

Докторов А.Н., Базжин А.С.

Муромский институт (филиал) федерального государственного образовательного учреждения высшего образования «Владимирский государственный университет имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых»
602264, г. Муром, Владимирская обл., ул. Орловская, 23
E-mail: romashovmurot@mail.ru, doctorov_a_n@mail.ru

Программа частотного планирования формирователей сигналов с применением образов основной частоты цифровых вычислительных синтезаторов

Формирователи сигналов, основанные на цифровых вычислительных синтезаторах (ЦВС) широко используются во многих радиотехнических системах, измерительных приборах, а также системах передачи данных, метрологических комплексах и медицинском оборудовании. Совершенствование таких формирователей сигналов требует решения задачи повышения выходной частоты ЦВС без потери когерентности колебаний. В [1] рассмотрен метод использования образов основной частоты ЦВС для повышения частоты выходного сигнала.

Однако использование образов затруднено сложностью частотного планирования данных формирователей сигналов. В работах [2, 3] был предложен алгоритм частотного планирования, учитывающий условие фильтрации образов [4].

На основе данного алгоритма создана программа частотного планирования, написанная на языке программирования C++. На рис. 1 показано окно программы.

Частота ГОЧ, МГц	24
Максимальная тактовая частота fmax, МГц	1000
Минимальная тактовая частота fmin, МГц	420
Кцвс минимальный	0,15
Кцвс максимальный	0,35
n максимальное	3
Частота fф, МГц	3000

Вычислить

Рис. 1 Интерфейс главного окна программы частотного планирования.

В зависимости от типа ЦВС задаются исходные данные частотного планирования. Показанные на рисунке значения соответствуют применению ЦВС AD9910 при использовании генератора опорной частоты ГОЧ с частотой 24 МГц, и встроенного умножителя тактовой частоты. Кроме того, устанавливаются значения минимального и максимального $K_{\text{ЦВС}}$, определяющего соотношение основной частоты и тактовой частоты ЦВС. Выбирается максимальное число образов основной частоты, и выходная частота формирователя [4].

Результат расчета частотного плана экспортируется в новый файл приложения MS Word. Для работы программе требуется приложение MS NET Framework 4.5. Пример расчета, выдаваемый программой, приведен в таблице 1.

Таблица 1 - Результат работы программы

n2	n1	n	fcvs	Ft	Kcvs	fobr
2	19	3	132	456	0,289473684210526	1500
2	22	-3	84	528	0,159090909090909	1500
2	23	-3	156	552	0,282608695652174	1500
3	19	2	88	456	0,192982456140351	1000
3	13	3	64	312	0,205128205128205	1000
3	15	-3	80	360	0,222222222222222	1000
3	18	2	136	432	0,314814814814815	1000
3	23	-2	104	552	0,188405797101449	1000
3	24	-2	152	576	0,263888888888889	1000
4	18	-2	114	432	0,263888888888889	750
4	14	2	78	336	0,232142857142857	750
4	11	-3	42	264	0,159090909090909	750
4	17	-2	66	408	0,161764705882353	750
4	24	1	174	576	0,302083333333333	750

125	4	0	24	96	0,25	0
250	2	0	12	48	0,25	0
500	1	0	6	24	0,25	0

В таблице в виде строк представлены рассчитанные варианты комбинаций параметров частотного планирования. Первый и второй столбцы таблицы содержат значения коэффициентов умножения выходных и тактовых умножителей частоты. Следующие столбцы содержат рассчитанные значения номера используемого образа, основной частоты, коэффициента передачи $K_{цвс}$, частоты образа. Комбинации коэффициентов отсортированы по возрастанию n_2 . Это необходимо для быстрого поиска оптимальных вариантов частотного плана в начале таблицы.

Разработанная программа позволяет упростить частотное планирование данных формирователей. Кроме того, автоматизация частотного планирования ускоряет разработку и проектирование формирователей сигналов с использованием образов основной частоты цифровых вычислительных синтезаторов.

Исследование выполнено при финансовой поддержке РФФИ в рамках научного проекта № 16-37-00299 мол_а.

Литература

1. Ромашов В.В., Ромашова Л.В., Храмов К.К., Докторов А.Н. Модель спектральной плотности мощности фазовых шумов цифровых вычислительных синтезаторов на образах основной частоты // Радиопромышленность. 2012, №2. С. 38-48.
2. Докторов, А.Н., Якименко К.А. Алгоритм частотного планирования формирователя сигналов на основе цифровых вычислительных синтезаторов в режиме образов основной частоты / А.Н. Докторов, К.А. Якименко // Научный потенциал молодежи – будущее России [Электронный ресурс]: V Всероссийские научные Звoryкинские чтения: сб. тез. докл. V Всероссийской молодежной научной конференции. Муром, 22 апр. 2013 г.– Муром: Изд.-полиграфический центр МИ ВлГУ, 2013.– 964 с.: ил.– 1 электрон. опт. диск (CD-ROM) – С. 320-321.
3. Докторов, А.Н. Анализ алгоритма частотного планирования формирователей сигналов с использованием образов основной частоты цифровых вычислительных синтезаторов / А.Н. Докторов // Методы и устройства передачи и обработки информации, 2017, № 19. С. 16-22.
4. Ромашов, В.В. Частотное планирование формирователей сигналов радиосистем на основе цифровых вычислительных синтезаторов / В.В. Ромашов, К.К. Храмов, А.Н. Докторов // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. – 2012. - №4 – С.10-16.

Жиганов С.Н., Антонов Д.Н.

*Муромский институт (филиал) федерального государственного образовательного учреждения высшего образования «Владимирский государственный университет имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых»
602264, г. Муром, Владимирская обл., ул. Орловская, 23
E-mail: s_zh_72@mail.ru*

Исследование характеристик цифровых фильтров, построенных с помощью весовых функций

Одно из основных устройств цифровой обработки радиотехнических сигналов является цифровой фильтр. В связи с бурным развитием цифровых технологий интерес к построению и исследованию характеристик цифровых фильтров все возрастает. Большое количество работ позволяют разобраться в заявленной проблеме (см., например, [1-3]).

Целью работы является провести сравнительный анализ характеристик четырех видов фильтров (фильтра нижних частот, фильтра высоких частот, режекторного фильтра, полосового фильтра), коэффициенты которых получены при помощи использования трех весовых функций – прямоугольной, функций Хеннинга и Хемминга.

В работе для заданных параметров гипотетических фильтров (полос пропускания и задержания, неравномерностей в полосе задержания и пропускания, а также частоты дискретизации) получены импульсные характеристики фильтров, амплитудно-частотные и фазо-частотные характеристики. Сделаны подробные выводы о качестве фильтрации и реализуемости на современной элементной базе разработанных фильтров.

Литература

1. Айфичер Э.С., Джервис Б.У. Цифровая обработка сигналов: практический подход, 2-е издание.: пер. с англ. - М.: Издательский дом "Вильямс", 2004. - 992 с.
2. Основы цифровой обработки сигналов: Курс лекций / Авторы: А.И. Солонина, Д.А. Улахович, С.М. Арбузов, Е.Б. Соловьева. - СПб.: БХВ-Петербург. 2005. - 768 с.
3. Сергиенко А.Б. Цифровая обработка сигналов: учебное пособие. – 3 – е издание. – СПб.: БХВ –Петербург, 2011. – 768 с.

Михеев К.В.

*Муромский институт (филиал) федерального государственного образовательного учреждения высшего образования «Владимирский государственный университет имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых»
602264, г. Муром, Владимирская обл., ул. Орловская, 23
E-mail: kiri-mikheev@yandex.ru*

Совершенствованный набор алгоритмов вычисления функции $\arcsin(x)$

Специализированные вычислительные устройства обширно используются в приборах для генерации сигналов, в том числе гармонических, в быстродействующих цифровых вычислительных синтезаторах с аппаратурной реализацией воспроизведения реализуемых на практике стандартных функций $\sin(x)$, $\operatorname{tg}(x)$, $\arcsin(x)$. Прямой расчет отмеченных функций в специализированных вычислительных устройствах, как правило, невозможен, следовательно прибегают либо к табличному заданию функции, что связано с большими затратами памяти, либо используют приближенные методы расчета. Перспективный метод аппроксимации реализуется на использовании полиномов Чебышева. В работе отражен анализ метода получения полиномов наилучшего приближения на примере поиска значений функции $\arcsin(x)$. Как показали результаты работы для расчета функции $\arcsin(x)$ одного полинома на всем интервале задания аргумента $x \in [-1; 1]$ при максимальных значениях погрешностей аппроксимации δ_{MM} от 0,15 до 0,0015 обеспечивается несущественное приращение числа значащих цифр результата на 1 операцию при последовательном дальнейшем увеличении степени полинома с 1-й до 9-й и выше. Соответственно, для поиска ряда полиномов с большим увеличением значений приращения числа двоичных цифр результата на одну операцию рассмотрен интервал $[0; 0,707]$.

В [1,2] были разработаны алгоритмы поиска полиномов наилучшего приближения различных степеней. Для рассматриваемой функции в интервале значений аргумента $[0; 0,707]$ найдены полиномы с нечетными степенями (таблица 1) для широко применяемых на практике областей значений угла $[0^0; 45^0]$ при значениях максимальных погрешностей δ_{MM} от $2,09851 \cdot 10^{-2}$ до $6,229703 \cdot 10^{-9}$. Уменьшение максимальной погрешности для полиномов 3-й, 5-й, 7-й, 9-й и 11-й степеней по сравнению с полиномами нечетных степеней на порядок ниже составит соответственно: $20,98/1,6 = 13,1$, $16,02/1,628 = 9,84$, $16,28/1,897 = 8,582$, $18,97/2,392 = 7,94$, $23,92/3,188 = 7,5$. Итак, будет иметь место приращение порядка 1-й разрядной двоичной цифры на одну операцию. Был рассмотрен вариант возможности уменьшения дискрета приращения числа операций путем прямого исключения константы a_i в полиноме ($a_1 = 1$, полином №2' в таблице 1). В таком случае уменьшение числа операций обеспечивает сокращение максимальной погрешности по сравнению с полиномом 1-й степени только в $20,98/7,96 = 2,62$ раза.

