

Формирование и усиление сигналов

УДК 621.396.

МАТЕМАТИЧЕСКИЕ МОДЕЛИ СПЕКТРАЛЬНОЙ ПЛОТНОСТИ МОЩНОСТИ ФАЗОВЫХ ШУМОВ ИНТЕГРАЛЬНЫХ МИКРОСХЕМ ФАПЧ

Ромашов Владимир Викторович

доктор технических наук, профессор, заведующий кафедрой «Радиотехника» Муромского института (филиала) ФГБОУ ВО «Владимирский государственный университет имени А.Г. и Н.Г. Столетовых».

E-mail: romashovmurom@mail.ru.

Якименко Кирилл Александрович

кандидат технических наук, доцент кафедры «Радиотехника» Муромского института (филиала) ФГБОУ ВО «Владимирский государственный университет имени А.Г. и Н.Г. Столетовых».

E-mail: yakimenko.kirill@yandex.ru.

Докторов Андрей Николаевич

кандидат технических наук, доцент кафедры «Радиотехника» Муромского института (филиала) ФГБОУ ВО «Владимирский государственный университет имени А.Г. и Н.Г. Столетовых».

E-mail: doctorov_a_n@mail.ru.

Паутов Евгений Русланович

магистрант кафедры «Радиотехника» Муромского института (филиала) ФГБОУ ВО «Владимирский государственный университет имени А.Г. и Н.Г. Столетовых».

E-mail: pautov@yandex.ru.

Адрес: 602264, Россия, Владимирская обл., г. Муром, ул. Орловская, д. 23.

Аннотация: Математические модели шумовых характеристик формирователей сигналов позволяют на этапе проектирования радиосистемы оценить уровень фазовых шумов формирователя для любых опорных и выходных частот. В данной работе предложена методика математического моделирования спектральной плотности мощности (СПМ) фазовых шумов интегральных микросхем на основе фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ). Рассмотрены архитектура и принцип действия современных импульсных частотно-фазовых детекторов (ИЧФД), наиболее широко применяющихся в настоящее время в качестве фазовых дискриминаторов систем ФАПЧ. Представлен пример разработки математической модели СПМ фазовых шумов ИЧФД интегральной микросхемы AD4113. Разработаны математические модели шумовых характеристик серии современных интегральных микросхем ФАПЧ, на основе которых можно построить формирователь гармонических сигналов с малым количеством дискретных побочных составляющих спектра. Предложен вариант использования разработанных математических моделей в специализированном программном обеспечении для моделирования и анализа шумовых характеристик гибридных синтезаторов частот на основе прямого цифрового и косвенного методов синтеза.

Ключевые слова: система фазовой автоподстройки частоты, ФАПЧ, синтезатор частот, фазовые шумы, математическая модель, импульсный частотно-фазовый детектор.

Введение

Собственные фазовые шумы формирователей гармонических сигналов, входящих в состав радиосистемы, оказывают значительное влияние на тактико-технические характеристики устройства в целом. Фазовый шум оценивается

спектральной плотностью мощности (СПМ) фазовых шумов в зависимости от частоты отстройки F . Для анализа шумовых характеристик формирователей сигналов используются математические модели СПМ фазовых шумов, представленные в виде степенных полиномов

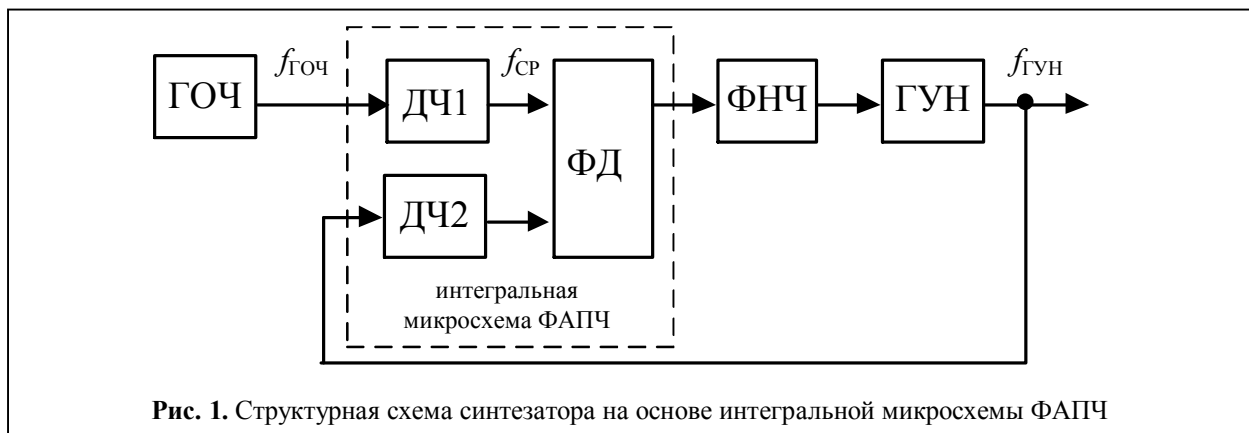


Рис. 1. Структурная схема синтезатора на основе интегральной микросхемы ФАПЧ

[1, 2]. Данные модели позволяют оценить уровень СПМ фазовых шумов для любых значений опорной и выходной частот формирователя сигналов.

В качестве формирователей гармонических сигналов в настоящее время широко используются интегральные синтезаторы косвенного метода синтеза на основе систем фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ). Такие синтезаторы формируют выходной сигнал, практически свободный от дискретных побочных спектральных составляющих, в широком диапазоне частот.

Целью данной работы является разработка математических моделей современных интегральных микросхем ФАПЧ для анализа шумовых характеристик формирователей сигналов радиосистем.

1. Архитектура современных интегральных микросхем ФАПЧ

Большинство выпускаемых в настоящее время интегральных микросхем синтезаторов частот на основе систем ФАПЧ имеет общую архитектуру (рис. 1). Основным блоком – это фазовый дискриминатор ФД, который формирует сигнал ошибки, пропорциональный разности фаз опорного сигнала с частотой $f_{ГОЧ}$, поступающего с внешнего генератора опорной частоты (ГОЧ), и выходного сигнала генератора, управляемого напряжением (ГУН), с частотой $f_{ГУН}$, поступающего по цепи обратной связи. Сигнал ошибки через петлевой фильтр нижних частот (ФНЧ) подстраивает частоту выходного сигнала ГУН. При необходимости могут использоваться делители частот ДЧ1 и ДЧ2.

