

ССЗ состоит из генератора опорного сигнала(ПСП), выполненного на регистре сдвига с обратными связями (Subsystem 6) , временного дискриминатора (Subsystem 7), усредняющего устройства (Subsystem 8), интегратора (Subsystem 9), УДИ (Subsystem 10), делителя частоты (Subsystem 11) и задающего генератора (PulseGenerator 1). В состав интегратора входит реверсивный счетчик, формирующий в виде кода интегральную составляющую сигнала управления, и синтезатор частот. Выходы интеграторов коммутируются ко входам УДИ переключателями (ManualSwitch 1- 4), что позволяет формировать модели ССЗ и ФАПЧ с астатизмом первого и второго порядков.

Схема формирования эталонного фазоманипулированного сигнала выполнена в виде подсистемы(Subsystem 1). Генератор шума, входящий в состав подсистемы, позволяет оценить влияние помех на показатели качества приемника.

Устройство измерения переходной характеристики и динамической ошибки выполнены в виде подсистем Subsystem 12 и Subsystem 13 соответственно. Коррелятор выполнен в виде подсистемы Subsystem 14.

Разработанная модель позволяет измерить динамическую и флюктуационную ошибки слежения ССЗ с астатизмом первого и второго порядков, по переходной характеристике оценить показатели качества переходного процесс , измерить зависимость амплитуды сигнала на выходе коррелятора от величины ошибки слежения и мощности помехи на входе, оценить влияние помех на показатели качества системы, определить полосы удержания и захвата, обеспечивая управление частотой эталонного сигнала.

Результаты моделирования приводятся ниже в виде временных диаграмм, динамических ошибок ССЗ первого (рисунок 3а) и второго (рисунок 3б) порядков астатизма в переходном и установившемся режимах при наличии расстройки генераторов тактовых частот эталонного и опорного сигналов, переходных характеристик.

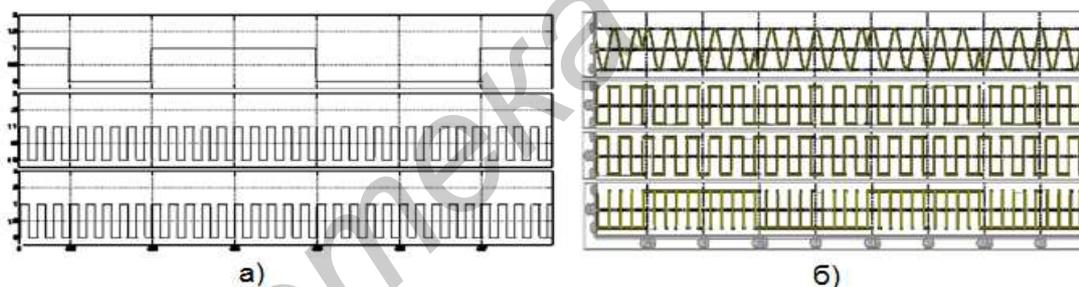


Рисунок 2 – Временные диаграммы сигналов на входах ФАПЧ (а) и ССЗ (б)

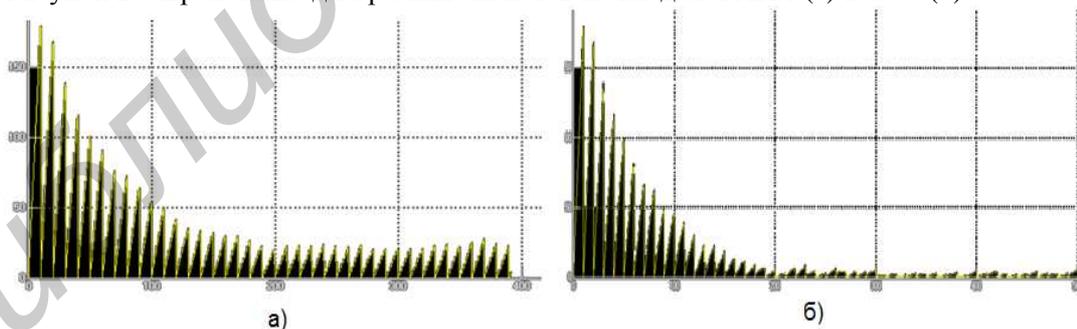


Рисунок 3 – Динамические ошибки при относительной частотной расстройке 10^{-3}

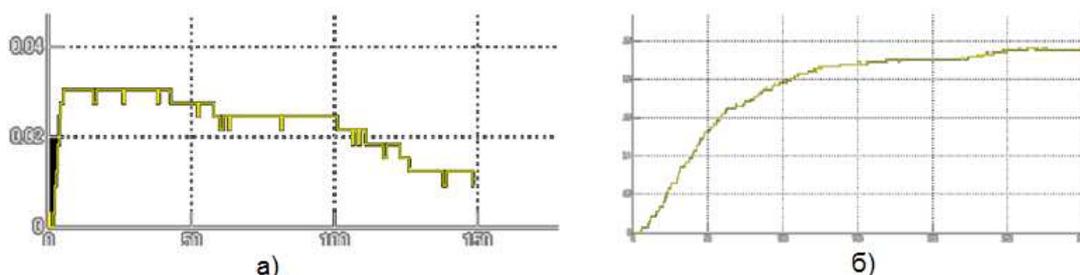


Рисунок 4– Переходные характеристики ФАПЧ (а) и ССЗ (б)