Для поиска полиномов с большим увеличением значения приращения числа двоичных цифр результата на одну операцию, интервал $[0; 0,707]$ был разбит на два подинтервала с двумя полиномами и примерно равными максимальными погрешностями δ_{MM} (таблица 2). В результате проведенной работы для двух полиномов 1-й степени уменьшение максимальной погрешности δ_{MM} не целесообразно. Для двух полиномов 7-й степени с общим числом операций - 16, максимальное значение погрешности будет равно $5,35 \cdot 10^{-7}$.

Реализована взаимная компенсация составляющих погрешностей для уменьшения разрядных сеток операндов [3]. Применение алгоритма компенсации составляющих погрешностей гарантирует уменьшение разрядных сеток операндов на 2-3 двоичных разряда для полинома 7-й степени и выше.

Использование урезанного интервала для значений угла от 0^0 до 45^0 обеспечивает приращение одной двоичной цифры результата на одну операцию, что примерно в 3 раза больше приращения для значений углов от 0^0 до 90^0 .

Таблица 1. Полиномы вычисления $\arcsin(x)$ на интервале $x \in [0; 0,707]$

№	Формулы полиномов		Максимальная погрешность	Количество операций	
				A+	A
1	$a_0 = 0$ $a_1 \neq 1$	$P(x) = 1,08 \cdot x$	$2,0910^{-2}$	4	2
2	$a_0 = 0$ $a_1 \neq 1$	$P(x) = x \cdot (0,9895 + 0,2379 \cdot x^2)$	$1,6 \cdot 10^{-3}$	6	4
2 [~]	$a_0 = 0$ $a_1 = 1$	$P(x) = x + 0,2379 \cdot x^3$	$7,96 \cdot 10^{-3}$	5	3
3	$a_0 = 0$ $a_1 \neq 1$	$P(x) = x \cdot (1,0015 + x^2 \cdot (0,1453 + 0,1454 \cdot x^2))$	$1,62 \cdot 10^{-4}$	9	6
4	$a_0 = 0$ $a_1 \neq 1$	$P(x) = x \cdot (0,99977 + x^2 \cdot (0,17219 + x^2 \cdot (0,04023 + 0,11817 \cdot x^2)))$	$1,89 \cdot 10^{-5}$	12	8

Таблица 2. Полиномы вычисления $\arcsin(x)$ с разбиением на подинтервалы

№	Интервал	Формула полинома	δ_{MM}
1	[0;0,475]	$P(x) = 1,042 \cdot x - 0,004$	$3,98 \cdot 10^{-3}$
	[0,475;0,707]	$P(x) = 1,251 \cdot x - 0,103$	
2	[0;0,499]	$P(x) = 0,0001 + x \cdot (0,9973 + 0,1968 \cdot x^2)$	$1,66 \cdot 10^{-4}$
	[0,499;0,707]	$P(x) = 0,0371 + x \cdot (0,8885 + 0,3389 \cdot x^2)$	
3	[0;0,511]	$P(x) = -8,92 \cdot 10^{-6} + x \cdot (1,00021 + x^2 \cdot (0,16238 + 0,10272 \cdot x^2))$	$8,9 \cdot 10^{-6}$
	[0,511;0,707]	$P(x) = -0,01662 + x \cdot (1,05802 + x^2 \cdot (0,02646 + 0,25181 \cdot x^2))$	

Разработан совершенствованный набор алгоритмов вычисления функции $\arcsin(x)$ с исключением избыточной точности. Математическое моделирование алгоритмов обеспечило сокращение разрядных сеток специализированных вычислительных устройств на 2-5 двоичных разряда.

Литература

1. Чекушкин, В.В. Совершенствование полиномиальных методов воспроизведения функциональных зависимостей в информационно-измерительных системах / В.В. Чекушкин, К.В. Михеев, И.В. Пантелеев // Измерительная техника. 2015. № 4. С. 16-21.
2. Чекушкин, В.В. Быстродействующие алгоритмы поиска полиномов наилучшего приближения для воспроизведения функциональных зависимостей в информационно-измерительных системах / В.В. Чекушкин, К.В. Михеев // Измерительная техника. - 2016. - №4. - С. 7-10.
3. Чекушкин, В.В. Программа поиска полиномов наилучшего приближения для воспроизведения функциональных зависимостей с взаимной компенсацией составляющих погрешностей результата / В.В. Чекушкин, К.В. Михеев // Свидетельство об официальной регистрации программы для ЭВМ №2015610539 от 13.01.2015.

Ромашов В.В., Ромашова Л.В.

*Муромский институт (филиал) федерального государственного образовательного учреждения высшего образования «Владимирский государственный университет имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых»
602264, г. Муром, Владимирская обл., ул. Орловская, 23
E-mail: romashovmurot@mail.ru*

Модель шумовых характеристик генераторов сигналов

Для теоретического анализа шумовых характеристик радиоустройств используют модели спектральной плотности мощности (СПМ) фазовых шумов на основе степенных функций. Такие модели известны и используются для всех основных функциональных узлов радиосистем, например, для генераторов, детекторов, умножителей частоты и других звеньев. Их применение существенно упрощает анализ и проектирование устройств синтеза частот, формирователей сигналов и других устройств, позволяя обойтись без сложных экспериментальных исследований.

Важным моментом в применении моделей является их достаточная точность для прогнозирования шумовых характеристик устройств синтеза и формирования сигналов. Особенно важной является задача получения точных математических моделей шумовых характеристик для конкретных типов генераторов сигналов, реализованных на определенной элементной базе или по какой-либо схеме, так как результирующий уровень фазовых шумов всего устройства синтезирования или формирования сигналов определяется именно характеристиками генераторов. Однако все известные математические модели СПМ фазовых шумов устройств являются усредненными и для реальных генераторов могут существенно отличаться от их шумовых характеристик. Поэтому задача разработки математических моделей шумовых характеристик на основе экспериментальных зависимостей используемых генераторов сигналов является актуальной задачей.

В [1] приводится основополагающая модель СПМ фазовых шумов генераторов:

$$S(F) = \frac{G \cdot K_{ш} \cdot k \cdot T}{2 \cdot P} \left[\frac{f_c}{F^3} \cdot \left(\frac{f_0}{2 \cdot Q} \right)^2 + \frac{1}{F^2} \cdot \left(\frac{f_0}{2 \cdot Q} \right)^2 + \frac{f_c}{F} + 1 \right], \quad (1)$$

где G – коэффициент усиления транзистора; $K_{ш}$ – коэффициент шума транзистора; k – постоянная Больцмана; T – абсолютная температура; P – высокочастотная мощность, передаваемая в резонатор; Q – добротность нагруженного резонатора; f_0 – частота генератора; f_c – граничная частота области преобладания фликкер-шума в спектре шума транзистора; F – отстройка частоты от f_0 .

Данная формула позволяет рассчитать СПМ фазовых шумов генераторов, управляемых напряжением ГУН, на варакторных управителях частоты, а также ЖИГ.

В [2-4] приводятся формулы для шумовых характеристик генераторов, управляемых напряжением ГУН и генераторов опорной частоты, которые отличаются коэффициентами и получены для различных частот.

В общем виде модель СПМ фазовых шумов генераторов удобно представить в виде:

$$S(F) = \frac{10^{k_4}}{F^4} + \frac{10^{k_3}}{F^3} + \frac{10^{k_2}}{F^2} + \frac{10^{k_1}}{F^1} + 10^{k_0} \quad (2)$$

Для определения коэффициентов модели для конкретного типа генератора по имеющимся экспериментальным шумовым характеристикам воспользуемся моделью СПМ фазовых шумов на основе регрессии выборки данных линейной комбинацией функций вида

$$g(F) = \sum_{i=0}^4 C_i F^{-i}, \quad \text{где } C_i = 10^{k_i}.$$

При этом по точкам экспериментальной характеристики СПМ фазовых шумов с помощью, например, программы Маткад можно определить коэффициенты C_i с помощью линейной комбинации функций пользователя, осуществляющей регрессию данных.

Однако диапазон изменений значений СПМ фазовых шумов у генераторов составляет 90 – 100 дБ/Гц. Поэтому получаемая в программе матрица коэффициентов является плохо обусловленной ввиду большого количества линейного сочетания функций, локализацией экспериментальных точек на узком интервале, а также зависит от природы и свойств функций, образующих линейное сочетание. Результат вследствие этого получается с большой ошибкой и коэффициенты C_i могут быть отрицательными.

Анализ вклада составляющих по (2) показал, что при малых F сильнее влияет составляющая с третьей степенью, затем со второй, а нулевая вносит существенный вклад только при больших отстройках выше нескольких мегагерц и значение коэффициента k_0 в общей формуле можно определить из экспериментальных характеристик при $F > 10$ МГц. Составляющая же с первой степенью существенного влияния на результат не оказывает (ее вклад более чем на 15 дБ меньше всех остальных). Поэтому с погрешностью менее 3% ею можно пренебречь. Таким образом, можно определить два коэффициента регрессионной модели из $g(F) = \sum_{i=2}^3 C_i F^{-i}$, а коэффициент $C_0 = 10^{k_0}$ определить непосредственно из экспериментальных шумовых характеристик.

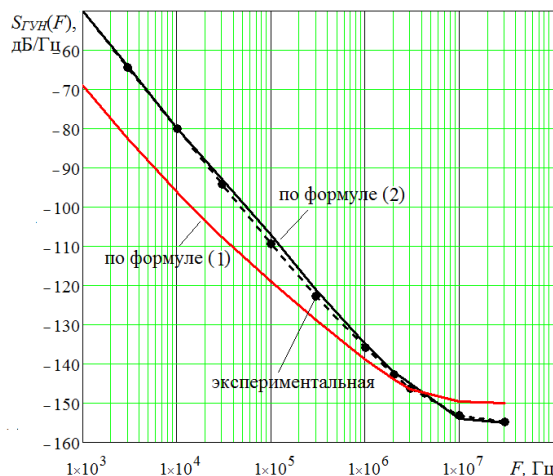


Рис. 1. Теоретические и экспериментальная шумовые характеристики ГУН

На рисунке 1 приведены рассчитанные по (2) теоретические шумовые характеристики ГУН и сравнение их с экспериментальными. Для сравнения приведены шумовые характеристики этого же генератора, полученные по формуле (1).

