

Исследование синхронизации аппаратуры приемника межспутниковой радиолинии системой слежения за частотой

Synchronization of the receiver equipment of satellite radio frequency tracking system

Гончаров / Goncharov O.

Олег Александрович

(oleggonch12@gmail.com)

АО «Российские Космические Системы»,
инженер-исследователь 2 категории.

г. Москва

Астахов / Astahov D.

Дмитрий Анатольевич

(atismail@mail.ru)

АО «Российские Космические Системы»,
начальник отделения 74.

г. Москва

Ключевые слова: следящая система за частотой – frequency tracking system; флуктуационная ошибка слежения – fluctuation-tracking error; динамическая ошибка слежения – dynamic-tracking error; частотный дискриминатор со сдвинутыми квадратурными компонентами – frequency discriminator with moved quadrature components, оптимальная калмановская фильтрация – Kalman optimal filtering, полоса следящей системы – bandwidth of tracking system, ошибка слежения – error of tracking, время переходного процесса – time of transitive process, среднеквадратическая ошибка слежения за частотой – mean square error of frequency.

В данной статье рассматриваются варианты синхронизации аппаратуры потребителей межспутниковой радиолинии. Подобная задача была поставлена с целью оптимизации аппаратуры приемников, находящихся в составе бортовых комплексов системы ГЛОНАСС. Предложенные методы поиска позволят уменьшить время переходного процесса и увеличат точность формируемых оценок отслеживаемых параметров на окончании интервала синхронизации, задаваемого циклограммой функционирования системы межспутниковой радиолинии.

The equipment synchronization variations of the intersatellite link are looked through in this article. Definite problem was set with the aim at optimization of receiver's equipments are in onboard units of GLONASS system. Proposed searching methods will help to decrease the transition time and increase formed evaluations precision of monitored parameters in the end of synchronization interval, given by function cyclorama of the intersatellite link system.

Введение

Ранее в одном из подразделений АО "Российские космические системы" были применены алгоритмы синхронизации аппаратуры локальных генераторов

без детального обоснования и проведенного моделирования следящих систем, входящих в состав аппаратуры межспутниковой радиолинии (МРЛ). В предыдущей публикации (Модернизация алгоритма поиска сигнала межспутниковой радиолинии ГЛОНАСС / О.А. Гончаров, Д.А. Астахов // Информация и Космос. – 2016. – № 4. – С. 61–70) был рассмотрен вопрос поиска сигнала по задержке, где по 52 ячейкам на основании максимума функции правдоподобия (максимума корреляционного интеграла в области поиска, устанавливаемого техническим заданием на МРЛ) выдавалась оценка параметра задержки радионавигационного сигнала при распространении в данном типе радиолинии. Исходя из требований ТЗ было определено, что алгоритм поиска по частоте для сигналов типа МРЛ не нужен, поскольку будет занимать одну ячейку, но на этапе синхронизации определяемого циклограммой МРЛ необходимо было уточнить параметр частоты, поэтому в работе было введено рассмотрение именно следящей системы за частотой в аппаратуре приемника сигнала типа МРЛ. Проведенное моделирование определило длительность переходного процесса при заданной начальной расстройке по частоте. Особенностью проведенного моделирования явился подбор параметров следящей системы, при котором длительность переходного процесса укладывается в фиксированный интервал времени, выделенный циклограммой функционирования системой МРЛ. Также результатами моделирования было определена оптимальная полоса следящей системы, обеспечивающая минимизацию суммы флуктуационных и динамических шумов (вызванный неинерционностью рассматриваемой модели). Следующим этапом, освещаемым в данной статье, является подбор оптимального времени поступления отсчетов на вход следящей системы.

Проведение моделирования

Критерием данной задачи явилось минимизация длительности переходного процесса следящей системы.