В качестве фазового дискриминатора в

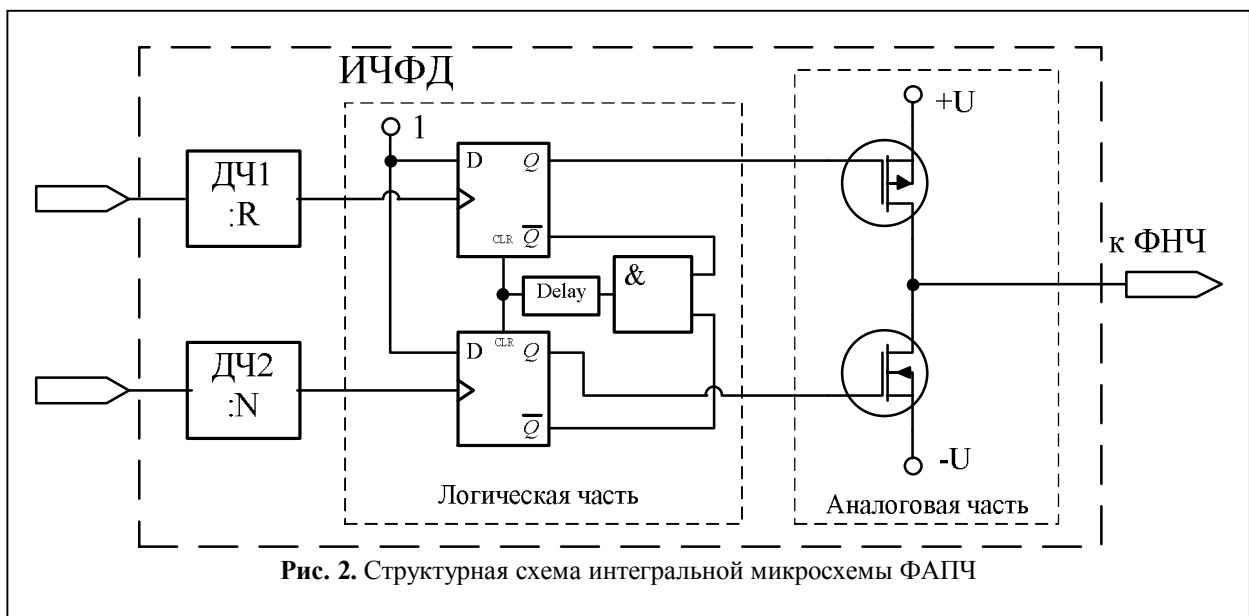


Рис. 2. Структурная схема интегральной микросхемы ФАПЧ

настоящее время широко применяется импульсный частотно-фазовый детектор (ИЧФД) [3]. Современные ИЧФД состоят из двух частей: логической и аналоговой (рис. 2). Логическая часть, как правило, реализована на двух D-триггерах с асинхронным сбросом. Аналоговая часть (в русскоязычной литературе – «система накачки заряда», в англоязычной – «charge pump») представлена двумя транзисторными ключами, управляемыми выходными сигналами триггеров. При поступлении импульса с триггера ключ открывает источник постоянного тока. В результате образуется сигнал, представляющий собой разнополярные импульсы постоянного тока, причём средний за период ток будет пропорционален разности фаз сигналов, подаваемых на вход детектора.

Кроме ИЧФД в микросхему ФАПЧ встроены два делителя частот: делитель опорной частоты ДЧ1 с целочисленным коэффициентом деления R и делитель выходной частоты ДЧ2 с целочисленным или дробным коэффициентом деления N. В настоящее время выпускаются микросхемы ФАПЧ с интегрированным в микросхему ГУН, однако в данной работе такие микросхемы рассматриваться не будут из-за отсутствия возможности доступа в цепь обратной связи с целью построения гибридных синтезаторов частот.

2. Математическая модель шумовых характеристик микросхем ФАПЧ

Рассмотрим основные принципы моделирования шумовых характеристик интегральных синтезаторов на основе ФАПЧ. Математическая модель СПМ фазовых шумов синтезатора на основе интегральной микросхемы ФАПЧ имеет вид

$$S(F) = \left[\frac{S_{\text{ГОЧ}}(F)}{R^2} + S_{\text{ФАПЧ}}(F) + S_{\text{ФНЧ}}(F) \right] \times \\ \times \left[|H_{31}(j2\pi F)|^2 + S_{\text{ГУН}}(F) \cdot |H_{32}(j2\pi F)|^2 \right], \quad (1)$$

где $S_{\text{ГОЧ}}(F)$ – математическая модель СПМ фазовых шумов генератора опорной частоты; $S_{\text{ФАПЧ}}(F)$ – математическая модель СПМ фазо-

вых шумов интегральной микросхемы ФАПЧ; $S_{\text{ФНЧ}}(F)$ – математическая модель СПМ фазовых шумов петлевого фильтра нижних частот с передаточной функцией $F_{\text{ФНЧ}}(j2\pi F)$; $S_{\text{ГУН}}(F)$ – математическая модель СПМ фазовых шумов генератора, управляемого напряжением;

$$H_{31}(j2\pi F) = N \cdot \left(\frac{H_1(j2\pi F)}{1 + H_1(j2\pi F)} \right) - \text{передаточная}$$

функция кольца ФАПЧ по внешним шумам;

$$H_{32}(j2\pi F) = \frac{1}{1 + H_1(j2\pi F)} - \text{передаточная}$$

функция кольца ФАПЧ по внутренним шумам;

$$H_1(j2\pi F) = \frac{1}{N} \cdot \left(\frac{F_{\text{ФНЧ}}(j2\pi F) \cdot S_{\text{ФД}} \cdot S_{\text{ГУН}}}{j2\pi F} \right) - \text{переда-$$

точная функция разомкнутого кольца ФАПЧ;

$S_{\text{ФД}}$ – крутизна дискриминационной характеристики ФД; $S_{\text{ГУН}}$ – крутизна регулировочной характеристики ГУН.

Математическая модель СПМ фазовых шумов интегральной микросхемы ФАПЧ $S_{\text{ФАПЧ}}(F)$ определяется как

$$S_{\text{ФАПЧ}}(F) = S_{\text{ДЧ1}}(F) + S_{\text{ДЧ2}}(F) + S_{\text{ФД}}(F), \quad (2)$$

где $S_{\text{ДЧ1}}(F)$, $S_{\text{ДЧ2}}(F)$ – математические модели СПМ фазовых шумов ДЧ1 и ДЧ2 соответственно; $S_{\text{ФД}}(F)$ – математическая модель СПМ фазовых шумов ФД.

