

Агафонов П.А.

*Научный руководитель: канд. техн. наук, доцент Д.Н. Романов
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: radon81@mail.ru*

Разработка приемо-передающего модуля для беспроводной сети

Умный дом – это полностью автономная интеллектуальная сеть, объединяющая множество устройств и датчиков. Объединенные в общую интеллектуальную систему приборы могут сами обрабатывать информацию, принимать решения и выполнять мелкие бытовые задачи. Устанавливается и настраивается система умного дома согласно требованиям пользователя. В результате можно запускать разные профили и режимы лишь с помощью голосовых команд. Согласно командам система будет регулировать климатические условия, следить за безопасностью, отправлять владельцу данные с датчиков движения и многое другое[2].

Работа умного дома основана на принципе выполнения команд, которые могут поступать как от человека, так и от датчиков.

Главная проблема современных систем типа «Умный дом» — отсутствие единого стандарта. Многие компании не заботятся о совместимости своих устройств с другой продукцией, поэтому разработка уникальных приемо-передающих модулей является актуальной и востребованной.

Для достижения поставленной цели в данном проекте необходимо решение следующих задач:

- анализ характеристик системы для заданного вида модуляции (определение ширины спектра выходного сигнала, требований к линейным, нелинейным искажениям, погрешности разности фаз квадратурных составляющих);
- разработка структурной схемы приемопередающего устройства;
- обоснование выбора типа микросхем для построения системы связи;
- обоснование требований к основным узлам приемопередающего устройства;
- разработка отдельных узлов приемопередающего устройства (синтезатора частот, модулятора, выходного каскада или др.);
- расчет основных энергетических характеристик.

Разработанный приемо-передатчик является сопрягающим звеном для передачи данных внутри системы умного дома и управления умными вещами. Разработка данного устройства направлена на совмещение нескольких протоколов IEEE 802.1 в единое аппаратно-программное средство для управления отдельными модулями умных вещей в доме. Разработанное устройство кодирования-декодирования информации выполнено с использованием цифрового сигнального процессора, а весь алгоритм модуляции-демодуляции, передачи в порт ЭВМ, приёма из порта и т.п. выполнен в виде программы под соответствующий DSP процессор и микросхему-кодек, который гарантирует совместимость подключаемых умных устройств к единой сети умного дома.

Базжин А.С.

*Научный руководитель: д-р техн. наук, профессор В.В. Ромашов
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: bazjin.alb@yandex.ru*

Программный комплекс для анализа шумовых характеристик синтезаторов частот

Синтезаторы частот представляют собой электронные устройства, позволяющие получать необходимую частоту или набор частот на своем выходе из частоты опорного сигнала. На сегодняшний день они имеют широкое распространение в медицине, промышленности, применяются в системах коммуникации, электронной борьбы, служат в качестве датчиков приближения, металла, ультразвука, химического анализа крови и т.д.[1,2].

Фазовый шум является одним из главных показателей оценки стабильности частоты, изучение которого представляет собой сложную задачу, так как спектральный состав такого шума при прохождении через узлы устройства существенно изменяется [3,4].

Наиболее широко распространенной мерой, характеризующей их уровень, является спектральная плотность мощности (СПМ) фазовых шумов $S_{\varphi}(F)$, характеризующаяся отношением мощности фазовых шумов на частоте отстройки F одной боковой полосы в полосе частот 1 Гц к мощности сигнала.

СПМ фазовых шумов можно представить в виде степенной модели:

$$S_{\varphi}(F) = h_a F^a, \quad (1)$$

где h_a – постоянная, служащая мерой уровня фазового шума.

Поскольку экспериментальное исследование шумовых характеристик различных типов синтезаторов частот является очень трудоемкой задачей, то целесообразным является исследование таких характеристик с помощью методов математического моделирования.

Поэтому целью данной работы является разработка программного комплекса для моделирования шумовых характеристик различных типов синтезаторов частот, их сравнения, автоматизации процесса обработки информации и наглядной демонстрации результатов моделирования.

Программа позволяет сравнивать и проводить анализ СПМ фазовых шумов синтезаторов с прямым цифровым синтезом, косвенным синтезом на основе ФАПЧ и гибридным синтезом частоты. Приложение создано с помощью пакета программ MatLab на платформе GUIDE. Интерфейс комплекса представлен на рис. 1.

В левой части окна находится панель для задания исходных данных моделирования и панель для построения и редактирования полученных шумовых характеристик. Программный комплекс предоставляет пользователю выбор метода синтеза частоты (прямой цифровой, косвенный, гибридный) и на основе выбора открывает доступ к редактированию начальных данных моделирования. При установке прямого цифрового метода необходимо также указать интегральную микросхему ЦВС из списка выпадающего меню. В случае выбора косвенного метода указывается микросхема ФАПЧ, петлевой фильтр, а также частота сравнения фазового детектора. Гибридный синтез включает в себя как прямой, так и косвенный метод синтеза частоты, поэтому для расчета СПМ фазовых шумов для этого варианта необходимо инициализировать все представленные параметры на панели исходных данных. Частота ГОЧ и выходная частота устанавливаются для каждого из приведенных методов и являются основными начальными данными моделирования. Также имеется возможность выбора одной из четырех схем гибридного синтезатора частоты. Внизу панели исходных данных расположены кнопки для добавления пользовательских моделей микросхем ЦВС и ФАПЧ в базу программы.

После того, как пользователь ввел необходимые данные, для начала моделирования и построения характеристик нужно нажать на кнопку расчет. На рис.1 представлены результаты моделирования СПМ фазовых шумов системы ФАПЧ для различных частот сравнения

фазового детектора ($f_{CP} = 2, 4, 8, 16$ МГц) при частоте ГОЧ $f_{ГОЧ} = 32$ МГц, выходной частоте $f_{вых} = 800$ МГц, микросхеме ФАПЧ ADF4118 и интегрирующем фильтре 3 порядка AD.

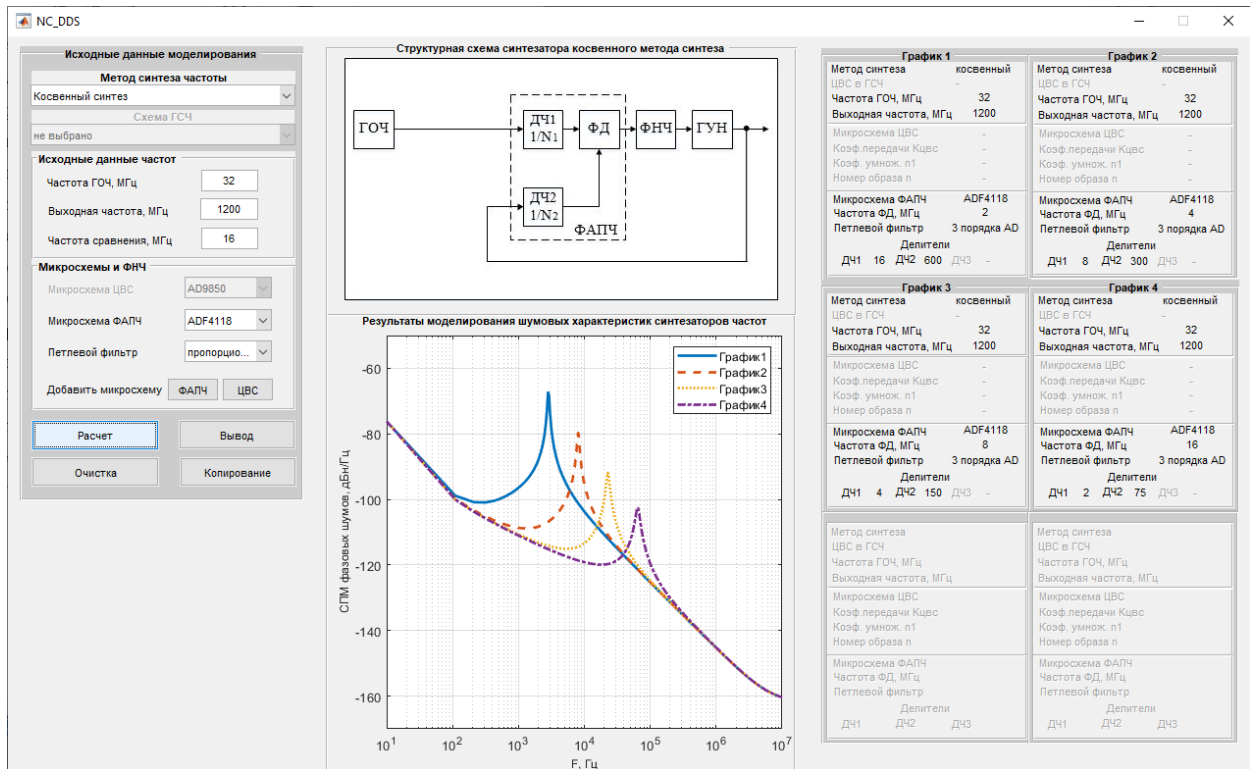


Рис. 1 – Интерфейс программного комплекса

На полученном графике изображен уровень СПМ фазовых шумов выбранного синтезатора в ДБ/Гц в зависимости от частоты отстройки. В верхней части окна отображается структурная схема выбранного метода частоты.