Схема обобщенной радиотехнической следящей системы за параметром сигнала (согласно источнику

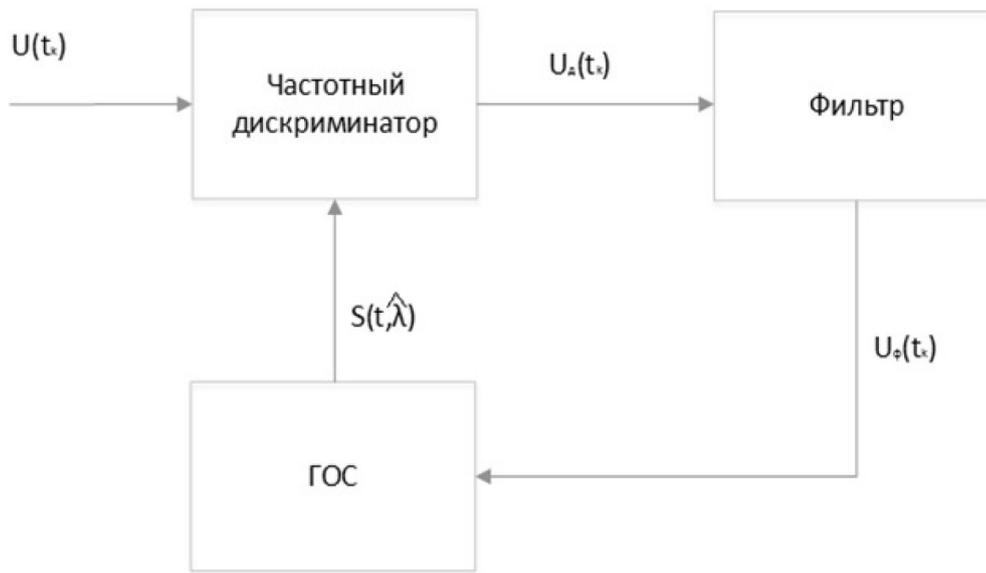


Рис. 1. Обобщенная схема дискретной следящей системы

[3]) приведена на рис. 1, которая включает: дискриминатор, фильтр и генератор опорного сигнала (ГОС).

На вход радиотехнической следящей системы поступает реализация $u(t)$, представляющая аддитивную смесь сигнала $s(t, \lambda)$, где λ – параметр, за которым ведется слежение (информативный процесс), и внутреннего шума приемника $n(t)$:

$$U(t) = s(t, \lambda) + n(t) \quad (1)$$

Векторный шум приемника $n(t)$ достаточно хорошо аппроксимируется белым шумом со спектральной плотностью мощности $S_n(0)$.

Дискриминатор – устройство, выходной процесс которого несет информацию о рассогласовании $\Delta\lambda = \lambda - \hat{\lambda}$ между истинным и оценочным значениями параметра λ , за которым ведется слежение. На входы дискриминатора поступают входная реализация $u(t)$, включающая радиосигнал $s(t, \lambda)$, несущий информацию об истинном значении λ , и опорный сигнал $S_{on}(t, \hat{\lambda})$, несущий информацию об оценочном значении $\hat{\lambda}$, которое вырабатывается в контуре следящей системы. Полагается, что дискриминатор является безынерционным устройством относительно параметра, за которым ведется слежение, и инерционным устройством относительно шума $n(t)$.

Фильтр в контуре следящей системы – низкочастотный фильтр, операторный коэффициент передачи $K_\phi(p)$ которого выбирается таким образом, что бы обеспечивать требуемые динамические свойства следящей системы при слежении за изменяющимся параметром $\lambda(t)$ и баланс между динамической и флуктуационной ошибками слежения.

Генератор опорного сигнала – устройство, формирующее сигнал $S_{on}(t, \hat{\lambda})$, зависящий от оценки $\hat{\lambda}$ параметра, за которым ведется слежение. Во многих системах радио-

автоматики генератор опорного сигнала формирует копию радиосигнала, у которого вместо истинного значения параметра λ используется его оценочное значение $\hat{\lambda}$. В ряде следящих систем для работы дискриминатора необходима не одна, а несколько копий радиосигнала с различными оценочными значениями $\hat{\lambda}_i, i = \overline{1, m}$. В этом случае генератор опорного сигнала должен формировать несколько копий $S_{on}(t, \hat{\lambda}_i), i = \overline{1, m}$, а связь между генератором опорного сигнала и дискриминатора будет иметь векторный характер.