Математические модели шумовых характеристик интегральных генераторов основаны на модели Лисона [4]:

$$S_{\Gamma}(F) = \frac{G \cdot K_{\text{ш}} \cdot k \cdot T}{2 \cdot P} \cdot \left[\frac{f_{\alpha}}{F^3} \cdot \left(\frac{f_0}{2 \cdot Q} \right)^2 + \right. \\ \left. + \frac{1}{F^2} \cdot \left(\frac{f_0}{2 \cdot Q} \right)^2 + \frac{f_{\alpha}}{F} + 1 \right], \quad (3)$$

где G – коэффициент усиления транзистора; $K_{\text{ш}}$ – коэффициент шума транзистора; k – постоянная Больцмана; T – абсолютная температура; P – высокочастотная мощность, передаваемая в резонатор; Q – добротность нагруженного резонатора; f_0 – выходная частота

та генератора; f_a – граничная частота области преобладания фликкер-шума в спектре шума транзистора; F – отстройка частоты от f_0 . В случае, когда мы не можем провести математическое моделирование СПМ фазовых шумов конкретного генератора по теоретической модели, можно провести аппроксимацию экспериментальных характеристик степенной функцией и использовать её в таком виде для дальнейших расчётов [5]. Экспериментально полученные зависимости СПМ фазовых шумов ГОЧ на формируемой частоте и разомкнутого ГУН всегда имеются в технической документации на генераторы.

В соответствии с проведёнными исследованиями петлевой ФНЧ и делители частоты практически не вносят вклада в результирующий уровень фазовых шумов синтезатора частот, поэтому в качестве моделей их шумовых характеристик допустимо использовать усреднённые модели, представленные, например, в [1].

В [6] разработано выражение для моделирования СПМ фазовых шумов импульсных частотно-фазовых детекторов

$$S_{\text{ИЧФД}}(F) = K_{\text{ИЧФД}}^2 \cdot \frac{4 \cdot \pi^2}{f_{\text{СР}}^{-2}} \cdot \left(\frac{8 \cdot k \cdot T}{3 \cdot s_{\text{тр}}} \cdot \left(\frac{f_a}{F} + 1 \right) \right) + \frac{4 \left(4kTs_{\text{тр}} \cdot \left(\frac{f_a}{F} + 1 \right) \right)}{s_{\text{ИЧФД}}} \cdot \left(\frac{\tau_{\text{сбр}}}{f_{\text{СР}}^{-1}} \right)^2, \quad (4)$$

где $f_{\text{СР}}$ – частота сравнения; $K_{\text{ИЧФД}}$ – усреднённый коэффициент чувствительности для логической схемы ИЧФД; $s_{\text{тр}}$ – крутизна проходной характеристики транзистора при максимальном токе в области переключения; $s_{\text{ИЧФД}}$ – крутизна дискриминационной характеристики ИЧФД; f_a – частота перехода от области преобладания шума типа $1/F$ к области тепловых шумов; $\tau_{\text{сбр}}$ – длительность импульсов сброса триггеров.

Импульсный частотно-фазовый детектор является блоком, который вносит наибольший вклад в результирующий уровень шумов син-

тезатора на отстройках вблизи несущей. В связи с этим математическая модель его шумовых характеристик должна полностью соответствовать конкретной микросхеме. Однако, в отличие от генераторов, экспериментально измерить СПМ фазовых шумов отдельного ИЧФД не представляется возможным. Поэтому об адекватности модели СПМ фазовых шумов ИЧФД можно судить лишь, рассматривая её, как составляющую результирующего уровня СПМ фазовых шумов всего синтезатора на основе ФАПЧ.

При моделировании шумовых характеристик ИЧФД по (4) возникает проблема, связанная с тем, что в документации на микросхемы ФАПЧ отсутствует информация о некоторых параметрах ИЧФД, входящих в (4) (например, $K_{\text{ИЧФД}}$, $s_{\text{тр}}$, f_a и др.). В связи с этим получить адекватную модель СПМ фазовых шумов ИЧФД не представляется возможным.

Решить данную проблему можно следующим образом. По сути, модель (4) можно выразить в виде степенного полинома с двумя неизвестными составляющими B_1 и B_0 :

$$S_{\text{ИЧФД}}(F) = \frac{f_{\text{СР}}^2}{s_{\text{ФД}}^2} \left(\frac{B_1}{F} + B_0 \right). \quad (5)$$

Частота сравнения $f_{\text{СР}}$ является известной заранее величиной, крутизна дискриминационной характеристики ИЧФД определяется как

$$s_{\text{ИЧФД}} = \frac{I_{\text{СНР}}}{2\pi}, \quad (6)$$

где $I_{\text{СНР}}$ – ток системы «накачки заряда» – величина, представленная в технической документации на микросхемы.

Таким образом, в результирующей модели СПМ фазовых шумов (1) синтезатора на основе ФАПЧ присутствует две неизвестных составляющих B_1 и B_0 , определяющих СПМ фазовых шумов ИЧФД. Найти эти составляющие можно, выразив $S_{\text{ИЧФД}}(F)$ из экспериментально полученных значений СПМ фазовых шумов системы ФАПЧ $S_{\text{ФАПЧэксп}}$, также представленных в документации на микросхемы. То есть

$$S_{ИЧФД}(F) = \frac{S_{ФАПЧэксп}}{|H_{31}(j2\pi F)|^2} - \left[\frac{S_{ГОЧ}(F)}{R^2} + S_{ФНЧ}(F) + S_{ДЧ1}(F) + S_{ДЧ2}(F) \right] - S_{ГУН}(F) \cdot \frac{|H_{32}(j2\pi F)|^2}{|H_{31}(j2\pi F)|^2}. \quad (7)$$

Получившаяся кривая, по сути, и является результатом математического моделирования СПМ фазовых шумов ИЧФД по (5). Для нахождения коэффициентов B_1 и B_0 необходимо аппроксимировать кривую полиномом вида

$$S(F) = \frac{b_1}{F} + b_0. \quad (8)$$

И затем по получившимся коэффициентам аппроксимации вычислить

$$\begin{cases} B_1 = \frac{S_{ФД}^2}{f_{CP}^2} \cdot b_1; \\ B_0 = \frac{S_{ФД}^2}{f_{CP}^2} \cdot b_0. \end{cases} \quad (9)$$

3. Моделирование шумовых характеристик ИЧФД современных микросхем ФАПЧ

Рассмотрим методику моделирования СПМ фазовых шумов ИЧФД интегральных микросхем ФАПЧ на примере микросхемы ADF4113 [7] фирмы Analog Devices. Это синтезатор частот, способный формировать сигналы в диапазоне от 200 МГц до 4 ГГц. Максимально допустимая частота сравнения в ИЧФД составляет $f_{CPmax} = 55$ МГц. Архитектура микросхемы эквивалентна схеме, представленной на рис. 2.