Программа также предусматривает построение до 6 характеристик, вывод их в отдельное окно для редактирования и печати при помощи кнопки «Вывод», копирование данных моделирования (кнопка «Копировать») и очистку результатов при помощи кнопки «Очистка».

Моделирование СПМ фазовых шумов ведется на основе математических моделей шумовых характеристик устройств [3-7].

В докладе рассматриваются фазовые шумы синтезаторов частот с различными методами синтеза, программный комплекс для расчета СПМ фазовых шумов, приводятся результаты и алгоритм работы программы.

Литература

1. Мёрфи, Е. Всё о синтезаторах DDS / Е. Мёрфи, К. Слэттери, перевод: А. Власенко // Analog Dialogue 38-08. – 2004. – Август.
2. Стешенко, В. Цифровые синтезаторы прямого синтеза частот. // В. Стешенко. – Компоненты и технологии, 2002. – №7.
3. Рыжков, А.В. Синтезаторы частот в технике радиосвязи / А.В. Рыжков, В.Н. Попов. // М.: Радио и связь, 1991. – 264 с.
4. Манассевич, В. Синтезаторы частот. Теория и проектирование: Пер. с англ. / Под. ред. А.С. Галина. - М.: Связь, 1979. – 384 с.
5. Ромашов В.В., Ромашова Л.В. Методика расчета коэффициентов аппроксимации спектральной плотности мощности фазовых шумов цифровых вычислительных синтезаторов // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. 2012, № 1. С.23-26.
6. Ромашов В.В., Ромашова Л.В., Якименко К.А., Коровин А.Н. Моделирование шумовых характеристик гибридных синтезаторов частот на интегральных микросхемах // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. – 2013, № 1. С. 10-15.

5. Ромашов В.В., Ромашова Л.В. Моделирование шумовых характеристик интегральных цифровых вычислительных синтезаторов // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. 2011, № 4. С.20-23.

6. Ромашов, В.В. Модель спектральной плотности мощности фазовых шумов цифровых вычислительных синтезаторов на образах основной частоты / В.В. Ромашов, Л.В. Ромашова, К.К. Храмов, А.Н. Докторов // Радиопромышленность. 2012, № 2. С.38 – 48.

7. Ромашов В.В., Храмов К.К. Формирователи сетки опорных частот возбуждителя передатчика с использованием образов основной частоты // Методы и устройства передачи и обработки информации. 2011. № 13. С. 44-47.

Батыргареева Е.Р.

Научный руководитель к.т.н., 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: romashovmurom@mail.ru, doctorov_a_n@mail.ru

Разработка высокочастотного маломушящего генератора опорной частоты для цифрового вычислительного синтезатора

Цифровые вычислительные синтезаторы (ЦВС) широко используются во многих радиотехнических системах, измерительных приборах, а также системах передачи данных. Работа таких синтезаторов основана на методе прямого цифрового синтеза. Данный метод обладает целым рядом достоинств, которые и привели его к широкому распространению в современной технике синтеза частот.

В данной работе разрабатывается высокочастотный генератор опорной частоты на основе резонатора на поверхностных акустических волнах, позволяющий формировать стабильные высокочастотные колебания с низким уровнем фазовых шумов.

ПАВ резонаторы являются ключевыми компонентами для построения маломушящих генераторов для наземной и бортовой радиолокационной аппаратуры. Они непосредственно определяют такие важнейшие характеристики как дальность и чувствительность. Конструктивно резонаторы на ПАВ представляют собой подложку из пьезокристаллического материала, на поверхности которой располагаются гребенчатые токопроводящие электроды. Они называются встречно-штыревыми преобразователями (ВШП) и предназначаются для преобразования электрической энергии в акустическую и наоборот.

Принципиальная схема данного генератора приведена на рис. 1.

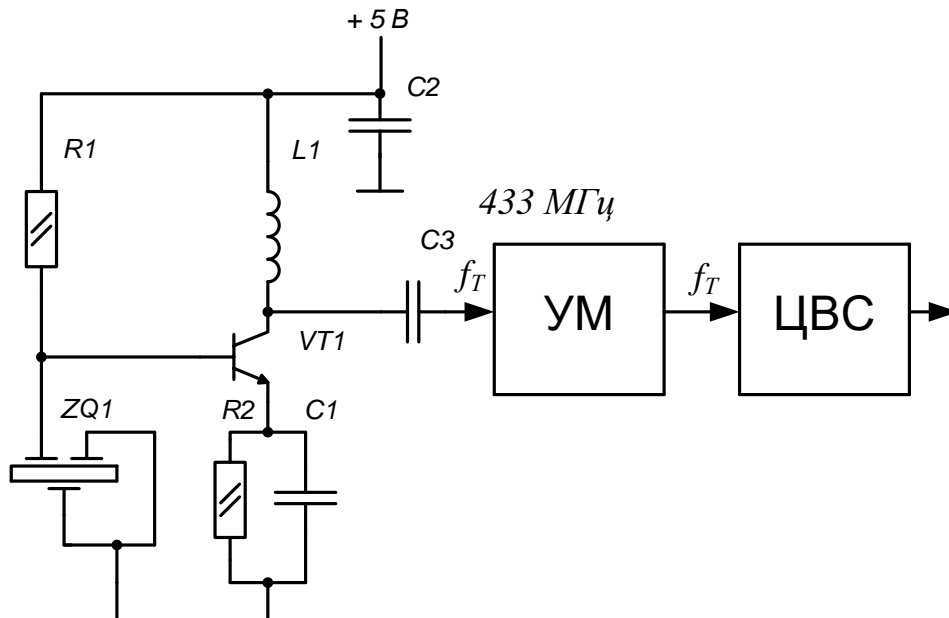


Рис.1. Принципиальная схема генератора опорной частоты ЦВС на ПАВ-резонаторе

На рисунке 1 резонатор на ПАВ (ZQ1) используется в качестве элемента стабилизации частоты задающего генератора, а так же для обеспечения баланса фаз в схеме.

Для более эффективного проектирования формирователей сигналов, построенных на основе ЦВС, требуется оперативно оценить уровень фазовых шумов таких синтезаторов. Это возможно с помощью методов математического моделирования спектральной плотности мощности (СПМ) фазовых шумов. Подробно метод математического моделирования, и

использование его для расчета уровня фазовых шумов ЦВС рассмотрено в [1, 2]. Важным параметром является шумовая характеристика генератора опорной частоты. Математическая модель СПМ фазовых шумов генератора на ПАВ рассматривалась в [3, 4] и имеет вид

$$S_{\text{ГОЧ ПАВ}}(F) = \frac{10^{-4.205}}{F^3} + \frac{10^{-7.986}}{F^2} + \frac{10^{-13.447}}{F} + 10^{-17.225}.$$

Теоретическая зависимость, определяющая СПМ фазовых шумов разрабатываемого генератора, выполненного на основе ПАВ-резонатора, приведена на рис. 2

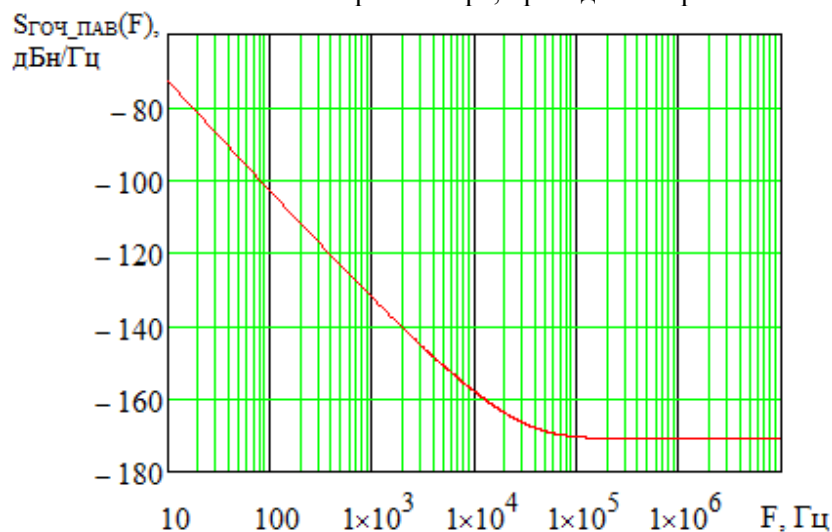


Рис. 2 Теоретическая зависимость СПМ фазовых шумов генератора опорной частоты на ПАВ для выходной частоты 1000 МГц

Из представленной зависимости видно, что теоретический уровень фазовых шумов непереключаемого генератора на ПАВ в дальней области отстройки частоты может достигать -170 дБн/Гц. Однако при малой отстройке уровень фазовых шумов выше. В дальнейшем предполагается изготовить генератор на основе ПАВ-резонатора по приведенной выше схеме, измерить его шумовую характеристику и использовать данный генератор для получения тактового сигнала ЦВС AD9910.