Вследствие движения спутников по орбите закон распределения фазы сигнала будет равномерным на интервале $[-\pi; \pi]$. Поэтому при построении модели слежения следует рассмотреть некогерентный режим работы, также на выбор данного режима повлияло слежение за изменением доплеровской частоты в процессе движения спутников. В качестве модели частотного дискриминатора взяли модель дискриминатора некогерентного приемника с временным сдвигом квадратурных компонент.

Также в литературе [1] определена методика слежения за частотой в дискретном времени. Отчеты на вход дискриминатора поступают с интервалом 9.45 мс. Последующее моделирование с выбором оптимального времени поступления отсчетов будет проведено позже.

Квадратурные компоненты I_k и Q_k (где $k = 1 \dots n$) некогерентного приемника, формируемые в моменты времени t_k , зависят от фазы ϕ_{k-1} принимаемого сигнала. Аналогичные компоненты I_{k+1} и Q_{k+1} , соответствующие в моменту времени t_{k+1} , зависят от соответствующего значения фазы $\phi_{k,1}$. Так как приращение фазы $\Delta\phi = \phi_{k,1} - \phi_{k-1}$ за заданный интервал времени определяет доплеровскую частоту, обрабатывая квадратурные компоненты для двух соседних моментов времени, можно

получить информацию о доплеровском сдвиге частоты принимаемого сигнала.

Математическое ожидание статистической модели дискриминатора можно представить в виде (2).

$$U_{до} (t_k) = I_{k+1} Q_k - I_k Q_{k+1}, \quad (2)$$

где квадратурные компоненты будут определяться где выражением:

$$I_{k+1} = 2q_{c/n0} Th_{hc} \rho(\varepsilon_{\tau,k}) \cos(\varphi_{k,1} + \varepsilon_{\omega,k} T / 2) \sin c(\varepsilon_{\omega,k} T / 2)$$

$$Q_{k+1} = -2q_{c/n0} Th_{hc} \rho(\varepsilon_{\tau,k}) \sin(\varphi_{k,1} + \varepsilon_{\omega,k} T / 2) \sin c(\varepsilon_{\omega,k} T / 2)$$

$$I_k = 2q_{c/n0} Th_{hc} \rho(\varepsilon_{\tau,k-1}) \cos(\varphi_{k-1,1} + \varepsilon_{\omega,k-1} T / 2) \sin c(\varepsilon_{\omega,k-1} T / 2)$$

$$Q_k = -2q_{c/n0} Th_{hc} \rho(\varepsilon_{\tau,k-1}) \sin(\varphi_{k-1,1} + \varepsilon_{\omega,k-1} T / 2) \sin c(\varepsilon_{\omega,k-1} T / 2).$$

Тогда для статистического эквивалента дискриминационной характеристики получаем выражение:

$$U(\varepsilon_{\omega,k}) = 4q_{c/n0}^2 T^2 \rho(\varepsilon_{\tau,k}) \rho(\varepsilon_{\tau,k-1}) \sin c(\varepsilon_{\omega,k} T / 2) \sin c(\varepsilon_{\omega,k-1} T / 2) * (-\cos(\varphi_{k,1} + \varepsilon_{\omega,k} T / 2) * \sin(\varphi_{k-1,1} + \varepsilon_{\omega,k-1} T / 2) + \cos(\varphi_{k-1,1} + \varepsilon_{\omega,k-1} T / 2) \sin((\varphi_{k,1} + \varepsilon_{\omega,k} T / 2))$$

Положим, что $\varepsilon_{\omega,k} = \varepsilon_{\omega,k-1}$, тогда получаем:

$$U(\varepsilon_{\omega,k}) = 4q_{c/n0}^2 T^2 \rho(\varepsilon_{\tau,k}) \rho(\varepsilon_{\tau,k-1}) \sin c(\varepsilon_{\omega,k-1} T / 2)^2 \sin(\varepsilon_{\omega,k-1} T).$$

При построении модели возьмем значение автокорреляционной функции дальномерного кода равной единице $\rho(\varepsilon_{\tau,k}) = 1$.