В технической документации к микросхеме представлены экспериментально полученные зависимости СПМ фазовых шумов синтезатора, построенного на данной микросхеме, для следующих значений частот:

- частота сигнала ГУН $f_{ГУН1} = 900$ МГц, частота сравнения $f_{CP1} = 200$ кГц, частота среза ФНЧ $f_{ФНЧ1} = 20$ кГц;

Таблица 1. Коэффициенты аппроксимации шумовых характеристик генераторов

Генератор	a_3	a_2	a_1	a_0
Fox 801-BELF	-8,12	-10,211	-13,689	-17,291
VCO190-902T	1,608	-2,392	-8,021	-15,02
VCO190-1750T	2,186	-1,814	-7,992	-14,998
VCO190-3100T	2,683	-1,317	-8,01	-14,991

- $f_{ГУН2} = 1750$ МГц, $f_{CP2} = 30$ кГц, $f_{ФНЧ2} = 3$ кГц;
- $f_{ГУН3} = 3100$ МГц, $f_{CP3} = 1$ МГц, $f_{ФНЧ3} = 100$ кГц.

Синтезатор был построен на отладочной плате EV-ADF411XSD1Z. В качестве ГОЧ использовался кварцевый генератор Fox 801-BELF с частотой $f_{ГОЧ} = 10$ МГц. В качестве ГУН для синтезирования сигналов с разными частотами использовались генераторы VCO190-902T (при формировании 900 МГц), VCO190-1750T (при формировании 1750 МГц), VCO190-3100T (при формировании 3100 МГц), произведённые фирмой Sirena Microdevices.

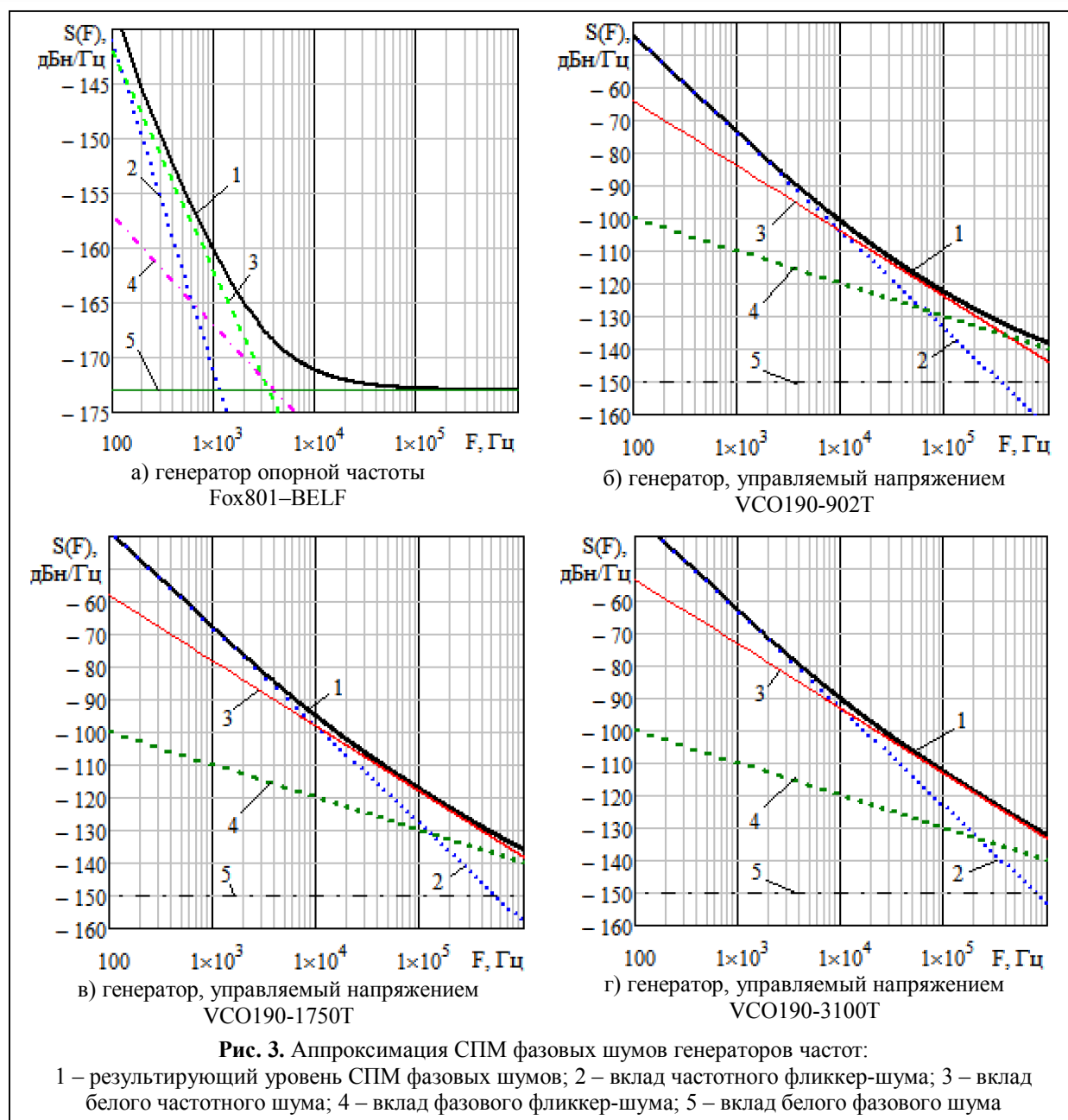
Для моделирования СПМ фазовых шумов генераторов была проведена аппроксимация экспериментальных шумовых характеристик, представленных в документации на микросхеме. Математическая модель (2) преобразуется в выражение

$$S_{\Gamma}(F) = \frac{10^{a_3}}{F^3} + \frac{10^{a_2}}{F^2} + \frac{10^{a_1}}{F} + 10^{a_0},$$

где a_3, a_2, a_1, a_0 – коэффициенты аппроксимации, определяющие вклады частотного фликкер-шума, белого частотного шума, фазового фликкер-шума, белого фазового шума, соответственно. Получившиеся коэффициенты аппроксимации шумовых характеристик генераторов сведены в таблицу 1. Результаты аппроксимации представлены на рис. 3.

Петлевой ФНЧ представляет собой пропорционально-интегрирующий фильтр 2-го порядка. Как правило, фазовые шумы, вносимые ФНЧ, являются тепловым шумом резистора и определяются выражением

$$S_{ФНЧ}(F) = 4kTFR,$$



где k – постоянная Больцмана; T – абсолютная температура; R – сопротивление резистора. Выражения для расчёта передаточной функции и номиналов элементов фильтра представлены, например, в [8].

Усреднённая математическая модель СПМ фазовых шумов цифрового делителя частот с численными значениями имеет вид [1]:

$$S_{\text{дч}}(F) = \frac{10^{-14,89}}{F} + 10^{-17,21}$$

Таким образом, по (3) можно определить

кривую по следующей методике:

1. Экспериментально полученные данные из технической документации, представленные в виде отдельных значений спектральной плотности мощности фазовых шумов, для определённых значений отстроек необходимо интерполировать. Для этого можно использовать, например, функции кубической сплайн-интерполяции в системе Mathcad:

$$S_{\text{ЭКСП}}(F) = \text{interp}(\text{cspline}(F_S, S_{\text{ЭКСП}}), F_S, S_{\text{ЭКСП}}, F),$$

где F_S – вектор, содержащий значения частот

отстроек; $S_{\text{эксп}}$ – вектор, содержащий экспериментально полученные значения СПМ фазовых шумов.