Как видно, обобщенная формула модели (1) требует для конкретного случая подбора коэффициентов с точным знанием добротности используемой контурной системы, а предлагаемая методика позволяет быстро получить математическую модель шумовых характеристик для конкретного генератора на основе его экспериментальных характеристик с погрешностью в единицы дБ.

Таким образом, предлагаемый подход определения коэффициентов математической модели

спектральной плотности мощности фазовых шумов генераторов сигналов на основе экспериментальных шумовых характеристик позволяет существенно повысить (на 3-10 дБ/Гц) точность модели для используемых генераторов, что позволяет применять такие модели для теоретической оценки шумовых свойств вариантов построения устройств формирования сигналов в целом с высокой достоверностью.

Литература

1. Leeson D.B. A simple model of feedback oscillator noise spectrum. – IEEE Proc. Letters, February 1966, v.54, p.329–330.
2. Рыжков А.В., Попов В.Н. Синтезаторы частот в технике радиосвязи – М.: Радио и связь, 1991. – 264 с.
3. Kroupa V.F. Phase Lock Loops and Frequency Synthesis. 2003, John Wiley & Sons, Ltd ISBN: 0-470-84866-9. – 320 с.
4. Drucker, Erik. Model PLL Dynamics and Phase-Noise Performance. Microwaves & RF, 2000. № 2. pp. 73–117

Ромашов В.В., Ромашова Л.В.

*Муромский институт (филиал) федерального государственного образовательного учреждения высшего образования «Владимирский государственный университет имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых»
602264, г. Муром, Владимирская обл., ул. Орловская, 23
E-mail: romashovmurot@mail.ru*

Регрессионные модели шумовых характеристик звеньев радиоустройств

Одной из основных технических характеристик, определяющей качество синтезаторов частот и устройств формирования сигналов, является спектральная плотность мощности (СПМ) фазовых шумов $S(F)$, которая характеризуется отношением мощности шумов на частоте F одной боковой полосы в полосе частот 1 Гц к мощности сигнала.

Для теоретического анализа шумовых характеристик радиоустройств используют модели СПМ фазовых шумов звеньев на основе степенных функций. Такие модели известны и используются для всех основных функциональных узлов радиосистем и существенно упрощают анализ и проектирование устройств синтеза частот, формирователей сигналов и других устройств, позволяя обойтись без сложных экспериментальных исследований.

Для повышения точности моделей и повышения достоверности теоретического анализа шумовых характеристик звеньев радиоустройств предлагается обобщенная модель СПМ фазовых шумов вида

$$S(F) = \frac{10^{k_4}}{F^4} + \frac{10^{k_3}}{F^3} + \frac{10^{k_2}}{F^2} + \frac{10^{k_1}}{F^1} + 10^{k_0},$$

где коэффициенты k_i – отражают уровень соответствующих шумовых составляющих.

Для определения коэффициентов модели для конкретного типа генератора по имеющимся экспериментальным шумовым характеристикам воспользуемся моделью СПМ фазовых шумов на основе регрессии выборки данных линейной комбинацией функций вида

$$g(F) = \sum_{i=0}^4 C_i F^{-i}, \text{ где } C_i = 10^{k_i}.$$

При этом по точкам экспериментальной характеристики СПМ фазовых шумов с помощью, например, программы Маткад можно определить коэффициенты C_i . Для этого используется функция $\text{linfit}(F,S,g)$ – вектор параметров линейной комбинации функций пользователя, осуществляющей регрессию данных, F – вектор действительных данных аргумента (частоты отстройки), элементы которого расположены в порядке возрастания; S – вектор действительных значений того же размера (значений СПМ фазовых шумов); $g(F)$ – пользовательская векторная функция скалярного аргумента.

Далее по формулам $k_i = \lg C_i$ вычисляются коэффициенты.

Предлагаемый подход определения коэффициентов математической модели спектральной плотности мощности фазовых шумов на основе экспериментальных шумовых характеристик применен для генераторов сигналов и цифровых вычислительных синтезаторов и позволил существенно повысить (на 3-10 дБ/Гц) точность моделей.

Ромашов В.В., Якименко К.А., Докторов А.Н.
 Муромский институт (филиал) федерального государственного образовательного
 учреждения высшего образования «Владимирский государственный университет
 имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых»
 602264, г. Муром, Владимирская обл., ул. Орловская, 23
 E-mail: yakimenko.kirill@yandex.ru

Экспериментальное исследование шумовых характеристик гибридного синтезатора частот, использующего образы основной частоты ЦВС

В настоящее время в качестве формирователей сигналов широко применяются гибридные синтезаторы частот (ГСЧ) на основе косвенного метода синтеза (системы фазовой автоподстройки частоты – ФАПЧ) и прямого цифрового метода синтеза (цифровой вычислительный синтезатор – ЦВС), которые обеспечивает малый шаг перестройки частоты и свободный от побочных составляющих спектр выходного сигнала [1]. Существенно снизить уровень фазовых шумов гибридных синтезаторов частот с ЦВС в качестве генератора подставки позволяет применение дискретных копий спектра основной частоты ЦВС – образцов основной частоты [2]. Целью данного исследования является разработка экспериментального образца гибридного синтезатора частот, использующего образцы основной частоты ЦВС, и исследование его шумовых характеристик.

Экспериментальный образец ГСЧ, использующего образцы основной частоты ЦВС, реализован на современных интегральных микросхемах фирмы Analog Devices: ADF4113HV (микросхема ФАПЧ, содержащая частотно-фазовый детектор (ЧФД), и два делителя частоты ДЧ1 и ДЧ2 с коэффициентами деления R и N соответственно) и AD9910 (микросхема ЦВС с 14-разрядным цифроаналоговым преобразователем). В качестве смесителя применяется отладочный модуль с микросхемой AD831. В качестве усилителя – ADL5536. Разработанный экспериментальный образец ГСЧ, использующего образцы основной частоты ЦВС, формирует диапазон от 280 до 305 МГц с шагом перестройки частоты, составляющим тысячные доли Гц. В ходе работы было проведено исследование шумовых характеристик экспериментального образца.

Измерения проводились при следующих параметрах синтезатора: тактовая частота $f_T = 100$ МГц, выходная (основная) частота ЦВС микросхемы AD9910 $f_{ЦВС} = 25$ МГц, выходная частота $f_{ВЫХ} = 300$ МГц, частота сравнения $f_{СР} = 1$ МГц, коэффициент деления $R = 100$. Образцы основной частоты ЦВС выделялись полосовыми фильтрами ПФ1-ПФ5.

На рис. 1 представлены спектры выходного сигнала ГСЧ, использующего образцы основной частоты ЦВС, реализованного на экспериментальной установке, а) – в широком диапазоне отстройки от несущей (120 МГц), б) – в малом диапазоне (200 кГц).

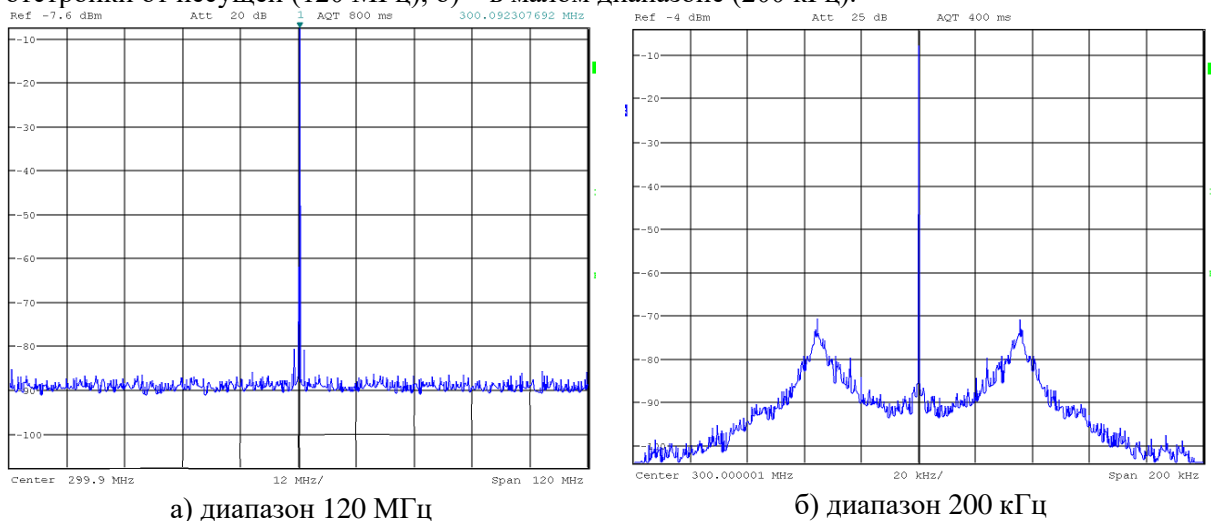


Рис. 1. Спектры выходного сигнала ГСЧ, использующего образцы основной частоты ЦВС

По рис. 1 видно, что на отстройках до 40 кГц от несущей возрастает шумовой пьедестал, что соответствует полосе захвата системы ФАПЧ. Уровень и форма всплесков шумов по краям шумового пьедестала зависит от типа и параметров петлевого ФНЧ.

На рис. 2 представлены СПМ фазовых шумов гибридных синтезаторов частот полученные экспериментально и рассчитанные теоретически по математическим моделям из [3]. Цифрами обозначены: СПМ фазовых шумов ГСЧ с ЦВС в качестве генератора подставки, т.е. измерение проводилось на основной частоте ЦВС (1– модель, 2 – эксперимент) и ГСЧ, использующего образы основной частоты ЦВС при $n = 1$ (3 – модель, 4 – эксперимент), при $n = 2$ (5 – модель, 6 – эксперимент), при $n = -3$ (7 – модель, 8 – эксперимент).