Литература

1. Romashov V.V., Romashova L.V., Khramov K.K., Doktorov A.N. Simulation of Noise Curves of the New Integrated DDS from Analog Devices // Proc. of the 2013 Int. Siberian Conf. on Control and Communications (SIBCON). – Krasnoyarsk: Siberian Federal University, Russia, Krasnoyarsk, September 12–13, 2013. IEEE Catalog Number: CFP13794-CDR. ISBN: 978-1-4799-1060-1.
2. Romashov V.V., Romashova L.V., Doktorov A.N. The mathematical model of noise characteristics of a direct digital synthesizer with the built-in multiplier of clock frequency on PLL // Proc. of the 2015 Int. Siberian Conf. on Control and Communications (SIBCON). – Omsk State Technical University, Russia, Omsk, Mai 20–22, 2015. ISBN: 978-147997102-2. DOI: 10.1109/SIBCON.2015.7147197
3. Якименко К.А. Моделирование шумовых характеристик генераторов с резонаторами на поверхностных акустических волнах / Наука и образование в развитии промышленной, социальной и экономической сфер регионов России [Электронный ресурс]: VII Всероссийские научные Зворыкинские чтения. Сб. тез. докладов VII Всероссийской межвузовской научной конференции. - Муром: Изд.-полиграфический центр МИ ВлГУ, 2015.
4. Якименко, К.А. Исследование шумовых характеристик гибридных синтезаторов частот на основе прямого аналогового и прямого цифрового методов синтеза / К.А. Якименко // Методы и устройства передачи и обработки информации, 2017, Т.19. С. 9-15.

Бебенина Ю.С.

*Научный руководитель: д.т.н. доцент, преподаватель ФРЭКС 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
bebeninajulia@yandex.ru*

Анализ направленных свойств планарной антенной решетки телекоммуникационной системы

Активное развитие технологий передачи информации и вовлечение в процесс все большего количества пользователей привело к непрерывному увеличению информационного обмена посредством беспроводных телекоммуникационных систем. Поэтому важным направлением их дальнейшего развития является развитие методик и алгоритмов проектирования антенн и антенных решеток, отвечающих требованиям новых телекоммуникационных систем [1, 2].

Широкое распространение в качестве антенн телекоммуникационных систем получают планарные антенные решетки. Этому способствует общая тенденция повышения многофункциональности и компактности антенных систем, а также активное развитие диэлектрических материалов подложек с высокой стабильностью электрофизических свойств в широкой полосе частот.

В работе анализировались направленные свойства планарной антенной решетки, рассчитанной на работу в диапазоне 2,55-2,7 ГГц с максимальным коэффициентом усиления 15дБ. Антенна выполнена на фольгированном текстолите, состоит из трех рядов излучателей с равномерно расположенными в каждом ряду восемью излучателями при равноамплитудной и синфазной запитке.

Диаграммы направленности антенны в двух плоскостях на частоте 2.55 ГГц приведены на рисунке 1.

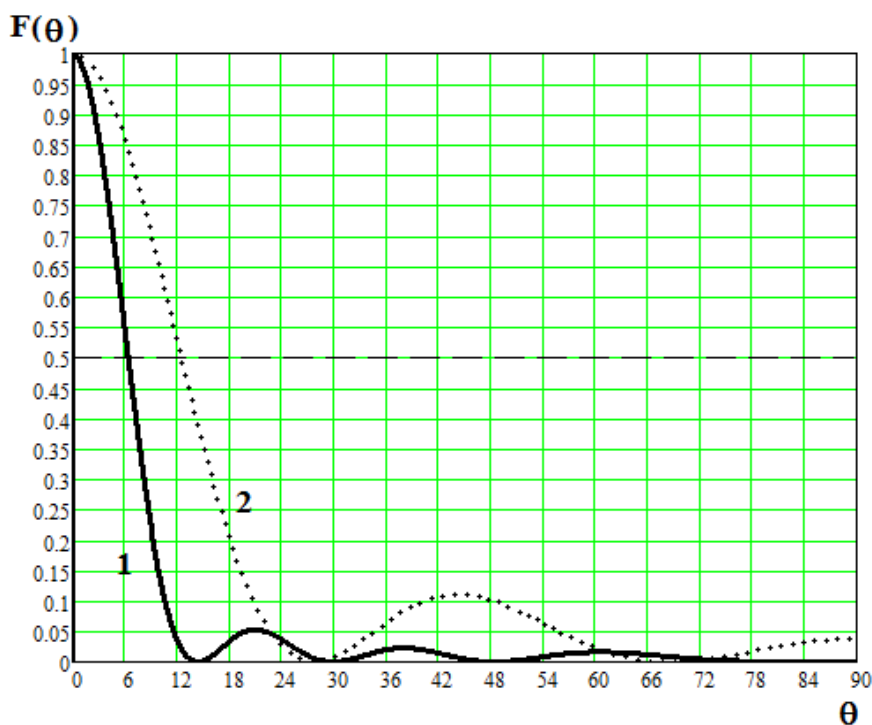


Рисунок 1 Диаграмма направленности планарной антенной решетки на частоте 2,55ГГц в плоскости E (1) и в плоскости H (2)

Для оценки взаимосвязи направленных свойств и точности юстировки антенны по направлению прихода сигнала в телекоммуникационной системе выполнены расчеты коэффициента усиления антенны по угловым направлениям в пределах главного лепестка диаграммы направленности антенны. Результаты расчета приведены на рисунка 2.

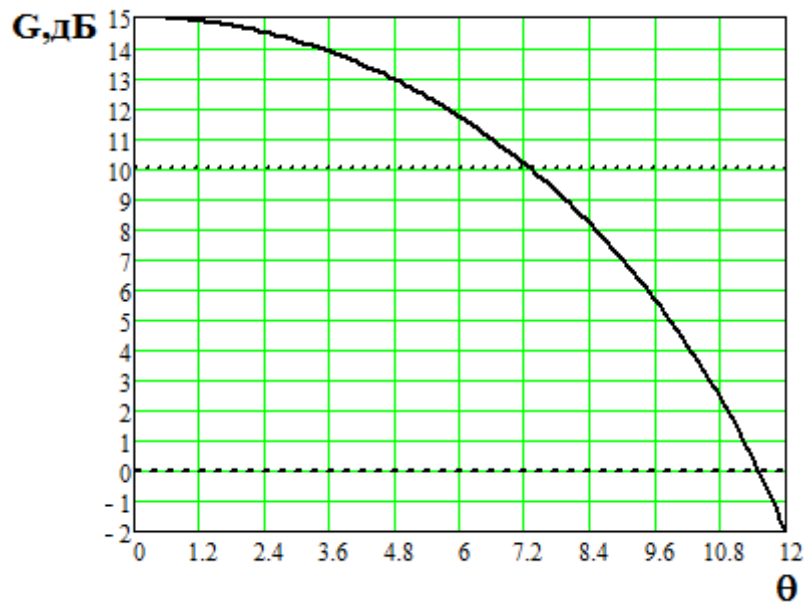


Рисунок 2 Угловая зависимость коэффициента усиления антенны

Результаты расчета угловой зависимости коэффициента усиления исследуемой планарной антенной решетки показали, что снижение коэффициента усиления на 3дБ может быть при отклонении линии визирования на 6° от линии юстировки антенны, для потери эффективности направленной антенны отклонении должно составить 11° .

Таким образом, полученные результаты показали хорошую устойчивость коэффициента усиления антенны к небольшим угловым смещениям относительно направления прихода сигнала.

Божаткин И.А.

*Научный руководитель д.т.н. проф. 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: romashovamur@mail.ru, ilya.bozhatkin@mail.ru*

Исследования влияния разрядности ПЗУ на шумовые характеристики цифровых вычислительных синтезаторов.

Аккумуляторы фазы выпускаемых синтезаторов DDS имеют разрядность 28, 32 или 48 бит [1, 2]. Но только часть разрядов используется для адресации ПЗУ, в которое записана таблица синуса. Это вынужденная мера, связанная с необходимостью уменьшения объема ПЗУ. Если использовать, например, 32 бита адреса ПЗУ и десятиразрядное представление каждого отсчета, то понадобилось бы ПЗУ емкостью $10 \cdot 2^{32} = 42\,949\,672\,960 = 43$ Гбит. Поэтому для адресации ПЗУ используется только несколько старших разрядов кода, формируемого на выходе аккумулятора фазы. Усечение кода фазы выполняется по алгоритму, заложенному при проектировании синтезатора, и внешними сигналами изменить этот алгоритм невозможно. Отбрасывание младших разрядов кода адреса, приводит к возникновению ошибки в представлении фазы. Как следствие, при преобразовании фазы в амплитуду выходного сигнала

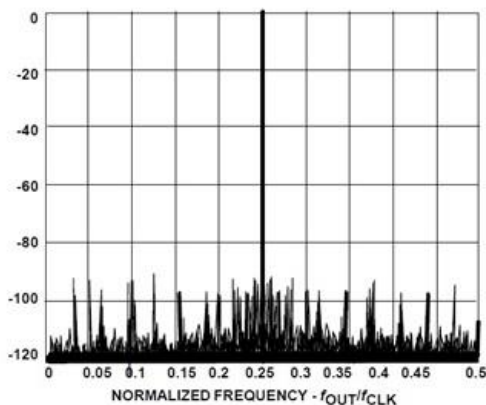


Рисунок 1. - Спектр выходного сигнала при усечении длины кода аккумулятора фазы до 15 бит.