Тогда получаем, что сигнал с выхода частотного дискриминатора примет вид (3).

$$U(\varepsilon_{\omega,k}) = 4q_{c/n0}^2 T^2 \sin c(\varepsilon_{\omega,k-1} T / 2)^2 \sin(\varepsilon_{\omega,k-1} T) \quad (3)$$

Из энергетического расчета межспутниковой радиолинии известно, что значение $q_{c/n0} = 35$ дБ/Гц. Также из технического задания на межспутниковую радиолинию известно, что период дальномерного кода формируемой последовательности на ПСП – В равен 3.15 мс.

Согласно источнику [3], при построении модели рассматривалось изменение частоты по закону:

$$\begin{aligned} \omega_k &= \omega_{k-1} + T \upsilon_{k-1} \\ \upsilon_k &= \upsilon_{k-1} + T \xi_{k-1}, \end{aligned} \quad (4)$$

где ξ_{k-1} – формирующий белый гауссовский шум, ω_k – частота сигнала в момент времени t_k , T – дискрет времени, равный 9.45 мс.

Исследуемый процесс может быть подвергнут оптимальной калмановской фильтрации.

В векторном виде приведенные выше выражения имеют вид:

$$x_k = Fx_{k-1} + G\xi_k, \quad (5)$$

$$x_k = \begin{bmatrix} \omega_k \\ \upsilon_k \end{bmatrix} \quad F = \begin{bmatrix} 1 & T \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad G = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & T \end{bmatrix} \quad \xi_k = \begin{bmatrix} 0 \\ \xi_k \end{bmatrix}$$

x_k – вектор состояния процесса

Дисперсия шума наблюдений определяется выражением:

$$D_\eta = 16q_{c/n0}^3 T^3 \left(1 + \frac{1}{2q_{c/n0} T} \right). \quad (6)$$

Откуда дисперсия шума эквивалентных наблюдений получаем в виде (7)

$$D_\eta = D_\eta / S_d^2. \quad (7)$$

Спектральная плотность шума эквивалентных наблюдений: $S_\eta = D_\eta T$ Спектральная плотность формирующего шума: $S_\xi = 2(33\sigma_\alpha)^2 \alpha$.

Где σ_α – среднеквадратическое значение ускорения, для МРЛ равно 1 м/с². $\alpha = 0.1$ с⁻¹

Следующим элементом, участвующим в слежении за частотой сигнала, будет сглаживающий фильтр, формирующий оценки сигнала.

Коэффициенты фильтра дискретной следящей системы второго порядка K_1 и K_2 , будут иметь вид:

$$K_1 = 2T(S_\xi / S_\eta)^{1/6} \quad (8)$$

$$K_2 = 2T(S_\xi / S_\eta)^{1/3} \quad (9)$$

Полосу следящей системы будем варьировать, до тех пор, пока время переходного процесса следящей системы не станет равно времени или будет меньше выделенного на синхронизацию циклограммой функционирования межспутниковой радиолинии (0.378с, рис.2).

Согласно источнику [3]: рассмотрим типовую линейную следящую систему (рис. 3) и предположим, что параметр λ , за которым ведется слежение, является центрированным случайным процессом.