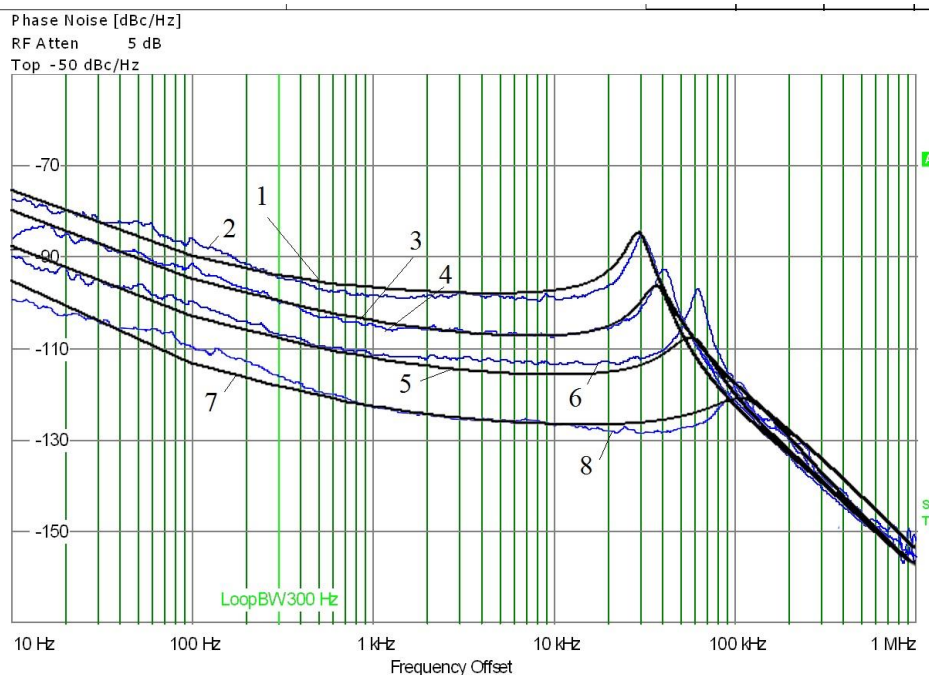


Рис.2. СПМ фазовых шумов экспериментального образца ГСЧ

В соответствии с рис. 2, разработанные математические модели СПМ фазовых шумов гибридных синтезаторов частот позволяют проводить моделирование шумовых характеристик с достаточной степенью точности (1-4 дБн/Гц). Применение образов с номерами до $n = -3$ обеспечивает малое значение коэффициента деления (до $N_2=25$), что приводит к выигрышу по уровню фазовых шумов перед ГСЧ с ЦВС в качестве генератора подставки до 25 дБн/Гц.

Исследование выполнено при финансовой поддержке РФФИ в рамках научного проекта № 16-37-00299 мол_a

Литература

1. Ченакин, А. Частотный синтез: текущие решения и новые тенденции / А. Ченакин // ЭЛЕКТРОНИКА: Наука, Технология, Бизнес. – 2008. – №1. – С. 92-97.
2. Ромашов, В.В. Применение образов основной частоты ЦВС в гибридных синтезаторах частот / В.В. Ромашов, Л.В. Ромашова, К.К. Храмов, К.А. Якименко // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. 2013, №3. С. 19-24.
3. Ромашов, В.В. Моделирование шумовых характеристик гибридных синтезаторов частот / В.В. Ромашов, Л.В. Ромашова, К.К. Храмов, А.Н. Докторов, К.А. Якименко // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. 2014, №1. С. 5-20.

Ростокин И.Н., Ростокина Е.А.

Муромский институт (филиал) федерального государственного образовательного учреждения высшего образования «Владимирский государственный университет имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых»
602264, г. Муром, Владимирская обл., ул. Орловская, 23
E-mail: arostokina@yandex.ru

Исследование радиотеплового излучения облачной атмосферы в различные периоды года в условиях формирования и развития опасных метеорологических явлений

В докладе проведено комплексное исследование радиотеплового излучения облачной атмосферы в холодный период года с целью экспериментального исследования атмосферных процессов формирования и развития зимних неблагоприятных и опасных метеорологических явлений (сильный дождь со снегом, сильный мокрый снег, сильный снег с дождем, сильный снег) по их радиотепловому излучению, получаемому на трех (7.5 см, 3.2 см, 1.35 см) длинах волн, в условиях изменяющихся фоновых излучений, с привлечением данных, получаемых от автоматизированной метеостанции, установленной на позиции многочастотной микроволновой радиометрической системы, активных радарных наблюдений за облачностью, получаемых от доплеровского метеорологического радиолокатора С – диапазона (ДМРЛ - С), а также средств видеофиксации состояния небосвода в направлении зондирования.

Результаты многочастотных микроволновых радиометрических измерений радиотеплового излучения зимней облачной атмосферы с указанием бальности, нижней границы, типа облачности и наблюдаемых метеоявлений в период с 18:44:00 22.02.2016 г. до 09:00:00 23.02.2016 г. и метеорологические параметры приземного слоя атмосферы за данный период наблюдений представлены на рисунке 1.

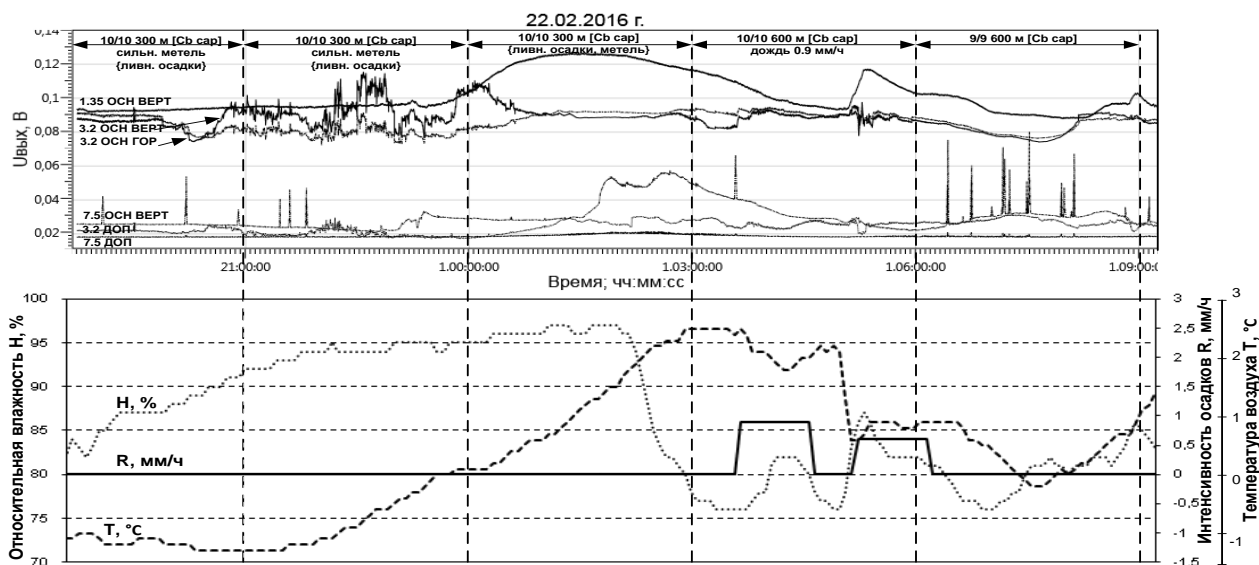


Рис. 1. Результаты первичных измерений радиотеплового излучения кучево-дождевой облачности в условиях выпадения как твердых обводненных осадков (мокрый снег), так и жидких (моросящий дождь) от 22 - 23.02.2016 г. и метеорологические параметры приземного слоя атмосферы по данным автоматизированной метеостанции: H, % - относительная влажность воздуха в %; T, °C - внешняя температура воздуха в °C; R, мм/ч - интенсивность жидких осадков в мм/ч.

Наличие приема по дополнительному каналу формирования сигнала компенсации в диапазонах 3.2 см и 7.5 см позволяет исключить влияние изменения подстилающей поверхности на результаты измерений. В данном случае наблюдается прирост сигнала дополнительного канала при повышении температуры атмосферы, обусловленный увеличением влажности слоя снега на поверхности земли, что компенсируется в разностных выходных сигналах.

На рисунках 2 и 3 показаны временные зависимости разностных выходных сигналов СВЧ радиометрической системы в диапазоне 3.2 см и 7.5 см при выполнении компенсации влияния фоновых шумов и определении поляризационного контраста.

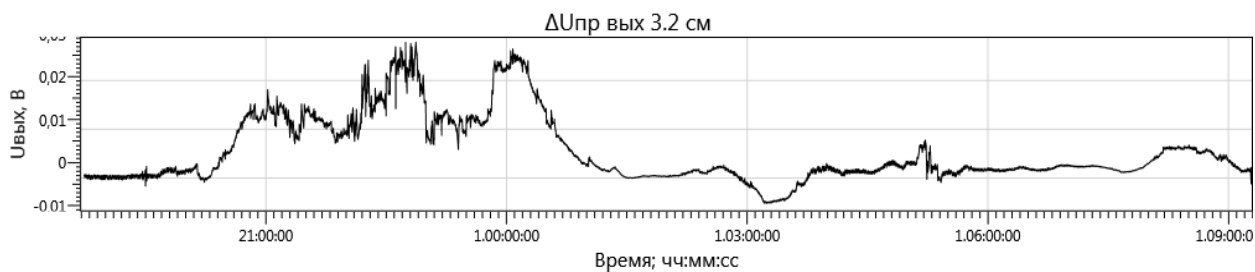


Рис. 2. Временные зависимости выходного разностного сигнала СВЧ радиометрической системы в диапазоне 3.2 см, характеризующего поляризационный контраст радиотеплового излучения кучево-дождевой облачности от 22 - 23.02.2016 г.