появляется погрешность. Эта погрешность является периодической, так как в зависимости от кода частоты одно и то же состояние аккумулятора фазы повторяется чаще или реже. В результате в спектре выходного сигнала синтезатора появляются гармоники, вызванные усечением кода фазы, рисунок 1. Значения их амплитуды и фазы зависят от разрядности аккумулятора фазы n , разрядности слова фазы после усечения n_{yc} и значения кода частоты M . Максимальный уровень этих гармоник можно оценить, пользуясь соотношением $U = -6,02n_{yc}$, дБ. Например, при $n_{yc}=15$ максимальный уровень гармоник приблизительно равен -90 дБ.

Следует указать, что, наихудшим здесь является случай, когда в отбрасываемой части кода фазы старший бит равен 1, а все остальные – 0. Дополнительные гармоники в спектре будут отсутствовать при условии, что в отбрасываемой части кода все гармоники равны нулю.

Существует еще одно обстоятельство, ухудшающее спектральную чистоту выходного сигнала синтезатора. Дело в том, что ограниченное число разрядов ЦАП обуславливает ступенчатый характер выходного сигнала. Поэтому спектр этого сигнала содержит большое число высших гармоник рис. 2, огибающая амплитуд которых описывается функцией

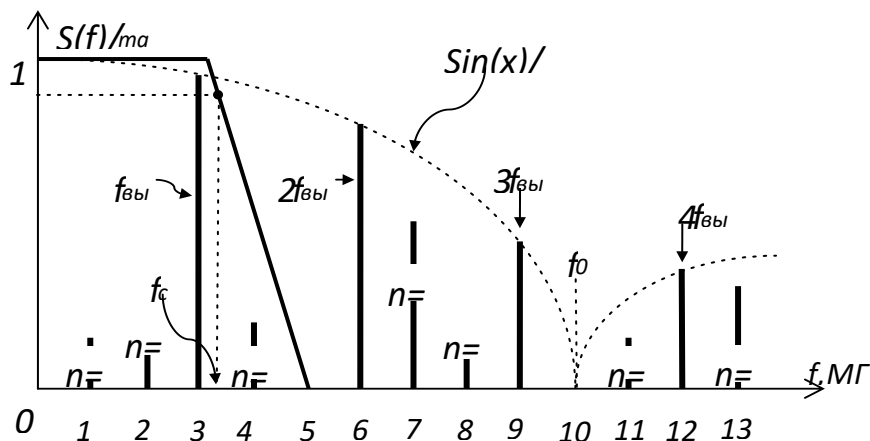


Рисунок 2. – Распределение гармоник в спектре выходного сигнала синтезатора DDS.

$$A_{nf_{\text{вых}}} = \text{Sin}\left(\frac{\pi \cdot n f_{\text{вых}}}{f_0}\right) \left/ \left(\frac{\pi \cdot n f_{\text{вых}}}{f_0}\right)\right.$$

где $A(nf_{\text{вых}})$ – амплитуда n -ой гармоники сигнала на выходе ЦАП.

Кроме того в спектре будут присутствовать и комбинационные гармоники вида $fn = f_0 \pm nf_{\text{вых}}$, где n – номер гармоники выходного сигнала [3, 4]. Кроме того, согласно теореме Котельникова, максимальная частота синтезируемого сигнала не может быть больше половины тактовой частоты f_0 . Вместе с тем, выходную частоту синтезатора желательно ограничить значением $f_0/3$, чтобы комбинационная составляющая с частотой $(f_0 - f_{\text{вых}})$, имеющая самый большой уровень, находилась выше частоты Найквиста $f_0/2$ и ее можно было подавить с помощью ФНЧ. Предположим, что тактовая частота $f_0 = 100$ МГц. Тогда частота выходного сигнала $f_{\text{вых}} = 30$ МГц. Вторая гармоника выходного сигнала будет равна $2f_{\text{вых}} = 60$ МГц. В результате в спектре появится комбинационная (разностная) составляющая 40 МГц. Точно также третья гармоника даст $100 - 90 = 10$ МГц. Четвертая – $120 - 100 = 20$ МГц. Все эти комбинационные частоты находятся в полосе пропускания выходного фильтра, то есть спектр выходного сигнала и спектр комбинационных составляющих перекрываются и разделить их с помощью ФНЧ невозможно, что иллюстрируется рисунком 2.

Рассмотренная выше структура ПЦС применяется во всех современных синтезаторах. Кроме того, в одном чипе объединяют быстродействующий ЦАП и собственно ПЦС, что позволяет получить, так называемый полный (интегрированный) ПЦС или Complete DDS. Конструкция и параметры генераторов ПЦС непрерывно совершенствуются и в настоящее время эти устройства занимают приоритетные положения в современных разработках систем связи.

Литература

1. Fundamentals of Direct Digital Synthesis (DDS) [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.analog.com/media/en/trainingseminars/tutorials/MT-085.pdf> – Заглавие с экрана. – (Дата обращения: 27.03.2020)
2. Design of hardware and software of multi-waveforms adar generator based on AD9958 [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://www.analog.com/static/imported_files/data_sheets/AD9958.pdf . – Заглавие с экрана. – (Дата обращения: 27.03.2020)
3. Волович, Г.И. Схемотехника аналоговых и аналого-цифровых электронных устройств / Г.И. Волович. – 2-е изд. испр. – М.: Издательский дом «Додока- XXI», 2007. -528 с. ил. / Стр.419 – 423, 434.
4. Макаренко, В. Компоненты для построения беспроводных устройств связи, часть 7. Синтезаторы частоты прямого цифрового синтеза / В. Макаренко //Телекоммуникации и связь. - 2010. - № 1. - С. 34 – 46.

Божаткин И.А.

Научный руководитель д.т.н. проф. 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: romashovamur@mail.ru, ilya.bozhatkin@mail.ru

Классификация гибридных синтезаторов на основе прямого и косвенного цифровых методов синтеза

С 1980-х гг. гибридные синтезаторы частот все активнее начинают распространяться в качестве формирователей сигналов в современных приеме-передающих системах и контрольно-измерительной аппаратуре. До недавнего времени по тематике гибридного метода синтеза в отечественной и зарубежной литературе были представлены либо обобщенные обзоры структур гибридных синтезаторов [2], либо разработаны конкретные схемы для определенных приложений [3]. Результаты математического и имитационного моделирования гибридных синтезаторов представлены в [4]. В настоящее время гибридные синтезаторы частот выпускаются производителями в виде субблоков, в том числе и на основе интегральных микросхем [5].

Теоретически можно выделить 4 основных типа синтезаторов гибридного метода синтеза: прямой аналоговый + прямой цифровой методы, косвенный + прямой цифровой методы, прямой аналоговый + косвенный методы, прямой цифровой + косвенный + прямой аналоговый методы. На рисунках 1-4.

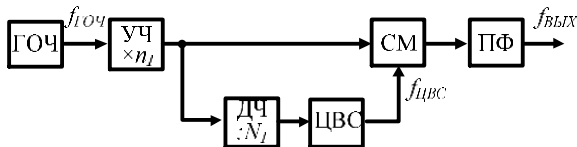


Рисунок 1. – Одноопорный гибридный синтезатор на основе ЦВС и аналогового метода синтеза

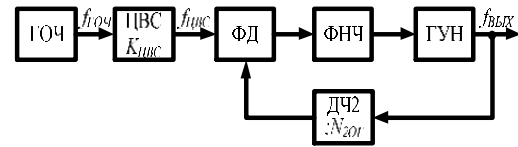


Рисунок 2 – Гибридный синтезатор с ЦВС в качестве опорного генератора ФАПЧ

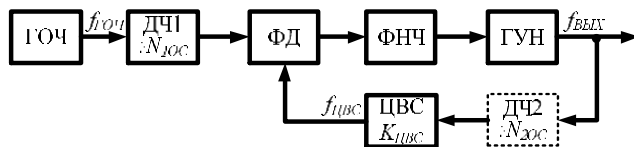


Рисунок 3. – Гибридный синтезатор с ЦВС в цепи обратной связи ФАПЧ кратностью деления выходного сигнала ГУН.

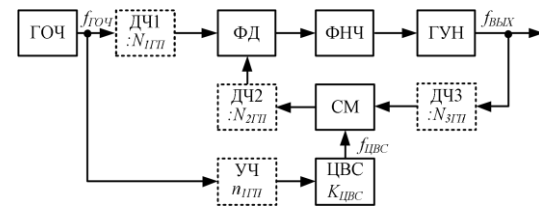


Рисунок 4. – Гибридный синтезатор с ЦВС в качестве генератора подставки ФАПЧ

1. Данный синтезатор состоит из банка генераторов ГОЧ1...ГОЧN, смесителя СМ, цифрового вычислительного синтезатора ЦВС и набора полосовых фильтров. Крупный шаг сетки частот получается переключением выходного сигнала банка ГОЧ. ЦВС в свою очередь обеспечивает малый шаг перестройки. Достоинства гибридного синтезатора: широкий диапазон частот; высокая скорость перестройки; низкий уровень фазовых шумов; малое количество и малый уровень побочных составляющих спектра на больших отстройках от несущей за счет применения полосовых фильтров; достижение очень малого шага перестройки частоты (за счет ЦВС).