В такой системе ошибка слежения $x(t)$ содержит две составляющие, каждая из которых является случайным процессом. Одна из составляющих вызвана искажением параметра $\lambda(t)$ при прохождении через следящую систему, обусловленным инерционностью системы. Данную составляющую ошибки слежения называют динамической ошибкой. Вторая составляющая ошибки

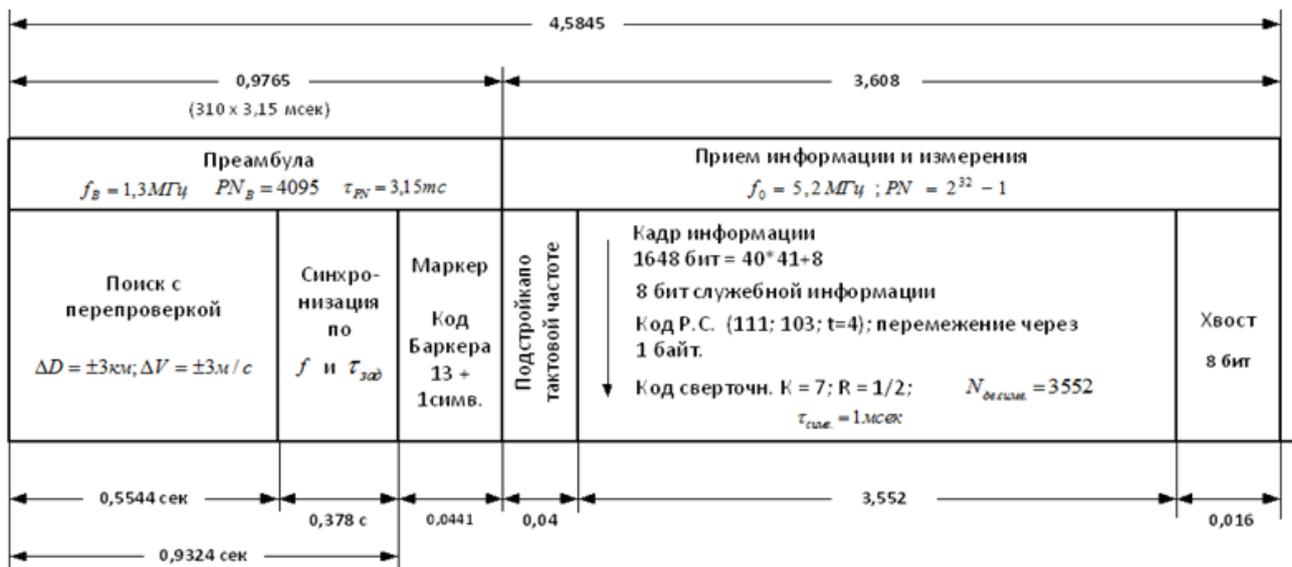