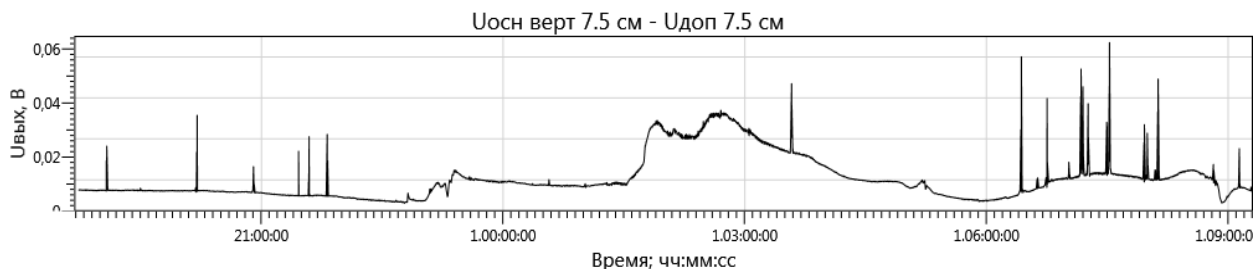


Рис. 3. Временные зависимости выходного разностного сигнала СВЧ радиометрической системы в диапазоне 7,5 см, характеризующего уровень радиотеплового излучения кучево-дождевой облачности от 22 - 23.02.2016 г при выполнении компенсации влияния фоновых шумов.

Для оценки потенциальных возможностей контроля состояния атмосферы трехдиапазонной микроволновой радиометрической системой с компенсацией влияния фоновых шумов были выполнены суточные измерения радиотеплового излучения атмосферы в теплое и холодное время года в условиях выпадения осадков. Направление приема радиотеплового излучения соответствовало зенитному углу 5° .

Для общей характеристики облачности атмосферы рассматривались данные Муромской межрайонной метеостанции, расположенной на расстоянии 15 км от места базирования микроволнового радиометрического комплекса.

Для возможности оперативного отслеживания изменения состояния атмосферы по метеопараметрам ее приземного слоя в области расположения СВЧ радиометрической системы была установлена мобильная автоматическая метеостанция, данные с которой синхронизировались с данными многочастотных микроволновых радиометрических измерений.

Ростокина Е.А., Ростокин И.Н.

*Муромский институт (филиал) федерального государственного образовательного учреждения высшего образования «Владимирский государственный университет имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых»
602264, г. Муром, Владимирская обл., ул. Орловская, 23
E-mail: arostokina@yandex.ru*

Результаты статистической обработки микроволновых исследований интенсивности радиотеплового излучения облачной атмосферы в сложных метеорологических условиях.

В докладе представлены корреляционные оценки результатов измерений интенсивности радиощумового излучения атмосферы с осадками трехдиапазонной микроволновой радиометрической системой с данными по интенсивности осадков, получаемых с метеостанции, что позволило сформулировать теоретические предпосылки метода оценки параметрических зависимостей пространственного распределения области интенсивности дождя по данным многочастотных микроволновых радиометрических измерений.

Данные результатов корреляционной обработки от 22–23.02.2016 г. представлены в таблицах 1 и 2, причем оценка корреляции выходных сигналов с интенсивностью осадков выполнена без разделения по интенсивности дождя, так как в этот день интенсивность осадков не превышала 1 мм/ч. Для сравнения в таблицах 1 и 2 приведены результаты оценки корреляции выходных сигналов и метеопараметров при выполнении компенсации влияния фоновых шумов на результаты измерения радиометрической системы и без нее.

Таблица 1 - Коэффициенты корреляции выходных сигналов трехдиапазонной микроволновой радиометрической системы и интенсивности дождя.

Центральная длина волны диапазона, см	Коэффициент корреляции	
	Без компенсации фоновых шумов	С компенсацией фоновых шумов
3,2 см (вертикальная поляризация)	0,0537	0,1692
3,2 см (горизонтальная поляризация)	0,3487	0,2352
7,5 см	0,0821	0,0796
1,35 см	0,0723	-

Таблица 2 - Коэффициенты корреляции выходных сигналов микроволновой радиометрической системы и влажности приземного слоя атмосферы при отсутствии осадков.

Центральная длина волны диапазона, см	Коэффициент корреляции	
	Без компенсации фоновых шумов	С компенсацией фоновых шумов
3,2 см (вертикальная поляризация)	0,3513	0,4155
3,2 см (горизонтальная поляризация)	0,4162	0,3040
7,5 см	0,2476	0,2701
1,35 см	0,2199	-

Выполненный численный анализ показал наличие достаточно сильной корреляционной связи между результатами радиометрических измерений и интенсивностью дождя и влажностью приземного слоя атмосферы, причем величина взаимосвязи сильно варьируется в зависимости от частотного диапазона, а компенсация влияния фоновых шумов в определенных ситуациях позволяет повысить степень взаимосвязи результатов измерений радиометрической системы и данных метеостанции.

Данные корреляционной обработки результатов измерений от 23.04.2016 г. представлены в таблицах 3 и 4, причем оценка корреляции выходных сигналов с интенсивностью осадков выполнена без разделения по интенсивности дождя и с разделением по интенсивности дождя для величин более и менее 1 мм/ч.

Таблица 3 – Коэффициенты корреляции выходных сигналов трехдиапазонной микроволновой радиометрической системы и интенсивности дождя.

Центральная длина волны диапазона, см	Коэффициент корреляции		Коэффициент корреляции для интенсивности дождя менее 1 мм/ч.		Коэффициент корреляции для интенсивности дождя более 1 мм/ч.	
	Без компенсации и фоновых шумов	С компенсацией фоновых шумов	Без компенсации и фоновых шумов	С компенсацией фоновых шумов	Без компенсации и фоновых шумов	С компенсацией фоновых шумов
3,2 см ГОР	0,2536	0,7673	0,0313	0,2108	0,3233	0,0305
3,2 см ВЕРТ	0,0569	0,6138	0,0018	0,1409	0,0156	0,1469
7,5 см	0,039	0,7816	0,0209	0,8595	0,0877	0,3365
1,35 см	0,4908	-	0,3047	-	0,2978	-

Таблица 4 - Коэффициенты корреляции выходных сигналов микроволновой радиометрической системы и влажности приземного слоя атмосферы при отсутствии осадков.

Центральная длина волны диапазона, см	Коэффициент корреляции	
	Без компенсации фоновых шумов	С компенсацией фоновых шумов
3,2 см ВЕРТ	0,0454	0,3877
3,2 см ГОР	0,0309	0,3766
7,5 см	0,0062	0,3345
1,35 см	0,6314	-

Полученные численные результаты показали наличие сильной корреляционной связи между результатами радиометрических измерений и данными по интенсивности дождя и влажности приземного слоя атмосферы. Проведение разностных измерений при выполнении компенсации влияния фоновых шумов показало увеличение степени корреляции, особенно для канала с центральной длиной волны 7.5 см. Наиболее сильная корреляция результатов измерений микроволновой радиометрической системы и интенсивности осадков наблюдается для канала с центральной длиной волны 7.5 см, а корреляция результатов измерений и влажности для канала с центральной длиной волны 1.35 см.

Полученные корреляционные оценки данных измерений интенсивности радиотеплового излучения атмосферы трехдиапазонной микроволновой радиометрической системой с данными по интенсивности осадков и влажности приземного слоя атмосферы, получаемых с метеостанции, позволили сделать вывод о возможности оперативной оценки состояния атмосферы по данным многочастотных микроволновых радиометрических измерений.

Степень корреляционной зависимости для каждого частотного канала свой, что определяет широкие возможности по оценке состояния атмосферы. Для приведенных данных выходной сигнал радиометрической системы в диапазоне 1.35 см имеет сильную корреляцию с влажностью атмосферы, на частоте 3.2 см имеет место корреляция с влажностью и интенсивностью дождя, а также существенно влияние выпадение твердых осадков в виде снега с наличием поляризационного контраста в результатах измерений, а на частоте 7.5 см выходной сигнал в основном зависит от интенсивности осадков. Выполнение компенсации влияния фоновых шумов на результаты радиометрических измерений позволяет оперативно выполнять их корректировку при изменяющихся условиях, что приводит к повышению корреляции между результатами измерений и метеоданными приземного слоя атмосферы.

Таким образом, результаты экспериментальных исследований показали перспективность применения многодиапазонных микроволновых радиометрических систем с компенсацией влияния фоновых шумов для решения задач оперативной оценки состояния атмосферы.

Смирнов М.С.

*Муромский институт (филиал) федерального государственного образовательного учреждения высшего образования «Владимирский государственный университет имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых»
602264, г. Муром, Владимирская обл., ул. Орловская, 23
E-mail: micas_2001@mail.ru*

Автоматизированная система моделирования формирования приема и обработки сигналов РЛС

Современные радиолокационные системы (РЛС) – это сложные изделия, состоящие из большого количества функционально связанных блоков. От эффективной работы каждого устройства зависит работоспособность всего изделия. Важным этапом в разработке и производстве любого радиотехнического изделия является контроль работоспособности отдельных блоков и тренировка операторов. Эффективность этого этапа в настоящее время может быть обеспечена современными вычислительными средствами и, реализуемыми ими математическими моделями, адекватно описывающими физические явления.

Для создания автоматизированной системы моделирования траекторий движения воздушных объектов предлагается использовать модульную измерительную аппаратуру компании National Instruments на базе шасси PXI в комплексе со средой разработки LabView. Такой подход позволяет автоматизировать процесс моделирования, а также существенно ускорить процесс оценки работоспособности системы в целом. Это позволяет создавать тестовые системы на основе гибкого аппаратного и масштабируемого программного обеспечения, что существенно сокращает затраты, на развитие и обслуживание системы при тестировании [1].

Для реализации модели движения передающих и приемных лучей были использованы 3 различных по ширине луча на передачу (3,0, 4,0 и 6,0 град.) и четыре приемных луча.

Диаграмма направленности антенны описывается функцией синуса Котельникова. Реализован один передающий луч с параметрической шириной. Согласно значению ширины передающего луча, формируются четыре приемных луча. Оператор предварительно задает траекторию движения воздушного объекта в виде точек в трехмерном пространстве. Аппроксимация этой траектории осуществляется либо цели является, либо прямой, либо окружностью [2].

