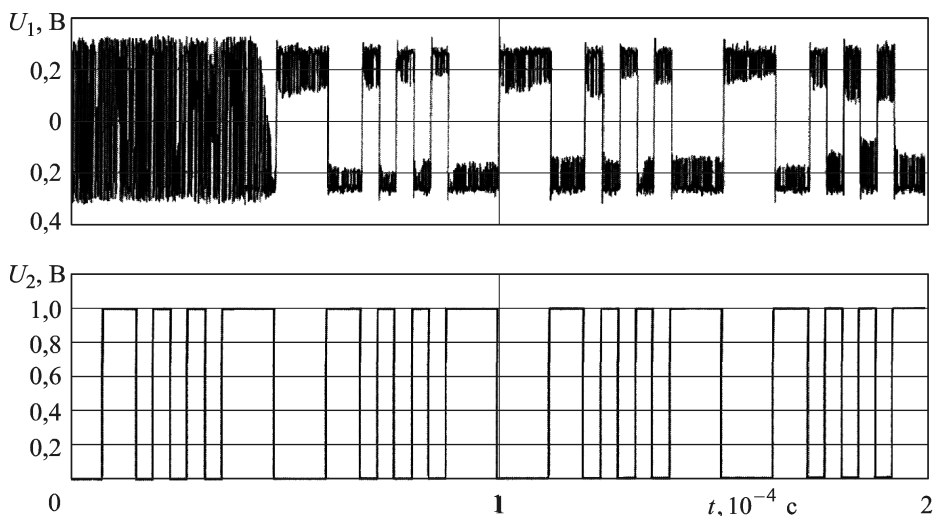


Рис. 7. Переходный процесс на выходе ФНЧ<sub>3</sub> схемы Костаса при ОСШ 20 дБ



**Рис. 8.** Сигнал на выходе ГСС ( $U_1$ ) и исходный информационный сигнал ( $U_2$ ) при ОСШ 20 дБ

Подсистема Early-Late создает три копии ПСП, расстояние по времени между которыми равно 0,3 чипа ПСП.

По результатам моделирования сделаны следующие **выводы**: выбор типа дискриминатора схемы Костаса между первым, вторым и четвертым не влияет в целом на работу ГСС — время переходного процесса во всех трех случаях примерно одинаково. Однако при отдельном моделировании работы схемы Костаса время переходного процесса при четвертом типе дискриминатора оказалось значительно меньше. Таким образом, использование четвертого типа предпочтительнее. При использовании третьего типа дискриминатора для ОСШ 20 дБ наблюдался срыв слежения. Также следует отметить, что в большинстве случаев при моделировании ГСС время переходного процесса в схеме Костаса оказывалось намного меньше, чем в ССЗ, из чего можно сделать вывод, что в данном случае быстрдействие ГСС в целом определяется схемой слежения за задержкой.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Шахтарин Б. И. Синхронизация в радиосвязи и радионавигации: учеб. пособие. – М.: Гелиос АРВ, 2007. – 256 с.
2. Шахтарин Б. И. Фильтры Винера и Калмана. – М.: Гелиос АРВ, 2008. – 408 с.
3. Pejman Lotfali Kazeми. 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.
4. Kai Borre, Dennis M. Akos, Nicolaj Bertelsen, Peter Rinder, Soren Holdt Jensen. A software-defined GPS and Galileo receiver. BirkhaEuser, Boston, 2007. – 176 p.

5. J a m e s B a o, Y e n T s u i. Fundamentals of global positioning system receivers. A software approach. A John Wiley & Sons, inc., Publication. Canada. 2005. – 355 p.

Статья поступила в редакцию 7.06.2012

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.

B.I. Shakhtarin — D. Sc. (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.

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

I.A. Kul'kov — Bachelor in 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.