Рис. 2. Структура пакета БАМИ

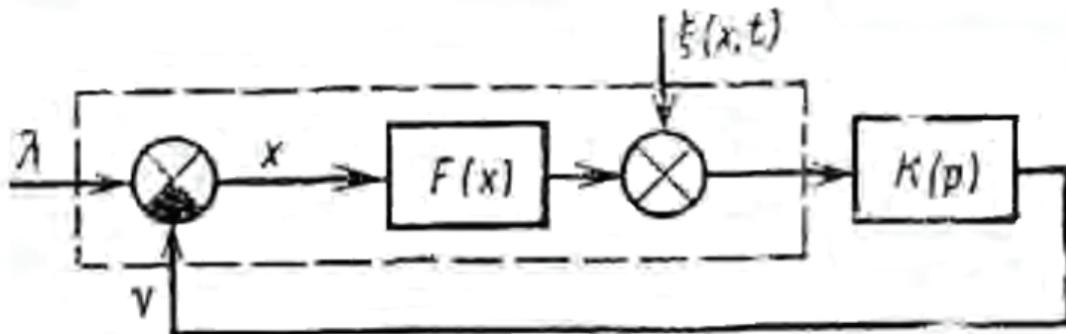


Рис. 3. Структурная схема типовой линейной следящей системы



Рис. 4. Отклик системы слежения за частотой полосы следящей системы в 10 Гц

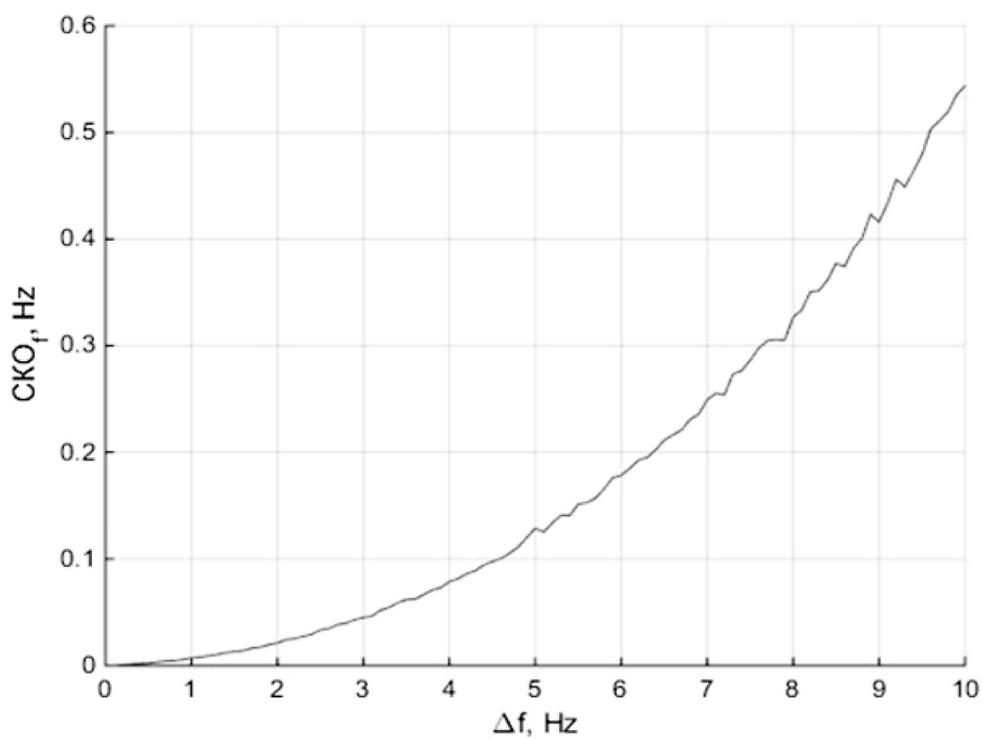


Рис. 5. Зависимость СКО частоты от полосы следящей системы при воздействии флуктуационной составляющей