2. Получившуюся функцию необходимо математически сгладить. Для этого нужно использовать метод скользящей медианы (функция `medsmooth`), либо сглаживание при помощи гауссова ядра (функция `ksmooth`), либо метод наименьших квадратов (функция `supsmooth`). Результаты интерполяции и сглаживания экспериментальных данных из документации на микросхему ADF4113 при трёх значениях выходной частоты представлены на рис. 4.

3. Определяем кривую СПМ фазовых шумов ИЧФД по (7) в графическом виде. Затем аппроксимируем её функцией вида (8). Далее по получившимся коэффициентам аппроксимации определяем с помощью (10) коэффициенты B_1 и B_0 .

На рис. 5 представлены получившиеся зависимости СПМ фазовых шумов ИЧФД для микросхемы ADF4113. По данным зависимостям были определены коэффициенты B_1 и B_0 :

- 1) при $f_{\text{ГУН}} = 900$ МГц; $f_{\text{СР}} = 200$ кГц коэффициенты $B_1 = 10^{-31,516}$, $B_0 = 10^{-33,506}$;
- 2) при $f_{\text{ГУН}} = 1750$ МГц; $f_{\text{СР}} = 30$ кГц коэффициенты $B_1 = 10^{-31,402}$, $B_0 = 10^{-33,551}$;
- 3) при $f_{\text{ГУН}} = 3100$ МГц; $f_{\text{СР}} = 1$ МГц

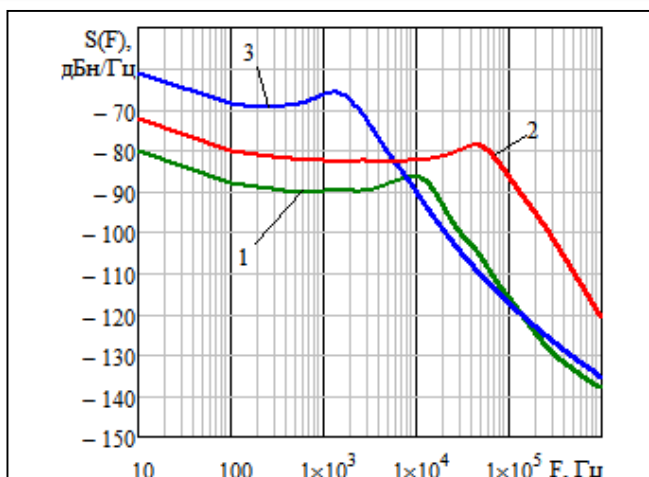


Рис. 4. Экспериментальные СПМ фазовых шумов синтезатора на основе ADF4113:

- 1 – при $f_{\text{ГУН}} = 900$ МГц, $f_{\text{СР}} = 200$ кГц;
- 2 – при $f_{\text{ГУН}} = 1750$ МГц, $f_{\text{СР}} = 30$ кГц;
- 3 – при $f_{\text{ГУН}} = 3100$ МГц, $f_{\text{СР}} = 1$ МГц

циенты $B_1 = 10^{-31,496}$, $B_0 = 10^{-33,501}$.

Значения коэффициентов при разных частотах получились практически одинаковыми. По рис. 5 видно, что, чем больше значение частоты сравнения, тем меньше неравномерностей имеет получившаяся кривая, и тем легче её аппроксимировать. Например, по рис. 5, б практически невозможно точно получить значения коэффициентов. Таким образом, при моделировании шумовых характеристик ИЧФД необходимо использовать экспериментальные данные, получившиеся при наибольшем значении частоты сравнения.

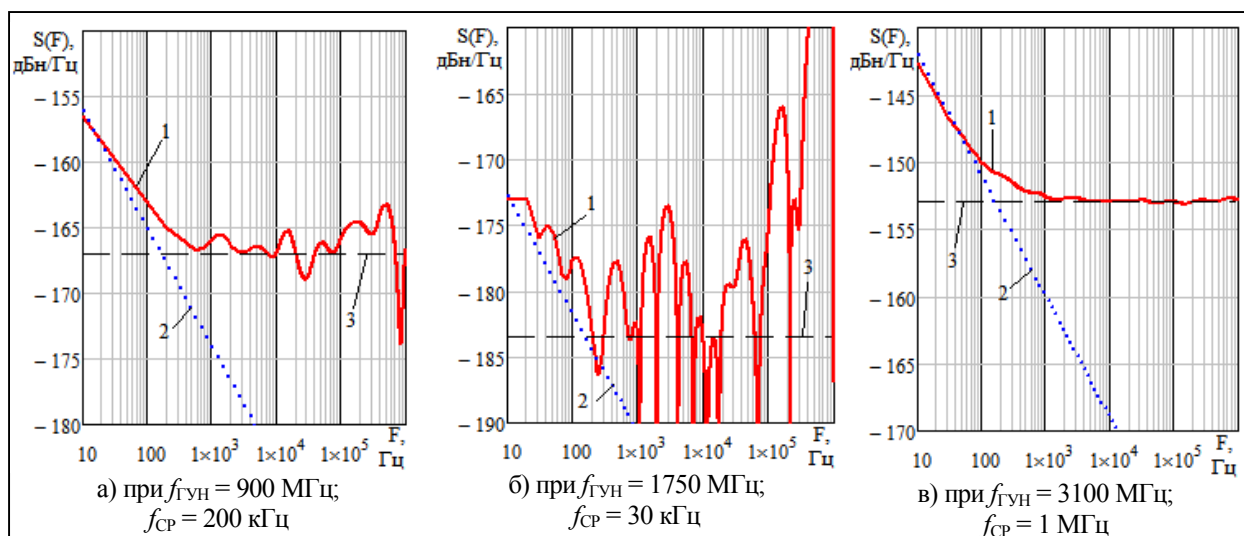
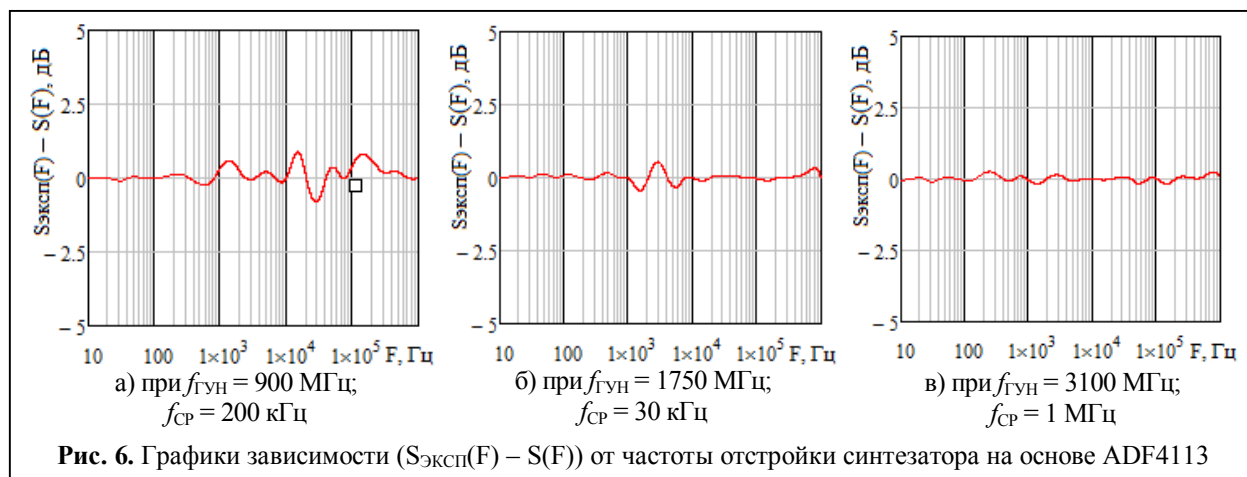