2. Генератор опорной частоты тактирует ЦВС, выходная частота которого подается на ФД системы ФАПЧ для сравнения. Поскольку выходная частота ЦВС ограничена максимально

допустимым значением частоты сравнения в фазовом дискриминаторе (у современных микросхем ФАПЧ она достигает 100 МГц), необязательно повышать тактовую частоту ЦВС до максимально возможных пределов. В данном ГСЧ систему ФАПЧ можно представить в качестве умножителя выходной частоты ЦВС в $N_{2ог}$ -раз. Гибридный синтезатор обеспечивает широкую полосу частот, практически свободную от нежелательных составляющих спектра. Шаг перестройки частоты составляет $\Delta f_{ГСЧ} = N_2 \Delta f_{ЦВС}$, где $\Delta f_{ЦВС}$ – шаг перестройки ЦВС. Поскольку шаг сетки частот ЦВС достигает долей герца, шаг перестройки всего синтезатора тоже будет иметь небольшое значение.

3. Для получения необходимой частоты сравнения ФД частота выходного сигнала ГОЧ может быть поделена в делителе ДЧ1. Выходной сигнал ГУН является тактовым для ЦВС. Максимальная тактовая частота современных интегральных ЦВС достигает 3,5 ГГц. Поэтому, если частота выходного сигнала ГУН больше максимальной тактовой, то необходимо использовать дополнительный делитель ДЧ2. По сути ЦВС в данной схеме является дробным делителем частоты. Поэтому достоинства данного синтезатора схожи с достоинствами Fractional-N синтезаторов.

4. Данный синтезатор представляет собой систему ФАПЧ со смесителем СМ в цепи обратной связи, на который подается частота смещения (подставки) с ЦВС. При необходимости устанавливаются дополнительные делители ДЧ1, ДЧ2, ДЧ3. Для увеличения тактовой частоты ЦВС используется умножитель УЧ выходной частоты ГОЧ. Обычно такие умножители, реализованные на косвенном методе синтеза, встроены в интегральный ЦВС. Использование смесителя в цепи обратной связи позволяет снизить общий коэффициент деления частоты в цепи обратной связи, а, следовательно, уровень фазовых шумов выходной частоты ГСЧ.

Существенно снизить влияние недостатков позволяет гибридный метод синтеза. Проведенный анализ позволил выявить основные методы построения и структурные схемы гибридных синтезаторов частот и составить декомпозицию методов синтеза. Показано, что наиболее распространенными являются гибридные синтезаторы на основе прямого аналогового и прямого цифрового методов синтеза и гибридные синтезаторы на основе косвенного (ФАПЧ) и прямого цифрового (цифровых вычислительных синтезаторов) методов синтеза.

Уровень фазовых шумов гибридных синтезаторов частот на основе ФАПЧ и цифровых вычислительных синтезаторов на 5–10 дБ больше уровня фазовых шумов гибридных синтезаторов на основе прямого аналогового и прямого цифрового методов синтеза, в связи с этим задача снижения уровня фазовых шумов гибридных синтезаторов на основе ФАПЧ и цифровых вычислительных синтезаторов представляется актуальной.

Литература

1. Якименко К. А. Гибридные синтезаторы частот с низким уровнем фазовых шумов // Диссертация канд. техн. наук 05.12.04, Муром 2018г.
2. Ямпурин, Н.П. Формирование прецизионных частот и сигналов: Учеб. пособие. / Н.П. Ямпурин, Е.В. Сафонова, Е.Б. Жалнин. – Нижегород. гос. техн. ун-т. Нижний Новгород, 2003. – 187 с.
3. Григорьев, И.А. Методы минимизации фазовых шумов в гибридном синтезаторе частот КУ-диапазона с режимом быстрой перестройки частоты / И. А. Григорьев // Радиотехника. – 2012. – №4. – С. 105-116.
4. Ромашов, В.В. Разработка схемотехнических моделей гибридных синтезаторов частот в программе Multisim / В.В. Ромашов, К.А. Якименко // Наука и образование в развитии промышленной, социальной и экономической сфер регионов России: VIII Всероссийские научные Зворыкинские чтения. Сб. тез. докладов. – Муром: ИПЦ МИ ВлГУ. – 2016. – С. 71–72.
5. Бельчиков, С. Фазовый шум: как спуститься ниже –120 дБн/Гц на отстройке 10 кГц в диапазоне частот до 14 ГГц, или борьба за децибелы / С. Бельчиков // Компоненты и технологии. – 2009. – №5, №6.
6. Кочемасов, В. Цифровые вычислительные синтезаторы - применение в системах синтеза частот и сигналов / В. Кочемасов, А. Голубков, Н. Егоров, А. Черкашин, А. Чугуй // ЭЛЕКТРОНИКА: Наука, Технология, Бизнес. – 2014. – №8.

Бушуев В.А., Семенов Е.С.
Научный руководитель – профессор, д-р техн. наук В.В. Костров
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: revual@yandex.ru

Радиолокационная станция для охраны больших территорий

Традиционно охрана территории объекта осуществляется с помощью различных систем с использованием датчиков, устанавливаемые по периметру объекта. Датчики обычно работают на основе физических принципов действия – радиолучевые, инфракрасные, ёмкостные. Данные системы имеют ряд недостатков:

- у данных датчиковых систем низкая достоверность срабатывания, отсутствие;
- отсутствие у данных датчиков систем видеонаблюдения.

Радиолокационные системы для охраны больших территорий позволяют защищать объекты большой протяженности эффективнее, чем распространённые датчиковые средства. В радиолокации существует метод обнаружения и определения местонахождения объектов посредством радиоволн. Принцип работы данного метода заключается в том, что радиолокационная станция излучает волны, при контакте с объектом, данные волны отражаются и возвращаются на станцию, которая анализирует их и определяет место нахождения объекта. В состав таких систем входит один или несколько когерентных дальностно-доплеровских импульсных радиолокаторов Ку-диапазона. Радиолокационные системы охраны территории объекта могут так же и в составе уже установленных интегрированных систем безопасности оснащенных аппаратурой видеонаблюдения и тепловизором. Данные системы осуществляют круглосуточную, всепогодную охрану периметра объекта, обнаружение движущихся целей, измерение их координат и скорости [1].

Использование радиолокационной станции для охраны больших территорий являются более выгодными по сравнению с датчиками. Установка данных радиолокационных станций осуществляется на участке с прямой оптической видимостью. Высота данных установок выбирается исходя из условий оптимального осуществления контроля охраняемой территории.

Современные беспилотные летательные аппараты являются опасными средствами воздушного наблюдения, выполняют функцию разведки, а так же создания помех. Данные радиолокационные системы обеспечивают отличную защиту от дронов. Эффективное обнаружение дронов выполняется при комбинировании радиолокационных и оптических средств, включая инфракрасные сенсоры [2].

Литература

1.Бондаренко А.П., Соколов К.С. Критерии выбора основных конструктивных и энергетических параметров РЛС на начальном этапе проектирования // Радиопромышленность. 2014. Вып. 1. С. 5–17.

2.Информационные технологии в радиотехнических системах: учебное пособие/ В.А. Васин, И.Б. Власов, Ю.М. Егоров и др, Под ред. И.Б. Федорова. -м.:изд-во МГТУ им Н.Э. Баумана, 2004.-672с

Горячев М.С.

*Научный руководитель к.т.н. К.А. Якименко**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: LordMaximus100@gmail.com*

Электромузыкальный инструмент с управлением за счет дистанционного изменения частоты генераторов

Терменвокс (англ. Theremin или Thereminvox), изначально называвшийся этеротонном (звук из воздуха, эфира), – это первый в мире электромузыкальный инструмент, созданный в 1919 российским изобретателем с французскими корнями по имени Лев Сергеевич Термен [1].

Вначале установка Термена представляла собой генератор электрических колебаний на катодной лампе. В процессе работы над повышением чувствительности установки возникла идея объединения двух генераторов, один из которых давал колебания определённой неизменной частоты. Сигналы от обоих генераторов подавались на катодное реле, на выходе которого формировался сигнал с разностной частотой. При этом, если разностная частота попадала в звуковой диапазон, то сигнал можно было принимать на слух.

Принцип работы современного терменвокса не сильно изменился и основан на этих принципах. Звуковой сигнал образуется с помощью гетеродинамирования сигналов от двух радиочастотных генераторов (рис. 1) один из которых – опорный («Fixed Pitch Oscillator») и работает на фиксированной частоте, а другой – перестраиваемый («Variable Pitch Oscillator»), меняет свою частоту за счет поднесения руки к антенне Звуковой сигнал («Audio Frequency») рождается в результате смешивания сигналов двух генераторов и выделения их разностной частоты – биений.