Прямолинейная траектория задается в декартовой системе координат и определяется выражением (1):

$$Y = a \times x + b \quad (1)$$

где x – определяется выражением $x = V \times n \times \Delta t$: при V – скорость перемещения цели, n – номер отсчета, Δt – интервал дискретизации; a – коэффициент, определяющий наклон траектории; b – коэффициент, определяющий сдвиг относительно начала координат; Интервал дискретизации Δt рассчитывается относительно периода обзора пространства. Период составляет 10 секунд на 1 оборот. Соответственно, интервал дискретизации составляет 27 мс.

Криволинейное движение реализуется кусочно-заданной траектории на основе кривых Безье.

Вращение передающего луча антенны сопровождается излучением импульсов с ЛЧМ сигналами. Параметры ЛЧМ сигналов определяются режимом работы РЛС. Радиолокационная информация каждого из 4-х угломестных приемных каналов поступает в блок аналого-цифрового преобразования и формирования квадратурных составляющих в виде 12-ти разрядных параллельных кодов квадратур. Отсчеты квадратур обрабатываются отдельно в амплитудном и когерентном режимах. В амплитудном режиме отсчеты квадратур поступают в блок, в котором осуществляется обнаружение.

Литература

1. <http://www.ni.com/pxi/> – раздел на сайте National Instruments
2. Чекушкин В.В., Жиганов С.Н., Михеев К.В., Быков А.А. Математическое моделирование и вычислительные алгоритмы в радиотехнических системах // Вестник Концерна ВКО «Алмаз – Антей». № 1, 2017. – С. 98-104

Федосеева Е.В.

*Муромский институт (филиал) федерального государственного образовательного учреждения высшего образования «Владимирский государственный университет имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых»
602264, г. Муром, Владимирская обл., ул. Орловская, 23
E-mail: elenafedoseeva@yandex.ru*

Анализ характеристик двухканального приема в двухмодовой рупорной антенне

Для решения задачи формирования дополнительного входного сигнала СВЧ радиометрической системы с целью выполнения компенсации влияния фоновых шумов на результаты дистанционных измерений электрофизических свойств исследуемых сред была предложена антенна с раздельным приемом на модах круглого волновода H_{11} и E_{01} [1-3]. Направленные свойства антенны при приеме на моде H_{11} (основной измерительный антенный канал) обеспечивают преимущественный прием по угловой области главного лепестка ДН, а при приеме на моде E_{01} (дополнительный антенный канал формирования сигнала компенсации) отсутствует прием по осевому направлению, но выполняется прием по области рассеяния ДН основного измерительного антенного канала на волне H_{11} . Для выполнения разделения мод предложено использовать модовый разделитель, обеспечивающий формирование сигналов на двух выходах, пропорциональных мощности волн H_{11} и E_{01} в общем круглом волноводе антенны.

Анализ характеристик двухканального приема в двухмодовой антенне позволяет проанализировать точность компенсации помеховой мощности, принимаемой по области рассеяния ДН основного антенного канала и условия разрешения по размеру угловой области зондируемого пространства [1].

Для анализа характеристик двухканального приема рупорной антенны с модовым разделителем, выполненным на основе питающего круглого волновода с переходом к двум прямоугольным волноводам, и разделением мод путем введения в состав режекторного фильтра в виде проводящего кольца [2-3], было проведено электродинамическое моделирование двухканальной двухмодовой рупорной антенны. На рис.1 показаны модели двухмодовой антенны с модовым разделителем (а) и без него (б).

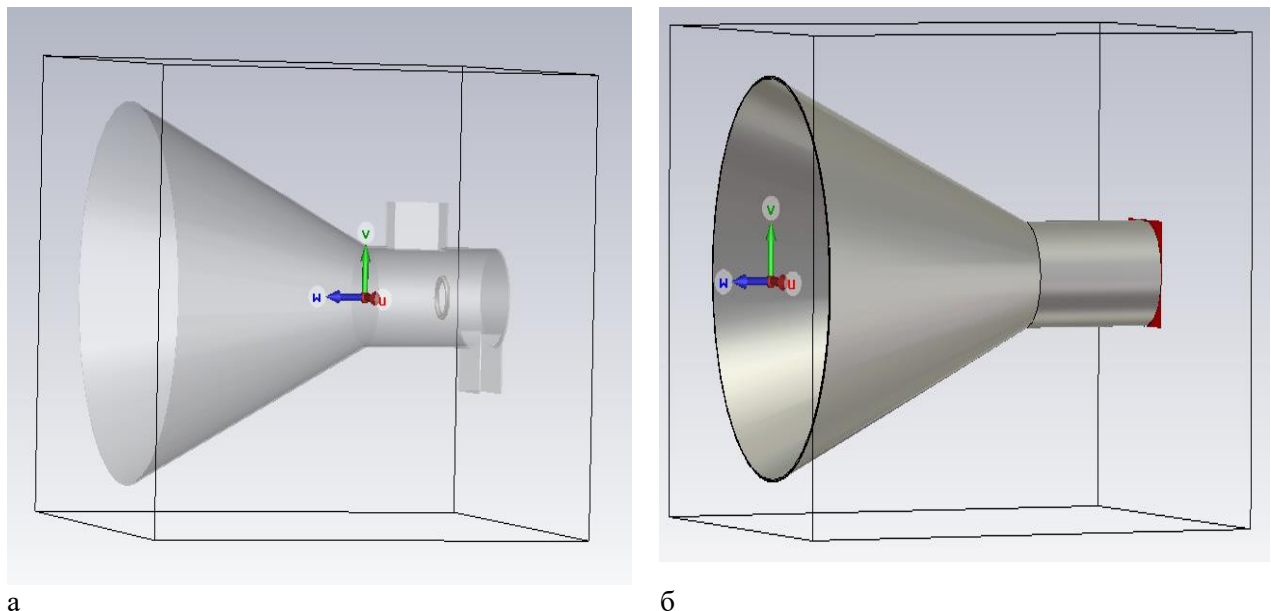
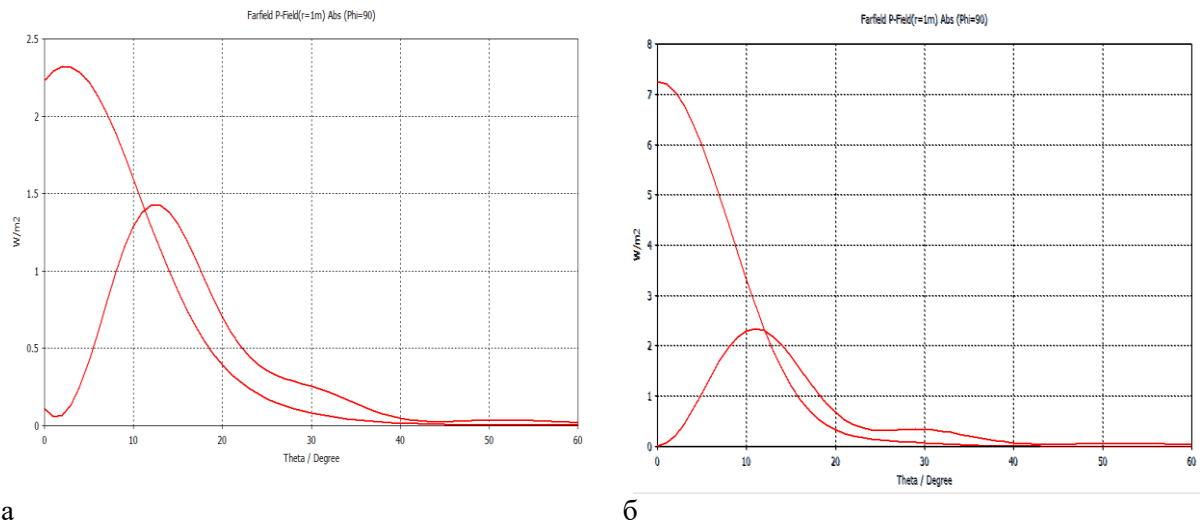


Рис. 1. Модели двухканальной двухмодовой рупорной антенны с модовым разделителем (а) и без него (б)

На рис. 2 приведены ненормированные характеристики направленности по мощности двухканальной двухмодовой рупорной антенны.



а

б

Рис. 2. Характеристики направленности по мощности двухканальной рупорной антенны с модовым разделителем (а) и без него (б)

Результаты электродинамического моделирования подтверждают сохранение общей формы соотношений характеристик направленности на модах круглого волновода H_{11} и E_{01} при установке модового разделителя в рупорной антенне. Анализ полученных значений показал относительное уменьшение принимаемой мощности по основному каналу в антенне с модовым разделителем, что определяет необходимость обязательного решения как задачи согласования по выходам антенны, так и решение задачи оптимизации положения и размеров режекторного фильтра - кольца в составе модового разделителя.

Литература

1. Федосеева Е.В., Ростокин И.Н. Радиометрическая система с дополнительным каналом формирования сигнала компенсации // Труды ГГО. – 2010. – Вып. 562. – С. 243 – 257
2. Патент РФ №2300831 Способ снижения уровня шума антенны и двухмодовая апертурная антенна. // Федосеева Е.В., Ростокина Е.А., Ростокин И.Н. оп 10.06.2007г. БИ. №16.
3. Федосеева Е.В., Щукин Г.Г., Ростокин И.Н., Ростокина Е.А. Компенсация помех в работе СВЧ радиометрических систем // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. – 2014. – №1. – С.50 – 62.

Федосеева Е.В.

*Муромский институт (филиал) федерального государственного образовательного учреждения высшего образования «Владимирский государственный университет имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых»
602264, г. Муром, Владимирская обл., ул. Орловская, 23
E-mail: elenafedoseeva@yandex.ru*

Особенности калибровки СВЧ радиометрической системы с компенсацией фоновых шумов по угломестным разрезам атмосферы

Важной задачей проведения дистанционных СВЧ радиометрических измерений окружающего пространства является обеспечение соответствия выходного сигнала СВЧ радиометрической системы величине радиояркой температуры исследуемой области пространства, что обеспечивается путем проведения калибровки системы [1].