Рис. 5. Результаты аппроксимации шумовых характеристик ИЧФД: 1 – полученные зависимости СПМ фазовых шумов ИЧФД; 2 – вклад фазового фликкер-шума; 3 – вклад белого фазового шума



С помощью разработанной модели шумовых характеристик ИЧФД микросхемы ADF4113 было проведено моделирование СПМ фазовых шумов синтезатора по (1) для трёх значений частот и сравнение с экспериментальными данными для тех же частот. Графики зависимости $(S_{эксп}(F) - S(F))$ от частоты отстройки представлены на рис. 6. По графикам видно, что разница между экспериментальными данными и результатами моделирования не превышает 1 дБ.

По представленной методике были разработаны математические модели шумовых характеристик ИЧФД различных интегральных

микросхем фирмы Analog Devices. Данные модели и параметры микросхем сведены в таблицу 2.

4. Применение полученных моделей для анализа шумовых характеристик формирователей сигналов

Разработанные математические модели СПМ фазовых шумов ИЧФД интегральных микросхем ФАПЧ были использованы для пополнения базы данных специализированного программного комплекса [9], который предназначен для структурного проектирования четырех типов гибридных синтезаторов частот на осно-

Таблица 2. Математические модели шумовых характеристик ИЧФД и параметры микросхем

Интегральная микросхема ФАПЧ	Максимальная частота сравнения $f_{срmax}$, МГц	Ток системы «накачки заряда» $I_{чр}$, мкА	Математическая модель СПМ фазовых шумов ИЧФД микросхемы
ADF4106	104	5000	$S_{ИЧФД}(F) = \frac{f_{ср}^2}{s_{Фд}^2} \left(\frac{10^{-30,753}}{F} + 10^{-32,748} \right)$
ADF4107	120	5000	$S_{ИЧФД}(F) = \frac{f_{ср}^2}{s_{Фд}^2} \left(\frac{10^{-30,112}}{F} + 10^{-32,241} \right)$
ADF4108	104	5000	$S_{ИЧФД}(F) = \frac{f_{ср}^2}{s_{Фд}^2} \left(\frac{10^{-30,215}}{F} + 10^{-32,201} \right)$
ADF4113	55	5000	$S_{ИЧФД}(F) = \frac{f_{ср}^2}{s_{Фд}^2} \left(\frac{10^{-31,496}}{F} + 10^{-33,501} \right)$
ADF4118	55	1000	$S_{ИЧФД}(F) = \frac{f_{ср}^2}{s_{Фд}^2} \left(\frac{10^{-28,915}}{F} + 10^{-31,131} \right)$
ADF4158	32	5000	$S_{ИЧФД}(F) = \frac{f_{ср}^2}{s_{Фд}^2} \left(\frac{10^{-31,026}}{F} + 10^{-33,145} \right)$

ве прямого цифрового и косвенного методов синтеза [10–14]:

- гибридного синтезатора с цифровым вычислительным синтезатором (ЦВС) в качестве опорного генератора ФАПЧ;
- гибридного синтезатора с ЦВС в цепи обратной связи ФАПЧ;
- гибридного синтезатора с ЦВС в качестве генератора подставки ФАПЧ;
- гибридного синтезатора, использующего образы основной частоты ЦВС.

Программный комплекс позволяет провести математическое моделирование, сравнение и анализ шумовых характеристик указанных типов гибридных синтезаторов, рассчитать вклады звеньев каждого гибридного синтезатора в результирующий уровень СПМ фазовых шумов.

Разработанные в рамках данного исследования математические модели СПМ фазовых шумов интегральных микросхем ФАПЧ позволяют на основе проведённого с помощью про-

граммного комплекса анализа выбрать те микросхемы, при использовании которых гибридный синтезатор будет обеспечивать наименьший уровень фазовых шумов для заданных пользователем частот.

Для каждой интегральной микросхемы ФАПЧ в базу данных программного комплекса были добавлены:

- математическая модель СПМ фазовых шумов микросхемы;
- диапазон рабочих частот;
- значение максимально допустимой частоты сравнения f_{CPmax} ;
- значение тока системы «накачки заряда» I_{Chp} .

Графический интерфейс программного комплекса с результатами математического моделирования вкладов звеньев гибридного синтезатора с ЦВС в качестве опорного генератора ФАПЧ представлен на рис. 7.