Модель может быть использована при проектировании цифрового корреляционного приемника ШПС, изучении его принципов построения и исследования показателей качества.

ЛИТЕРАТУРА

1. Варакин, Л. Е. Системы связи с шумоподобными сигналами// Л. Е. Варакин. – М. : Радио и связь, 1985. – 384 с.

Д.А.ГРИНЮК¹, И.Г.СУХОРУКОВА¹, Н.М.ОЛИФИРОВИЧ¹

АДАПТИВНОЕ СГЛАЖИВАНИЕ И ФИЛЬТРАЦИЯ В ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯХ

¹Учреждение образования «Белорусский государственный технологический университет», г. Минск, Республика Беларусь

Существуют два подхода в идентификации первичной информации: параметрический и непараметрический [1, 2]. Параметрические методы идентификации основаны на знании модели восстанавливаемой зависимости, с определенной точностью. Непараметрические методы не используют такую модель. Другими словами, для преобразователей с информативным сигналом синусоидальной формы нет проблем с интерпретацией результатов параметрической и непараметрической фильтрации. Временной сдвиг можно легко учесть. При более сложной модели динамики измерительного сигнала могут возникать большие погрешности.

Наиболее часто в практике для сглаживания применяются фильтры бегущего среднего и низкой частоты. Практика их реализации хорошо отработана. Фильтры бегущего среднего используются как простые,

$$y_i = (x_i + x_{i-1} + \dots + x_{i-N+2} + x_{i-N+1})/N, \quad (1)$$

так и с весовыми коэффициентами

$$y_i = (a_1x_i + a_2x_{i-1} + \dots + a_{N-1}x_{i-N+2} + a_Nx_{i-N+1})/N, \quad (2)$$

при условии

$$a_1 + a_2 + \dots + a_{N-1} + a_N = N$$

где y_i – выход; x_i – текущее измерение; N – порядок (диапазон) усреднения.

Методы локальной аппроксимации могут иметь различные варианты весовых функций. Однако это сопряжено с большими требованиями по мощности вычислений. Для применения в реальном времени в автономном режиме с невысокими требованиями по мощности приемлемыми вариантами является использование прямоугольных финитных функций. В качестве локальных моделей предлагается использовать линейную и квадратичную аппроксимацию.

$$y(t) = c_1 + c_2t; \quad y(t) = d_1 + d_2t + d_3t^2, \quad (3)$$

где

$$\begin{pmatrix} c_1 \\ c_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} w_2 & w_1 \\ w_3 & w_2 \end{pmatrix}^{-1} \begin{pmatrix} b_1 \\ b_2 \end{pmatrix}; \quad \begin{pmatrix} d_1 \\ d_2 \\ d_3 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} w_3 & w_2 & w_1 \\ w_4 & w_3 & w_2 \\ w_5 & w_4 & w_3 \end{pmatrix}^{-1} \begin{pmatrix} b_1 \\ b_2 \\ b_3 \end{pmatrix}; \quad (4)$$

$$w_j = (t_1)^{j-1} + (t_2)^{j-1} + \dots + (t_N)^{j-1}; \quad b_j = (t_1x_1)^{j-1} + (t_2x_2)^{j-1} + \dots + (t_Nx_N)^{j-1}; \quad (5)$$

$$t_k = [0 \ \Delta t \ 2\Delta t \ \dots \ (N-2)\Delta t \ (N-1)\Delta t] \quad (6)$$

Δt – время квантования.

Система уравнений (4) является результатом применения метода наименьших квадратов. В отличие от других весовых функций это не потребует большого количества вычислений.

Для формирования выходного значения y_i может быть использовано любое значение $t = t_s$ в диапазоне аппроксимации $[0 \ (N-1)\Delta t]$. В зависимости от величины N и особенности шумов t_k имеет свое оптимальное значение.

Очень часто после преобразования в аналого-цифровом преобразователе в измерительных данных вместе с шумов первичного преобразователя имеются значения с большими отклонениями. Это является или следствием внешних импульсных помех или паразитивными связями измерительной схемы. Для борьбы с такими явлениями обычно предлагают использовать медианный фильтр и т.д. Путем локальной аппроксимации можно также бороться с