Для калибровки СВЧ радиометрической системы зондирования атмосферы возможно выполнение внешней калибровки по угловым разрезам безоблачной атмосферы [2], которая основана на угловой зависимости ее радиояркой температуры следующего вида:

$$T_{ярк}(\theta) = T(90^0) / \sin(\theta), \quad (1)$$

где $T(90^0)$ – радиояркая температура атмосферы в зените.

В процессе проведения СВЧ радиометрических измерений выходной сигнал системы оказывается пропорциональным антенной температуре, на величину которой влияют как параметры антенны, так и излучательные свойства окружающего пространства. В соответствии с уравнением антенного сглаживания антенная температура СВЧ радиометрической системы определяется следующим выражением [1]:

$$T_a = \eta_a (1 - \beta) \bar{T}_{зл} + \eta_a \beta \bar{T}_{бок} + (1 - \eta_a) T_0, \quad (2)$$

$$\beta = \frac{\iint_{\Omega_{рас}} F(\theta, \varphi) d\theta d\varphi}{\iint_{4\pi} F(\theta, \varphi) d\theta d\varphi},$$

где β – коэффициент рассеяния антенны; $\bar{T}_{зл}$, $\bar{T}_{бок}$ – среднее значение радиояркой температуры среды соответственно в области главного лепестка и в области рассеяния ДН; $\Omega_{рас}$ – угловой размер области рассеяния ДН антенны: $\Omega_{рас} = 4\pi - \Omega_{зл}$.

Второе слагаемое в выражении (2) обусловлено приемом излучения всего окружающего антенну пространства и является помеховой составляющей входного сигнала. Для исключения его влияния на результаты измерений было предложено введение двухканального приема радиотеплового излучения с организацией дополнительного антенного канала, выходной сигнал которого пропорционален составляющей основного измерительного канала, обусловленного приемом по области рассеяния диаграммы направленности антенны, с последующей реализацией разностного алгоритма обработки выходных сигналов системы [3, 4].

Выполнение разностных измерений в СВЧ радиометрической системе с компенсацией фоновых шумов позволяет в процессе калибровки исключить зависимость результатов от изменения углового положения антенны, связанное с изменением величины вклада фонового излучения [2], и обеспечить компенсацию вклада шумовой температуры приемника в выходном сигнале системы.

Таким образом, выполнение калибровки двухканальной СВЧ радиометрической системы с компенсацией влияния фоновых шумов по угловой зависимости радиояркой температуры атмосферы должно осуществляться по данным разностных измерений угловых разрезов атмосферы, тогда выражение (1) при калибровке данной системы преобразуется к виду

$$\Delta T(\theta) = \Delta T(90^0) / \sin(\theta), \quad (3)$$

$$\Delta T(\theta) = T_{осн}(\theta) - T_{дон}(\theta), \quad (4)$$

где $T_{осн}(\theta)$ – антенная температура на выходе основного измерительного канала; $T_{дон}(\theta)$ – антенная температура на выходе дополнительного антенного канала формирования сигнала

компенсации; $\Delta T(90^0)$ – разность антенных температур основного и дополнительного каналов СВЧ радиометрической системы при направлении антенны в зенит.

Анализ функциональных особенностей реализации калибровки СВЧ радиометрической системы с компенсацией фоновых шумов по угломестным разрезам атмосферы показывает возможность расширения динамического диапазона калиброванных значений результатов СВЧ радиометрических измерений за счет повышения точности отсчетов при малых углах высоты.

Литература

1. Радиотеплолокация в метеорологии / В.Д. Степаненко, Г.Г.Щукин, Л.П. Бобылев, С.Ю. Матросов. – Л.: Гидрометеиздат, 1987 – 283 с.
2. Han, Y., et al., "Analysis and improvement of tipping calibration for ground-based microwave radiometers," IEEE Trans. on Geosci. Remote Sens., Vol. 38, No. 3, 1260-1276, May 2000.
3. Федосеева Е.В., Ростокин И.Н. Радиометрическая система с дополнительным каналом формирования сигнала компенсации // Труды ГГО. – 2010. – Вып. 562. – С. 243 – 257.
4. Федосеева Е.В., Щукин Г.Г., Ростокин И.Н., Ростокина Е.А. Компенсация помех в работе СВЧ радиометрических систем // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. – 2014. – №1. – С.50 – 62.

Чекушкин В.В., Жиганов С.Н.

Муромский институт (филиал) федерального государственного образовательного учреждения высшего образования «Владимирский государственный университет имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых»
602264, г. Муром, Владимирская обл., ул. Орловская, 23
E-mail: s_zh_72@mail.ru

Анализ методов аппроксимации гармонической функции

При реализации алгоритмов обработки радиотехнической информации на специальных вычислительных устройствах возникает задача наиболее эффективной аппроксимации различных функциональных зависимостей. Эта задача может быть решена различными методами аппроксимации (см., например, [1, 2]). Простым является метод непрерывных кусочно-линейных функций, в котором функция на ограниченном интервале значений заменяется отрезками прямых. Метод, основанный на полиномиальном представлении аппроксимируемой функции так же достаточно широко используется при представлении функциональных зависимостей.

Целью работы является провести сравнительный анализ методов аппроксимации функциональных зависимостей, основанных на: непрерывных кусочно-линейных функциях и полиномиальном представлении на примере тригонометрической функции $\sin(x)$, с помощью которой на интервале $x \in [0, 2\pi]$ воспроизводится гармонический сигнал.

Проведём аппроксимацию функции $\sin(x)$ (сплошная кривая) на интервале $x \in [0, \pi]$ тремя кусочно-непрерывными функциями (точечные линии), как показано на рис. 1. При построении аппроксимирующей функции $y(x)$ использовались абсциссы $x_1 = 1,135$, $x_2 = 2,007$ с одинаковой ординатой $\sin(x_1) = \sin(x_2) = 0,9066$. Аппроксимирующая функция на интервале $x \in [0, \pi]$ определяется выражением

$$y(x) = \begin{cases} 0,799x, & \text{при } 0 \leq x \leq 1,135; \\ 0,9066, & \text{при } 1,135 \leq x \leq 2,007; \\ 2,51 - 0,799x, & \text{при } 2,007 \leq x \leq 3,1416. \end{cases} \quad (1)$$

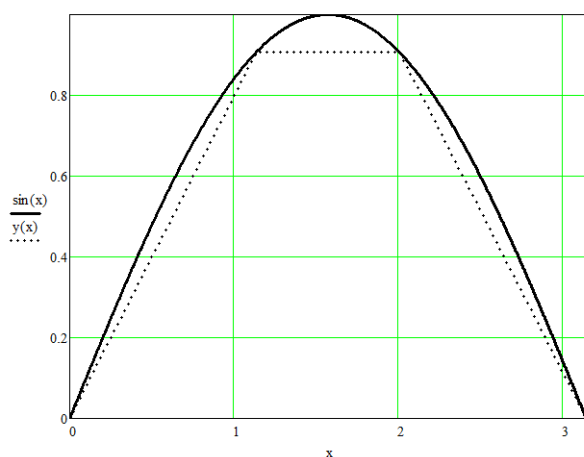


Рис. 1. Аппроксимация функции трапецией

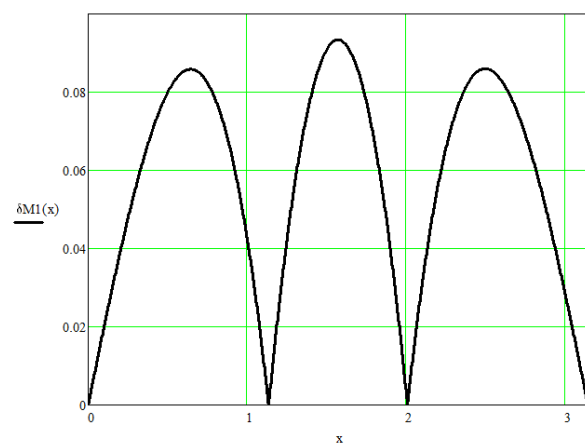


Рис.2. График погрешности аппроксимации

На рис. 2 приведён график зависимости максимальных ошибок аппроксимации функции $\sin(x)$ при помощи уравнений (1). Из рис. 2 видно, значение максимальной погрешности метода равно $\delta_{M1} = 0,093$.

В тоже время наилучшее значение отношения числа двоичных разрядов к числу операций может быть получено, когда используются стратегии максимальной идентичности графиков воспроизводимых функциональных зависимостей аппроксимируемых функций [3]. В этом плане

представляет интерес аппроксимация полуволны синусоиды квадратичной функцией на том же интервале $x \in [0, \pi]$. Графики функции $\sin(x)$ и её аппроксимация функцией

$$y(x) = -0,405 \left(x - \frac{\pi}{2}\right)^2 + 0,97 \quad (2)$$

приведены на рис. 3. График изменения погрешности приведён на рис. 4.