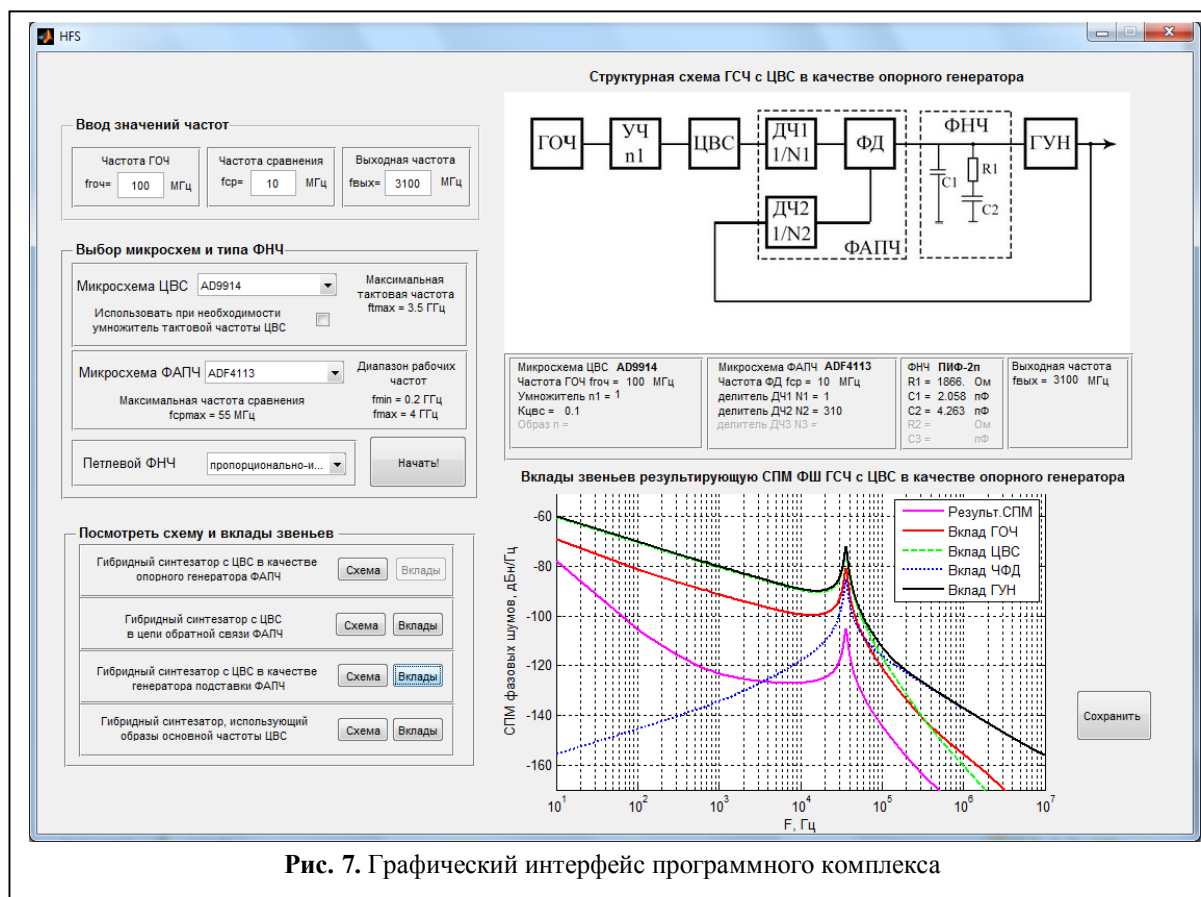


Рис. 7. Графический интерфейс программного комплекса

Заключение

В рамках данного исследования была разработана методика математического моделирования СПМ фазовых шумов импульсных частотно-фазовых детекторов интегральных микросхем ФАПЧ. Данная методика рассмотрена на примере моделирования шумовых характеристик ИЧФД интегральной микросхемы ADF4113. Были разработаны модели шумовых характеристик серии интегральных микросхем фирмы Analog Devices. Данные модели были использованы для пополнения базы данных специализированного программного комплекса, который предназначен для структурного проектирования гибридных синтезаторов частот на основе прямого цифрового и косвенного методов синтеза и исследования их шумовых характеристик.

Исследование выполнено при финансовой поддержке Совета по грантам Президента Российской Федерации, а также Фонда содействия развитию малых форм предприятий в научно-технической сфере в рамках проекта по конкурсу УМНИК-2018.

Литература

1. Рыжков А.В., Попов В.Н. Синтезаторы частот в технике радиосвязи. М.: Радио и связь, 1991. 264 с.
2. Kroupa V.F. Phase Lock Loops and Frequency Synthesis. New York: John Wiley & Sons, Ltd. 2003. 320 p.
3. Левин В.А., Малиновский В.П., Романов С.К. Синтезаторы частот с системой импульсно-фазовой автоподстройки. М.: Радио и связь, 1989. 232 с.
4. Leeson D.B. A Simple Model of Feedback Oscillator Noise Spectrum // IEEE Proc. Letters. February 1966. Vol. 54. Pp. 329–330.
5. Ромашов В.В., Ромашова Л.В. Регрессионная модель шумовых характеристик генераторов сигналов // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. 2017. № 3. С. 69–75.
6. Жабин А.С., Кулешов В.Н., Голубков А.В. Собственные шумы ИЧФД и их влияние на работу синтезатора частот // Вестник МЭИ. № 1. 2011. С. 60–68.
7. AD4113HV [Электронный ресурс]: сайт фирмы Analog Devices, Inc. 2019. Режим доступа: <http://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/adf4113hv.pdf> (дата обращения 25.06.2019).
8. Keese W.O. An Analysis and Performance Evaluation of a Passive Filter Design Technique for Charge Pump Phase-Locked Loops [Электронный ресурс]: National Semiconductor Application Note 1001. Режим доступа: <http://www.sss-mag.com> (дата обращения 25.06.2019).
9. Ромашов В.В., Якименко К.А. Программный комплекс для проектирования гибридных синтезаторов частот и моделирования их шумовых характеристик // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. 2018. № 1. С. 36–44.
10. Romashov V.V., Khramov K.K., Yakimenko K.A. The hybrid frequency synthesizer based on DDS and two-loop PLL // CriMiCo 2014 – 24th International Crimean Conference Microwave and Telecommunication Technology, Conference Proceedings. Russia, Crimea, Sevastopol. September 7–13, 2014. Pp. 294–295. DOI: 10.1109/CRIMICO.2014.6959400.
11. Ромашов В.В., Ромашова Л.В., Якименко К.А. Исследование шумовых характеристик гибридного синтезатора частот на основе цифрового вычислительного синтезатора и двухкольцевой ИФАПЧ // Методы и устройства передачи и обработки информации. 2014. № 1. С. 18–24.
12. Пат. РФ № 172814. Гибридный синтезатор частот с улучшенными спектральными характеристиками / Ромашов В.В., Ромашова Л.В., Храмов К.К., Якименко К.А. Заявл. 24.04.2017; опубл. 25.07.2017. Бюл. № 21. 6 с.
13. Ромашов В.В., Якименко К.А., Докторов А.Н., Ромашова Л.В. Экспериментальное исследование шумовых характеристик гибридных синтезаторов частот на основе прямого цифрового и косвенного методов синтеза // Вестник Поволжского государственного технологического университета. Серия: «Радиотехнические и инфокоммуникационные системы». 2017. № 1. С. 6–17.
14. Ромашов В.В., Якименко К.А. Разработка математического аппарата для частотного планирования гибридных синтезаторов частот // Проектирование и технология электронных средств. 2016. № 3. С. 3–9.
15. Romashov V.V., Yakimenko K.A. Modelling and comparing of phase noise curves of hybrid synthesizers // 2015 International Siberian Conference on Control and Communications, SIBCON 2015. Omsk State Technical University. Russia, Omsk. May 21–23, 2015. Pp. 714–719. DOI: 10.1109/SIBCON.2015.7147198.