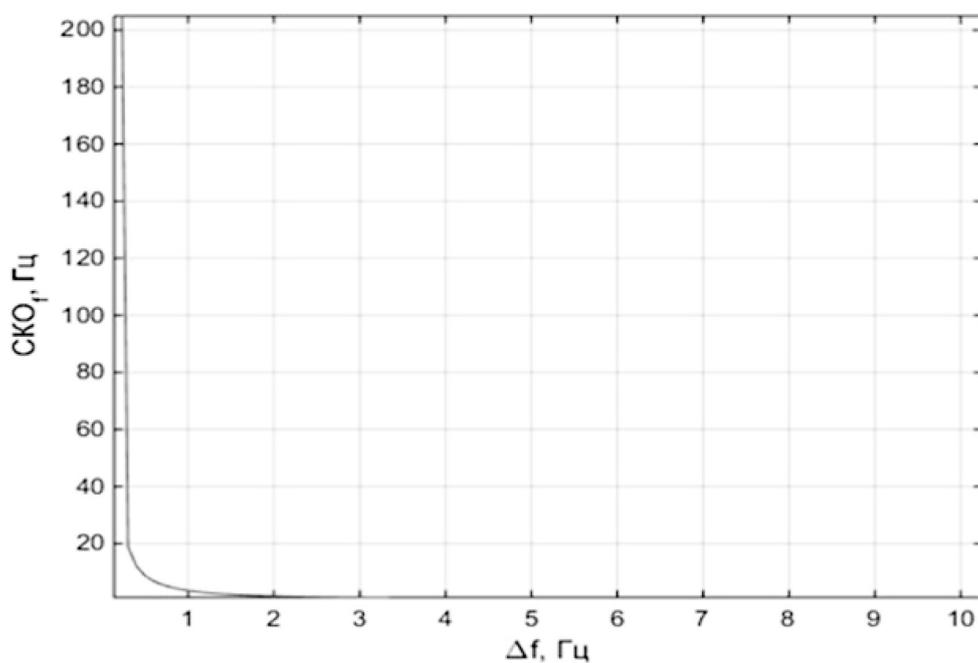


Рис. 6. Зависимость СКО частоты от полосы следящей системы при рассмотрении динамической ошибки

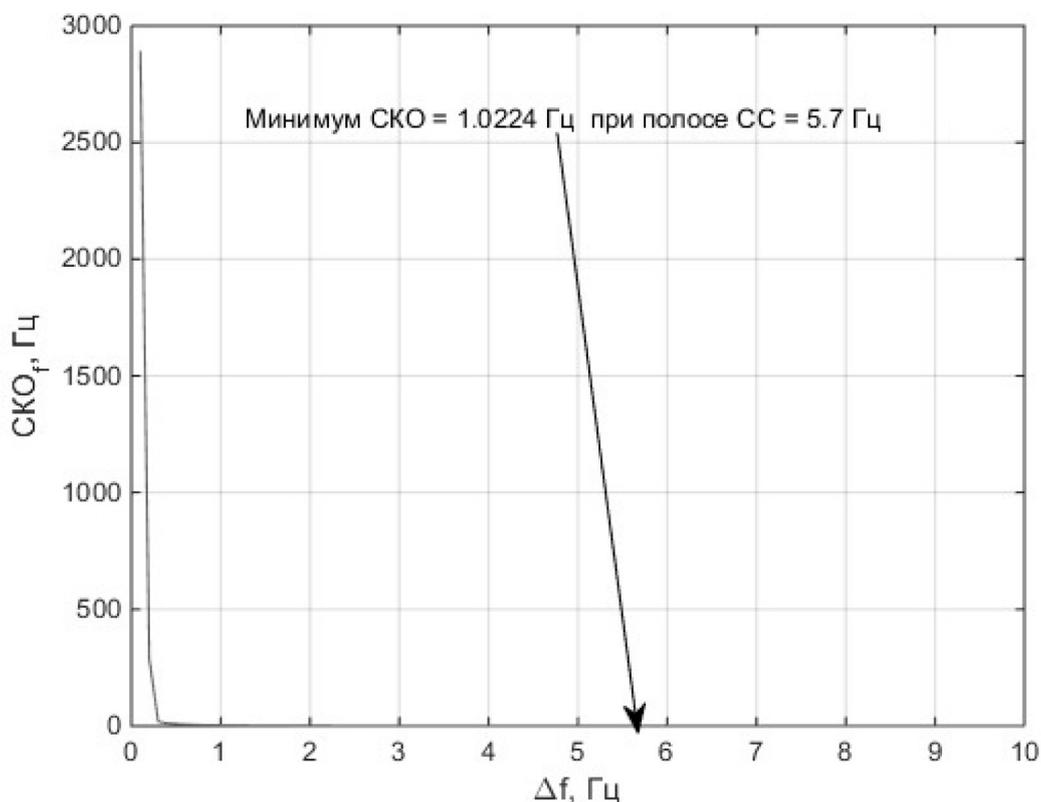


Рис. 7. Зависимость СКО частоты от полосы следящей системы при рассмотрении суммарной ошибки (динамической и флуктуационной)