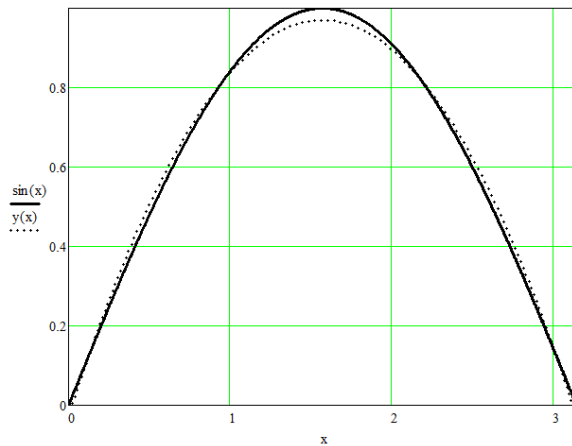


Рис. 4. Аппроксимация квадратичной функцией

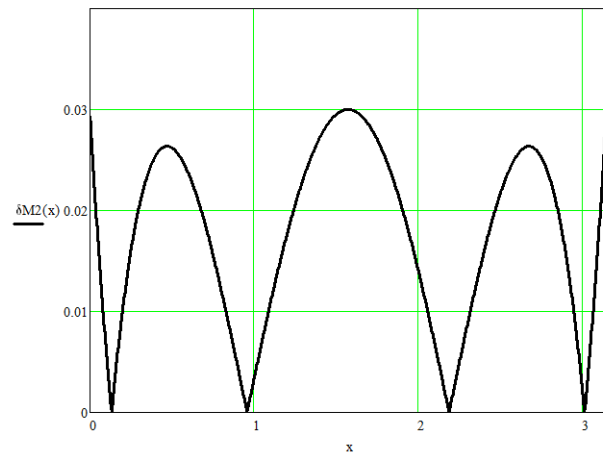


Рис.5. График погрешности при аппроксимации квадратичной функцией

Из рис. 5 видно, что максимальная погрешность метода равна $\delta_{M2} = 0,03$ при 6 значащих цифрах функции $\sin(x)$. Для вычисления функции (2) необходимо 3 операции извлечения из памяти трёх констант и 4 алгебраических операции. Отношение числа разрядов представления функции к числу операций составляет $6/7 = 0,86$.

Общее количество необходимых операций при использовании второго метода составляет 7, что на одну операцию больше, чем при использовании метода на основе кусочно-линейных функций, но точность при использовании в качестве аппроксимирующей функции (2) более чем в три раза выше по сравнению с функцией (1). Применение второго метода аппроксимации более выгодно по сравнению с первым методом.

Литература

1. Курилов И.А., Аверьянов А.М., Павельев Д.В. Построение траектории движения воздушных объектов на основе непрерывных кусочно-линейных функций // Вопросы радиоэлектроники. Сер. Радиолокационная техника. Вып. 1. 2011. С. 210–217.
2. Чекушкин В.В., Михеев К.В., Жиганов С.Н., Быков А.А. Математическое моделирование и вычислительные алгоритмы в радиотехнических системах. // Вестник Концерна ВКО «Алмаз – Антей». № 1, 2017. – С. 98-104.
3. Чекушкин В.В., Михеев К.В., Пантелеев И.В. Совершенствование полиномиальных методов воспроизведения функциональных зависимостей в информационно-измерительных системах. // Измерительная техника. № 4. 2015 г. – С. 16-21.

Якименко К.А., Ромашов В.В.

*Муромский институт (филиал) федерального государственного образовательного учреждения высшего образования «Владимирский государственный университет имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых»
602264, г. Муром, Владимирская обл., ул. Орловская, 23
E-mail: yakimenko.kirill@yandex.ru*

Разработка алгоритмов и реализация программного комплекса для проектирования гибридных синтезаторов частот и моделирования их характеристик

Гибридные синтезаторы частот (ГСЧ) на основе косвенного метода синтеза (системы фазовой автоподстройки частоты – ФАПЧ) и прямого цифрового метода синтеза (цифровой вычислительный синтезатор – ЦВС) широко распространяются в настоящее время в качестве формирователей сигналов радиосистем [1]. Целью данного исследования является разработка алгоритмов частотного планирования и моделирования шумовых характеристик гибридных синтезаторов частот, а также применение разработанных алгоритмов для автоматизации проектирования.

В рамках предварительной работы по данному исследованию были разработаны алгоритмы частотного планирования гибридных синтезаторов частот [2]. Кроме того были разработаны и экспериментально подтверждены математические модели шумовых характеристик гибридных синтезаторов частот [3].

Исходными данными для частотного планирования ГСЧ являются:

- частота выходного сигнала ГСЧ $f_{\text{ВЫХ}}$ (либо диапазон выходных частот ГСЧ $f_{\text{ВЫХmin}} \dots f_{\text{ВЫХmax}}$);
- частота входного/опорного сигнала $f_{\text{ГОЧ}}$;
- параметры интегральных микросхем: ЦВС (максимальная тактовая частота f_{Tmax}) и ФАПЧ (максимальная частота сравнения f_{CPmax}).

Математические модели шумовых характеристик были использованы при разработке алгоритма минимизации уровня фазовых шумов за счет оптимизации параметров (коэффициентов деления, умножения, коэффициента передачи ЦВС) гибридных синтезаторов частот.

На основе алгоритмов был разработан программный комплекс, в состав которого входят: программа частотного планирования ГСЧ; программа расчета петлевых ФНЧ; программа моделирования шумовых характеристик ГСЧ; программа расчета параметров ГСЧ с целью минимизации уровня фазовых шумов. Программы используют базу данных параметров современных интегральных микросхем ФАПЧ и ЦВС, в которую можно вносить новые данные. Связь с пользователем обеспечивается через графический интерфейс (рис.1).

На первом этапе пользователю необходимо ввести исходные данные и выбрать современные интегральные микросхемы ЦВС и ФАПЧ, параметры которых будут использоваться при моделировании. При выборе микросхемы ЦВС в рабочую память программы частотного планирования из банка данных загружается значение максимально допустимой тактовой частоты f_{Tmax} , значение разрядности накопителя кода фазы; в рабочую память программы моделирования фазовых шумов загружаются: значение амплитуды выходного сигнала A , количество разрядов ЦАП $N_{\text{ЦАП}}$, значения коэффициентов аппроксимации модели шумовых характеристик выбранной микросхемы. При выборе микросхемы ФАПЧ в рабочую память программы частотного планирования из банка данных загружается значение максимально допустимой частоты сравнения $f_{\text{ФДmax}}$; в рабочую память программы моделирования фазовых шумов загружаются значения коэффициентов аппроксимации модели шумовых характеристик.

Программный комплекс рассчитывает номиналы элементов выбранного петлевого ФНЧ. Проводится расчет параметров ГСЧ, обеспечивающих наименьший уровень фазовых шумов выходного сигнала. Далее выводятся результаты сравнения шумовых характеристик четырех типов ГСЧ на основе косвенного и прямого цифрового методов синтеза: ГСЧ с ЦВС в качестве

опорного генератора ФАПЧ, ГСЧ с ЦВС в цепи обратной связи ФАПЧ, ГСЧ с ЦВС в качестве генератора подставки ФАПЧ и ГСЧ, использующего образы основной частоты ЦВС.

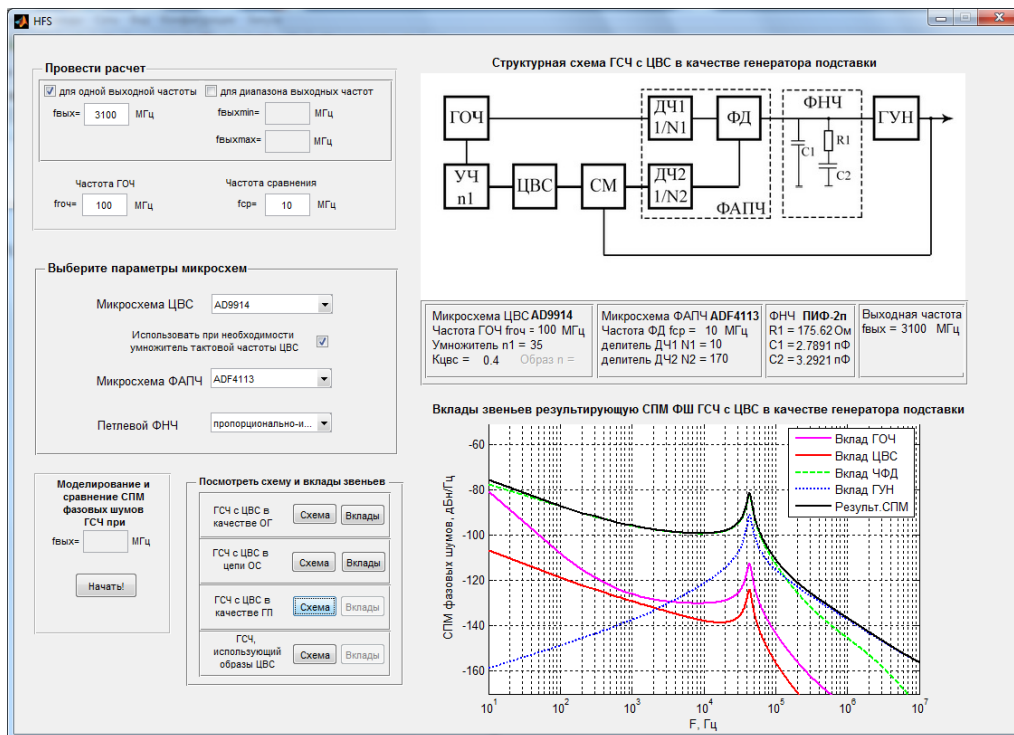


Рис.1. Окно графического интерфейса программного комплекса

По требованию пользователя программный комплекс выводит структурную схему и значения параметров любого типа ГСЧ, а также зависимость вкладов звеньев выбранного ГСЧ в результирующий уровень фазовых шумов от частоты отстройки.

Таким образом, представленный программный комплекс, реализованный на основе разработанных алгоритмов, позволяет пользователю провести сравнение гибридных синтезаторов частот по уровню фазовых шумов, определить звенья, вносящие наибольший вклад в результирующий уровень фазовых шумов, а также рассчитать параметры каждого типа ГСЧ.

Исследование выполнено при финансовой поддержке РФФИ в рамках научного проекта № 16-37-00299 мол_а

Литература

1. енакин, А. Частотный синтез: текущие решения и новые тенденции / А. Ченакин // ЭЛЕКТРОНИКА: Наука, Технология, Бизнес. – 2008. – №1. – С. 92-97.
2. Ромашов, В.В. Разработка математического аппарата для частотного планирования гибридных синтезаторов частот / В.В. Ромашов, К.А. Якименко // Проектирование и технология электронных средств. 2016, №3. С. 3-9.
3. Ромашов, В.В. Моделирование шумовых характеристик гибридных синтезаторов частот / В.В. Ромашов, Л.В. Ромашова, К.К. Храмов, А.Н. Докторов, К.А. Якименко // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. 2014, №1. С. 5-20.