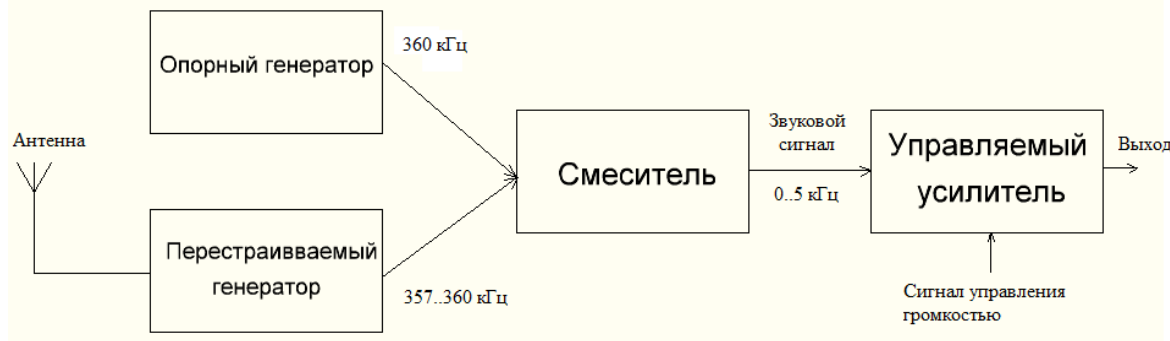


Рис.1. Структурная схема гетеродинамирования сигналов

На рисунке значения частот показаны условно, так как точные значения зависят от номиналов элементов схем. Общее правило здесь одно: при приближении руки к антенне частота перестраиваемого генератора понижается, что должно приводить к увеличению разностной частоты, повышению тона, а значит – опорный генератор должен быть настроен выше.

Канал управления громкостью (рис.2) построен иначе. Здесь только один генератор («Volume Oscillator»), который работает на фиксированной частоте и возбуждает резонансную цепь, в состав которой входит антенна (петля) громкости («Volume Antenna» или «Volume Loop»). В исходном состоянии (рука далеко) цепь настроена на частоту генератора, и на ней действует максимальное напряжение. Приближение руки к антенне вызывает уход от резонанса и снижение выходного напряжения. Это должно приводить к уменьшению громкости, хотя здесь возможна обратная зависимость.

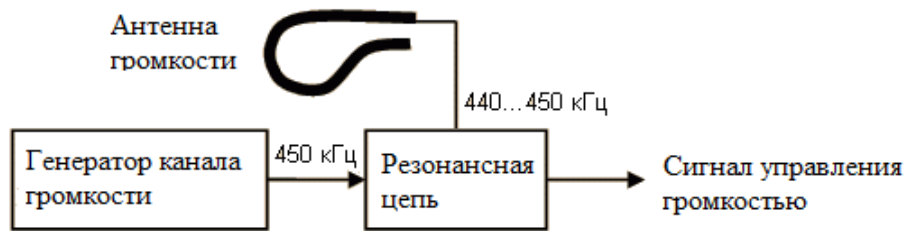


Рис. 2. Структурная схема цепи регулирования громкости

Представленный в данной работе терменвокс был собран по схеме Муга [2, 3], однако для улучшения рабочих характеристик устройства схема была модернизирована. Терменвокс имеет регулятор чувствительности канала громкости, регулятор подстройки частоты (терменвокс настраивается перед игрой), и 2 регулятора тембра («окраса» звука), а также имеется звуковой выход аух, который можно подключить к наушникам или колонкам. Терменвокс работает от сети с использованием двухполярного блока питания с напряжением 33 В. Имеет удобную для игры чувствительность, широкий набор различных тембров (начиная от синусоидального сигнала, заканчивая меандром). Издаваемый звуковой диапазон частот варьируется от 50 Гц до 6 кГц и выше. Фото готового изделия представлено на рис. 3. Для удобства понимания реального размера на фото рядом с терменвоксом расположен альт.



Рис. 3. Фото терменвокса

Литература

1. История создания терменвокса [Электронный ресурс]. Режим доступа: <https://synth.market/ru/articles/thereminvox/> (дата доступа 26.03.2020).
2. Moog R. Build the EM Theremin. Electronic Musician. 1996. February. Pp. 86–100.
3. Etherway – терменвокс на основе схемы Р. Муга [Электронный ресурс]. Режим доступа: <http://antiradio.narod.ru/theremin/etherway/index.htm> (дата доступа 26.03.2020).

Ефремов А.А.

*Научный руководитель: ст. преподаватель С.М. Харчук.
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: mustangandrew@mail.ru*

Гибридный синтезатор частот с фазовым управлением в опорном тракте

Важная роль в формировании сигнала отводится разработке и совершенствованию методов устранения фазовых отклонений обрабатываемого сигнала, вызванные воздействием дестабилизирующих факторов[1].

Гибридный синтезатор частот с фазовым управлением в опорном тракте. предназначен для формирования сетки частот высокостабильных сигналов с низким уровнем фазовых помех.

В работе осуществляются исследования воздействия различных дестабилизирующих факторов на отклонение фазы выходного сигнала. В качестве блоков подверженных дестабилизирующим воздействиям, рассматриваются: эталонный генератор, управляемый фазовращатель, цифровой вычислительный синтезатор (ЦВС), генератор управляемый напряжением.

В качестве формирователя сигнала цепи обратной связи, используется ЦВС который, обладает существенными преимуществами: удобство цифрового интерфейса, высокое разрешение по частоте и фазе, быстрая перестройка по частоте без разрыва фазы, благодаря чему они получили широкое распространение в различных структурах формирования сигнала.

В работе рассматривается схема электрическая структурная гибридного синтезатора частот с фазовым управлением в опорном тракте и проводится обоснование её работы.

Гибридный синтезатор частот построен на основе системы ФАПЧ. Автоподстройка управляемого генератора осуществляется выходным сигналом фазового детектора и, кроме того, схема имеет дополнительные тракты управления, что позволяет снизить влияние собственных фазовых помех ЦВС и эталонного генератора.

Устойчивость устройства представляет собой, один из главных факторов который определяет эффективность работы синтезатора частот при возможных изменениях параметров его функциональных звеньев. Для анализа устойчивости рассматривается случай, когда на синтезатор частот воздействуют сразу все рассматриваемые дестабилизирующие возмущения.

Проведенный анализ показал, что система устойчива, когда используется широкополосный фильтр в тракте управления и фильтр первого порядка в системе ФАПЧ

Литература

1. Суржик Д.И. Цифровые вычислительные синтезаторы с автоматической компенсацией фазовых искажений [Электронный ресурс] / Д.И. Суржик. – Режим доступа: http://diss.vlsu.ru/uploads/media/Surzhih_D.I._Dissertacija.pdf.

Ефремова М.С.

*Научный руководитель – доцент, канд. техн. наук К.К. Храмов
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: efremowa.margarita2013@ya.ru*

Обзор и анализ методов повышения спектральной эффективности радиосигналов

Как известно [1], в радиотехнических системах и системах телекоммуникаций для передачи информации используются различные виды модуляции. При этом под модуляцией понимается изменение параметров сигналов, в соответствии с передаваемой информацией.

Для передачи дискретной информации в цифровых системах передачи чаще всего применяются сигналы с частотной манипуляцией (frequency shift keying, FSK). Такие сигналы просты в генерировании и приеме, так как нечувствительны к начальной фазе. Однако у таких сигналов есть недостаток в виде широкого спектра. Модификацией FSK модуляции является частотная манипуляция с непрерывной фазой (continuous-phase frequency-shift keying, CPFSK). Такие сигналы в основном применяются в военной и сотовой связи [2]. При данном виде модуляции переход между дискретными значениями сигнала происходит без разрыва фазы. Отсутствие разрывов фазы приводит к существенному снижению уровня максимального бокового лепестка на 6..8 дБ. Кроме этого скорость убывания боковых лепестков возрастает.

Частным случаем CPFSK модуляции являются сигналы с минимальной частотной манипуляцией (minimum-shift keying, MSK). При MSK модуляции разнос частот, соответствующих двоичным информационным значениям, при котором обеспечивается ортогональность передаваемых дискретных значений на интервале их длительности, минимален. Применение MSK модуляции дает возможность уменьшить ширину главного лепестка спектра MSK и сделать ее минимальной среди всех возможных сигналов с двоичной частотной манипуляцией.

Следующим шагом при повышении спектральной эффективности радиосигналов была разработка GMSK – гауссовской двухпозиционной частотной манипуляции с минимальным сдвигом, которая имеет две особенности: первая – "минимальный сдвиг" между ближайшими битами передаваемой информации, другая – гауссовская фильтрация, которая позволяет снизить уровень боковых лепестков спектра, а также значительно увеличивает скорость убывания спектра GMSK сигнала по сравнению с MSK. Например, максимальный уровень бокового лепестка при GMSK-модуляции и значении $BT=0,3$, где B – полоса фильтра Гаусса по уровню -3дБ, T – длительность единичного импульса цифровой информации, на 15 дБ меньше чем у MSK сигнала. При этом скорость убывания спектра линейно зависит от частоты [1].

Вместе с тем, для передачи дискретной информации также широко применяются сигналы с фазовой манипуляцией (phase-shift keying, PSK), в частности BPSK, QPSK и их разновидности [2]. Известно, что применение бинарных сигналов с фазовой манипуляцией (ФКМ), которая чаще всего выполняется по закону псевдослучайных прямоугольных последовательностей, имеет нежелательные эффекты, которые выражаются в расширении спектра сигнала, а также в большом уровне боковых лепестков. Один из путей улучшения спектральных характеристик и корреляционных свойств зондирующих сигналов и обеспечения электромагнитной совместимости является применение весовых функций, чтобы сформировать элементарные модулирующие импульсы последовательностей. В общем случае для снижения уровня боковых лепестков корреляционной функции требуется применять частотную весовую обработку сигнала, а использование временной весовой функции позволит уменьшать боковые лепестки в спектральной области [3]. На практике такую обработку, в основном, применяют для ЛЧМ-радиоимпульсов.