Command Window		
Время переходного процесса =	2.520000e-01 с	с временем поступления отсчетов 3.150000e-03
Время переходного процесса =	2.803500e-01 с	с временем поступления отсчетов 3.150000e-03
Время переходного процесса =	2.677500e-01 с	с временем поступления отсчетов 3.150000e-03
Время переходного процесса =	1.260000e-01 с	с временем поступления отсчетов 6.300000e-03
Время переходного процесса =	1.386000e-01 с	с временем поступления отсчетов 6.300000e-03
Время переходного процесса =	1.323000e-01 с	с временем поступления отсчетов 6.300000e-03
Время переходного процесса =	9.135000e-02 с	с временем поступления отсчетов 9.450000e-03
Время переходного процесса =	8.820000e-02 с	с временем поступления отсчетов 9.450000e-03
Время переходного процесса =	7.875000e-02 с	с временем поступления отсчетов 9.450000e-03
Время переходного процесса =	5.040000e-02 с	с временем поступления отсчетов 1.260000e-02
Время переходного процесса =	6.930000e-02 с	с временем поступления отсчетов 1.260000e-02
Время переходного процесса =	2.759085e+01 с	с временем поступления отсчетов 1.260000e-02
Время переходного процесса =	7.374150e+00 с	с временем поступления отсчетов 1.575000e-02
Время переходного процесса =	5.417685e+01 с	с временем поступления отсчетов 1.575000e-02
Время переходного процесса =	6.019020e+01 с	с временем поступления отсчетов 1.575000e-02

Рис. 8. Время переходного процесса в зависимости модели следящей системы и от тактов поступления отсчетов

слежения обусловлена воздействием шума $\xi(t)$ (шума на выходе дискриминатора радиотехнической следящей системы), которую называют флуктуационной ошибкой.

Начальное рассогласование установим в 10 Гц, построив модель переходного процесса (рис. 4).

На представленном рисунке отображены реализации рассогласования по частоте в присутствии флуктуационных, динамических шумов и их суммы. Установлено что время переходного процесса для системы слежения с учетом двух составляющих шума равно 0.292 с. Оставшееся время на интервале синхронизации будет отведено на дополнительную подстройку опорного генератора для уточнения оценок частоты (рис. 5–7). Следующим шагом построим зависимость СКО частоты от полосы следящей системы при увеличении времени моделирования.

Представленный результат показывает, что оптимальным значением полосы следящей системы будет ширина 5.7 Гц.

Также стоит определиться с наилучшим временем поступления отсчетов. Критерием на выбор наилучшего времени будет минимизация суммарной флуктуационной и динамических составляющих шума при наименьшем времени переходного процесса. Такты могут поступать со временем кратному периоду ПСП–В. Для этого возьмем диапазон от одного до пяти тактов периодов ПСП–В. Результаты моделирования показаны на рис. 8. Моделирование проведено в среде Matlab.

По рис. 8 наилучшим временем поступления отсчетов, при заданном тестовом воздействии в виде начального рассогласования частоты на ограниченном интервале времени, будет 9.45 мс. Наилучшим будет время с увеличением тактов поступления отсчетов. Но при времени большем 9.45 мс время переходного процесса не будет укладываться в интервал времени ПСП–В, выделенный на синхронизацию. Откуда оптимальным временем поступления отсчетов будет время 9.45 мс. Рассматриваемые результаты учитывали воздействие динамических и флуктуационных шумов. На рис. 8 первым значением, выводимым как длительность переходного процесса, будет его время при воздействии динамической составляющей шума. Второе значение учитывает только флуктуационную составляющую шума, и третий результат учитывает суммарное воздействие двух видов шума, действующих на линейную динамическую следящую систему.

Литература

1. ГЛОНАСС. Принципы построения и функционирования / под ред. А.И. Перова, В.Н. Харисова. – Изд. 4-е перераб. и доп. – М. Радиотехника, 2010. – 800 с.
2. Борисов, Ю. П. Математическое моделирование радиотехнических систем и устройств / Ю.П. Борисов, В.В. Цветнов. – М.: Радио и связь, 1985 – 176 с.
3. Перов, А. И. Радиоавтоматика / А.И. Перов, В.Н. Замолодчиков, В.М. Чиликин. – М.: Радиотехника, 2014. – 320 с.