Поступила 25 июля 2019 г.

English

MATHEMATICAL MODELS OF PHASE NOISE POWER SPECTRAL DENSITY OF PLL CHIPS

Vladimir Viktorovich Romashov – Doctor of Engineering Sciences, Professor, Head of Radio Engineering Department, Murom Institute (Branch) Federal State Budgetary Educational Institution of Higher Professional Education “Vladimir State University named after A.G. and N.G. Stoletovs”.

E-mail: romashovmurom@mail.ru.

Kirill Aleksandrovich Yakimenko – Candidate of Engineering Sciences, Associate Professor, Radio Engineering Department, Murom Institute (Branch) Federal State Budgetary Educational Institution of Higher Professional Education “Vladimir State University named after A.G. and N.G. Stoletovs”.

E-mail: yakimenko.kirill@yandex.ru.

Andrey Nikolayevich Doctorov – Candidate of Engineering Sciences, Associate Professor, Radio Engineering Department, Murom Institute (Branch) Federal State Budgetary Educational Institution of Higher Professional Education “Vladimir State University named after A.G. and N.G. Stoletovs”.

E-mail: doctorov_a_n@mail.ru.

Evgeniy Ruslanovich Pautov – Master's Degree Student, Radio Engineering Department, Murom Institute (Branch) Federal State Budgetary Educational Institution of Higher Professional Education “Vladimir State University named after A.G. and N.G. Stoletovs”.

E-mail: pautovev@yandex.ru.

Address: 602264, Russia, Vladimir Region, Murom, Orlovskaya street. 23.

Abstract: Phase noise of radio system signal shaper has a significant impact on radio system performance as a whole. Therefore, much attention is given to the analysis of phase noise to develop ways to reduce their level. Phase noise is evaluated through power spectral density (PSD) of phase noise as dependence of frequency carrier on detuning frequency. Mathematical models of phase noise PSD for signal shapers represented as power polynomials enable to pre-evaluate phase noise level of shaper for any reference and output frequencies at engineering stage of radio systems as well as to perform modeling and analysis of shaper segments' share in the resulting level of phase noise PSD. This paper proposes a method of mathematical modeling phase noise PSD of PLL-based (phase locked loop) integrated chips. The configuration and operation principle of existing pulse frequency-phase detectors, the most widely used at present as phase discriminators in PLL systems are examined. Mathematical model development example of phase noise PSD for pulse frequency-phase detector of AD4113 integrated chip by Analog Devices Co. is presented. Mathematical models of phase noise PSD of present-day PLL integrated chip line have been developed, based on which harmonic signal shaper with a small number of spectrum discrete incidental components can be built. An option is proposed to use the developed mathematical models with dedicated software for structural design, modeling and analysis of noise performance of hybrid frequency synthesizers based on synthesis direct digital and indirect methods.

Keywords: phase-locked loop system, PLL, frequency synthesizer, phase noise, mathematical model, sampling phase frequency detector.

The reported study was funded by the Council on grants of the President of the Russian Federation and the Fund for assistance to the development of industrial enterprises in the scientific and technical sphere in the framework of the project for the contest UMNIK-2018.

References

1. Ryzhkov A.V., Popov V.N. Frequency synthesizers in radio communication. Moscow: Radio and communication, 1991. 264 p.
2. Kroupa V.F. Phase Lock Loops and Frequency Synthesis. New York: John Wiley & Sons, Ltd. 2003. 320 p.
3. Levin V.A., Malinovsky V.P., Romanov S.K. Frequency Synthesizers with sampling phase-locked loop. Moscow: Radio and communication, 1989. 232 p.
4. Leeson D.B. A Simple Model of Feedback Oscillator Noise Spectrum. IEEE Proc. Letters. February 1966. Vol. 54. Pp. 329–330.

5. Romashov V.V., Romashova L.V. Noise performance regression model of signal oscillators. Radio Engineering and telecommunication systems. 2017. No. 3. Pp. 69–75.
6. Zhabin A.S., Kuleshov V.N., Golubkov A.V. Self-noise in sampling phase frequency detectors and their effect on frequency synthesizer operation. MPEI. Bulletin No. 1. 2011. Pp. 60–68.
7. AD4113HV [Electronic source]: Analog Devices, Inc. website.2019. Access mode: <http://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/adf4113hv.pdf> (access date 25.06.2019).
8. Keese W.O. An Analysis and Performance Evaluation of a Passive Filter Design Technique for Charge Pump Phase-Locked Loops [Electronic source]: National Semiconductor Application Note 1001.
9. Romashov V.V., Yakimenko K.A. The software package for designing hybrid frequency synthesizers and their noise properties simulation. Radio Engineering and telecommunication systems. 2018. No. 1. Pp. 36–44.
10. Romashov V.V., Khramov K.K., Yakimenko K.A. The hybrid frequency synthesizer based on DDS and two-loop PLL. CriMiCo 2014 – 2014 24th International Crimean Conference Microwave and Telecommunication Technology, Conference Proceedings. – Russia, Crimea, Sevastopol. September 7–13, 2014. DOI: 10.1109/CRIMICO.2014.6959400. Pp. 294–295.
11. Romashov V.V., Romashova L.V., Yakimenko K.A. Investigation of noise characteristics of hybrid frequency synthesizer based on digital computational synthesizer and two-loop sampling phase-locked loop. Metody i ustroystva peredachi i obrabotki informatsii. 2014. No. 1. Pp. 18–24.
12. Pat. RU 172814. Hybrid frequency synthesizer with improved spectral performance. Romashov V.V., Romashova L.V., Khramov K.K., Yakimenko K.A. Appl. 24.04.2017; publ. 25.07.2017. Bull. No. 21. 6 p.
13. Romashov V.V., Yakimenko K.A., Doktorov A.N., Romashova L.V. Noise properties experimental research of hybrid frequency synthesizers based on direct digital and indirect synthesis methods. Bulletin of the Volga State University of Technology. Series: "Radio engineering and infocommunication systems". 2017. No. 1. Pp. 6–17.
14. Romashov V.V., Yakimenko K.A. Mathematical tools development for hybrid frequency synthesizers' frequency planning. Design and technology of electronic means. 2016. No. 3. Pp. 3–9.
15. Romashov V.V., Yakimenko K.A. Modelling and comparing of phase noise curves of hybrid synthesizers. 2015 International Siberian Conference on Control and Communications, SIBCON 2015. Omsk State Technical University. Russia, Omsk. May 21–23, 2015. Pp. 714–719. DOI: 10.1109/SIBCON.2015.7147198.