По аналогии с GMSK модуляцией для ограничения спектра ФКМ сигналов используется формирование комплексной огибающей каждого дискрета последовательности путем

взвешивания окном Гаусса функции отсчетов $\text{sinc}(x)$. Эта обработка позволяет ограничить его спектр значительно.

Еще одним достаточно эффективным способом сужения спектра ФКМ сигнала является плавное управление фазой формируемых колебаний в моменты ее коммутации [3, 4], что, по сути, является разновидностью весовой обработки комплексной огибающей ФКМ сигнала. Наиболее простым законом изменения фазы сигнала является линейный, другая широко распространенная функция скругления – функция типа косинус-квадрат, также возможно применение экспоненциальной функции.

В докладе рассматриваются вопросы анализа различных законов изменения фазы при формировании радиосигналов с фазовой манипуляцией с точки зрения их спектральной эффективности, приводятся корреляционные и спектральные характеристики таких ФКМ сигналов, обсуждаются вопросы их практического применения.

Литература

1. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение / Б. Скляр; пер. с англ. Е.Г. Грозы [и др.]; под ред. А. В. Назаренко. – 2-е изд., испр. – М.: Вильямс, 2014.
2. Унгер А.Ю. Синхронизация приемников сигналов с циклически изменяющимся индексом модуляции // 2-я Международная заочная научно-техническая конференция ITRT-2012: сб. статей. Тольятти, 2012.
3. Levanon N., Mozeson E. Radar Signals. – John Wiley & Sons, Inc., 2004. – 427 p.
4. Ромашов В.В., Храмов К.К. Обеспечение требуемой полосы спектра внеполосных излучений при формировании ФКМ сигналов // Радиопромышленность. – 2012. – № 2. – С.48-56.

Иванов Е.Б.

Научный руководитель: к.т.н., доцент 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*

Сравнение характеристик КИХ - фильтров, построенных тремя разными методами

Одним из самых сложных разделов цифровой обработки сигналов является раздел, посвященный синтезу фильтров. За всю историю развития методов ЦОС предложено большое количество подходов и методов к получению импульсных характеристик и передаточных функций, обладающих необходимыми свойствами. Некоторые из них в настоящее время стали классическими – это

1. метод взвешивания, основанный на применении разнообразных весовых функций, обладающих определенными свойствами;
2. оптимальные методы, сюда относят метод, основанный на разложении аппроксимирующей функции ряд Фурье, метод наименьших квадратов, метод равномерной (чебышевской) аппроксимации (алгоритм Ремеза);
3. метод частотной выборки, основанный на формировании необходимой частотной характеристики в дискретных точках и при помощи дискретного преобразования Фурье вычисление импульсной характеристики.

В работе подробно рассмотрены возможности двух методов синтеза – это метод взвешивания и метод частотной выборки на примере синтеза полосового фильтра. Все расчеты выполнены в программе MathCAD, с использованием весовых функций, реализованными в этой программе. Оптимальный алгоритм был реализован на основе возможностей программы MathCAD и в данной работе был использован только для сравнения с полученными по методу взвешивания и частотной выборки частотных характеристик.

Проведено подробное сравнение полученных частотных и импульсных характеристик фильтров.

Игнатенков А.В.

*Научный руководитель: канд. техн. наук, доцент Д.Н. Романов
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: radon81@mail.ru*

Разработка высококачественного канала звука для тюнера спутникового телевидения

Спутниковое телевидение – область техники связи, занимающаяся вопросами передачи телевизионных программ от передающих земных станций к приемным космическим станциям с использованием искусственных спутников земли (ИСЗ) в качестве ретрансляторов. Спутниковое вещание на сегодня является очень экономичным, быстрым и надежным способом передачи телевизионного сигнала высокого качества в любую точку земной поверхности. К преимуществам СТВ относятся возможность использования сигнала неограниченным числом приемных установок, высокая надежность ИСЗ, небольшие затраты и их независимость от расстояния между источником и потребителем.

В представленной работе была выбрана схема тюнера на основе микросхемы декодера STi5518 и разработан канал высококачественного звукового вещания на базе ПЛИС компании Альтера.

Для организации высококачественного канала звука используется стандарт DRM. Сигнал DRM имеет максимальную полосу пропускания 20 кГц, частота дискретизации звуковых частот 48 кГц, поэтому звук обрабатывается на частотах кратных 48 кГц.

Частота дискретизации входного тракта, осуществляющего предварительную фильтрацию составляет 768 кГц. В блоке демодулятора находится канальный фильтр и фильтр-дециматор, понижающий частоту 768 кГц до 48 кГц. При умножении 768 кГц на 128, рабочая частота составит 98,304 МГц. Выбрана частота 98,304 МГц, потому что в продаже распространены фильтры кратные именно этой частоте.

Устройство формирования высокостабильной опорной тактовой частоты выполнено с помощью микросхемы DDS AD9952 и кварцевого генератора компании Raltron серии C043 с частотой 10 МГц. Требования к генератору не очень высокие т.к. основная стабильность обеспечивается блоком DDS.

Генератор формирует опорный сигнал 10 МГц. DDS, используя входной множитель на 10, получает 100 МГц. Затем из 100 МГц получены стабильные 98,304 МГц. Микросхема DDS управляется микроконтроллером Atmega128-AU. После DDS стоит высокочастотный балансный трансформатор Т1-6Т-КК81, который служит для преобразования сигнала из дифференциальной формы в обычную относительно земли. После трансформатора включен фильтр, т.к. на выходе DDS получается так называемая “грязная” частота 98,304. Был выбран ПАВ-фильтр ZQ1-7 с центральной частотой 98,304 МГц, обладающий хорошей избирательной способностью. После фильтрации необходимо усилить сигнал. Для этого используется операционный усилитель. С усилителя полученная частота передается на ЦАП, затем на ПЛИС и используется как опорная тактовая частота.

Дальнейшее декодирование сигналов DRM, осуществляется в ПЛИС

Киров Д.В.

Научный руководитель: доцент, к.т.н. Жиганова 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: radio@mivlgu.ru

Компенсационные свойства усилителя мощности при фазном сложении сигналов

В работе рассмотрели схему сложения мощности с использованием мостовых устройств, которая часто применяется в современных радиопередающих устройствах.

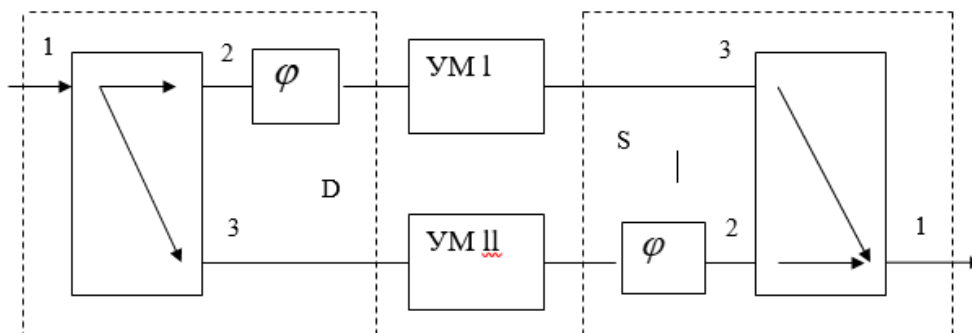


Рисунок 1 – Мостовая схема сложения мощности радиосигналов

Простейшая реализация схемы (рис. 1) содержит два усилителя мощности УМ I, УМ II с коэффициентами усиления K_1 и K_2 , мостовой делитель D и сумматор S мощности. Последние можно рассматривать как синфазные мостовые устройства с коэффициентами передачи $\beta(\omega)$ в плече 1-2, $\gamma(\omega)$ —в плече 1—3 и сдвигом фаз между ними φ .

Рассмотрели случай, когда в тракте УМ образуются гармоники усиливаемого сигнала ($U_0 \sin \omega_{10}t$) и составляющие интермодуляции, обусловленные воздействием помехи ($U_n \sin \omega_{01}t$) на выходные цепи усилителя. Учитывая сдвиги фаз сигналов и их комбинационных составляющих в плечах сложения, для амплитуды составляющей с частотой $k\omega_{10} \pm l\omega_{01}$ в нагрузке получаем.

На рис. 2 графически представлено распределение индексов комбинационных составляющих, по данному случаю (крестиком обозначено прохождение, жирной точкой ослабление на 6 дБ, кружком — подавление), для различных фазовых сдвигов φ в плечах схемы.

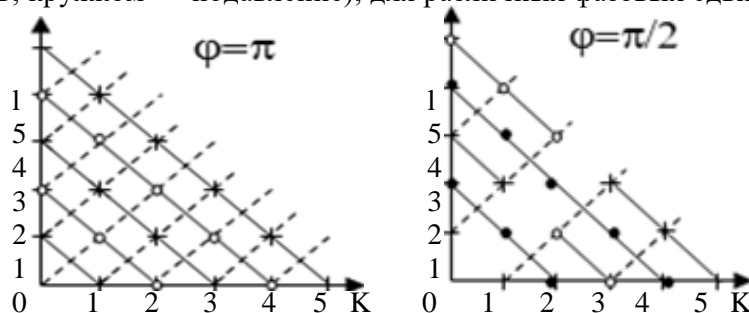


Рисунок 2 - Распределение индексов комбинационных составляющих

Как видно, сложение со сдвигом фаз $\varphi = \pi/2$ позволяет подавить ряд продуктов нелинейности УМ, в том числе самую интенсивную составляющую с частотой $\omega_{21} = 2\omega_{10} - \omega_{01}$, по которой нормируется уровень интермодуляционных излучений ПРД. Использование при

сложении мостовых устройств с различными фазовыми сдвигами, например с $\varphi = \pi$ и $\pi/2$ (мостовые двухтактные усилители, мощность которых суммируется квадратурно), дает возможность устранить все виды нежелательных колебаний до пятого порядка.

Кольцов И.А.

*Научный руководитель: д.т.н. доцент, преподаватель ФРЭКС 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
iwan.koltsov2016@yandex.ru*

Оценка погрешности внешней калибровки СВЧ радиометрической системы с компенсацией фоновых шумов

Калибровка СВЧ радиометрических систем предполагает определение соответствия величины выходного сигнала системы измеряемой радиояркой температуре зондируемой области пространства. В процессе калибровки таким образом исключается влияние на результат измерения параметров системы, в том числе и антенны. Для выполнения внешней калибровки системы, включая антенну, необходимы, как минимум, два "детерминированных" источника радиотеплового излучения. В одном из известных способов выполнения внешней калибровки СВЧ радиометрической системы по излучению безоблачной атмосферы два отсчетных уровня радиотеплового излучения - радиояркой температуры формируются при приеме под двумя разными углами высоты [1, 2].

СВЧ радиометрические системы работают в условиях действия фоновых шумов, которые являются источниками помехового прироста выходного сигнала [1]. Один из вариантов исключения их влияния - реализация разностных измерений при одновременном формировании в системе дополнительного сигнала компенсации, например, в двухканальной антенне с приемом на двух модах круглого волновода [3]. Калибровка такой системы выполняется по разностному выходному сигналу.

В работе рассмотрен вопрос оценки погрешности калибровки трехдиапазонной СВЧ радиометрической системы с компенсацией фоновых шумов по излучению безоблачной атмосферы. Предложено выполнять калибровку по двум разностным сигналам при измерениях излучения безоблачной атмосферы при двух ближайших углах возвышения, чтобы снизить влияние неточности юстировки антенны

$$\Delta T(\theta_1, \theta_2) = T_A(\theta_1) - T_A(\theta_2) = \left(\frac{T_{\text{яркзенит}}}{\sin \theta_1} - \frac{T_{\text{яркзенит}}}{\sin \theta_2} \right) (1 - \beta)\eta = A \left(\frac{1}{\sin \theta_1} - \frac{1}{\sin \theta_2} \right), \quad (1)$$

где $A = T_{\text{яркзенит}}(1 - \beta)\eta = \text{const}$; $T_A(\theta)$ - антенная температура, фиксируемая при угле места θ ; $T_{\text{яркзенит}}$ - радиояркая температура безоблачной атмосферы при направлении в зенит

$$\theta = 90^\circ.$$

При наличии еще одной разности антенных температур $\Delta T(\theta_3, \theta_4)$, аналогичной (1), можно определить параметр $k(\theta_1, \theta_2, \theta_3, \theta_4)$, не зависящий от радиояркой температуры атмосферы в зените и от параметров антенны,

$$k(\theta_1, \theta_2, \theta_3, \theta_4) = \frac{\Delta T(\theta_1, \theta_2)}{\Delta T(\theta_3, \theta_4)} = \left(\frac{1}{\sin \theta_1} - \frac{1}{\sin \theta_2} \right) / \left(\frac{1}{\sin \theta_3} - \frac{1}{\sin \theta_4} \right), \quad (2)$$

Данный подход оценки точности калибровки был применен к трехдиапазонной СВЧ радиометрической системе зондирования атмосферы и получены численные оценки степени отличия экспериментальных данных $k(\theta_1, \theta_2, \theta_3, \theta_4)$ от теоретических значений, получаемых по (2).

Наилучшее приближение к теоретическому значению указанного коэффициента было получено при выборе набора углов высоты $\theta_1 = 70^\circ$, $\theta_2 = 60^\circ$, $\theta_3 = 30^\circ$, $\theta_4 = 10^\circ$. В этом случае теоретическое значение коэффициента равно $k(70^\circ, 60^\circ, 30^\circ, 10^\circ) = 0.024$, а по

экспериментальным оценкам для длины волны 1,35 см - $k(70^0, 60^0, 30^0, 10^0) = 0.03$, для 3,2 см - 0.05, для 7,5 см - 0.056.

Отличие экспериментальных данных от теоретического значения, объясняется неидеальностью условий эксперимента с точки зрения отсутствия облачности и сглаживающим эффектом, обусловленным ненулевой шириной диаграммы направленности антенны.

Литература

1. Степаненко В.Д., Шукин Г.Г., Бобылев Л.П., Матросов С.Ю. Радиотеплолокация в метеорологии. Л.: Гидрометеиздат, 1987.
2. Yong Han, Westwater Ed. R. Analysis and Improvement of Tipping Calibration for Ground-Based Microwave Radiometers // IEEE Trans. Geosci. Remote Sensing, vol. 38, no.3, PP. 1260-1276.
3. Федосеева Е.В., Ростокин И.Н. Радиометрическая система с дополнительным каналом формирования сигнала компенсации // Труды ГГО. 2010. Вып. 562, С. 243-257.

Кукунчиков А.Э.

*Научный руководитель: к.т.н., доцент 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 Владимирской обл., ул. Орловская, 23***Построение системы имитации траектории движения воздушного объекта в трехмерном пространстве на основе кривых Безье**

В мехатронных системах, компьютерной графике требуется описывать уравнения движения робототехнических комплексов, систем ЧПУ в различных системах координат, формировать сигналы управления, определять координаты объектов, состоящие в ручном вводе координат опорных точек, образующих очерчивающую траекторию движения в виде ломаной линии, с указанием скоростей движения объекта в этих точках. От системы требуется при последовательном накоплении массива информации об опорных точках автоматически формировать уравнения движения объекта по трем координатам $x(t)$, $y(t)$, $z(t)$ и скорости $v(t)$. Формирование траектории движения в виде отрезков прямых, соединяющих заданные точки и постоянной скорости движения объекта между соседними точками является наиболее простым и интуитивно понятным способом формирования траектории. Однако при этом при переходе с одного отрезка траекторий на другой происходит резкое изменение направления движения и скорости объекта, что не соответствует реальным траекториям, кроме этого, подобная модель не может формировать ускоренное движение.

В связи с этим необходимо, чтобы процесс формирования траектории обеспечивал задание сложных вариантов воспроизведения траектории с гибкой, постепенной деформацией формы и кривизны. Траектория движения объекта должна образовываться только набором чередующихся круговых, параболических и прямолинейных сегментов. Она должна обладать нулевым кручением и, таким образом, должна быть более адаптирована для имитации плоских маневров объектов. Движение вдоль каждого сегмента в общем случае должно быть равноускоренным либо равномерным. Оператор задает лишь значения мгновенных скоростей в каждой узловой точке опорной ломаной линии, которая интерпретируется как скорость в точке выхода объекта на переходную кривую. Требуется обеспечить точное аналитическое воспроизведение траектории в параметрической функции времени только для сегментов в виде отрезков прямых и дуг окружностей.

Реальная имитация траектории движения должна учитывать кинематику движения объекта, когда он испытывает мгновенное воздействие перегрузки вследствие скачка центробежной силы. Для реализации отмеченных требований можно использовать способ описания кривой Безье, задаваемой графически и аналитически с наглядным, интуитивным представлением отдельных сегментов ее воспроизведения. При этом параметрическое задание уравнений кривой по прямоугольным координатам формируется как функция безразмерного параметра времени. Но способ задает лишь геометрическую форму кривой и не обеспечивает физическое воспроизведение траектории движения объекта с учетом его кинематики - скоростей, ускорений, непосредственно привязанных к каждой точке всей траектории в заданные моменты времени.

В работе предлагается использовать более эффективный метод сегментации траекторий – на основе гладко совмещенных кривых различных степеней, построенных на общей опорной ломаной, которая задана группой из последовательно расположенных отрезков прямых. Для полученных кинематических параметров движения объекта по заданной траектории предписан и скоростной режим движения таким образом, чтобы определить текущую точку на трассе, в которой будет находиться объект в произвольный момент времени. С этой целью параллельно с траекторией задаются и уравнения скорости $V(t_p)$ на основе ее значений в узловых точках и соответствующих производных, представляющих ускорения. Для связывания между собой геометрии (кусочно-заданной кривой) и кинематики (профиль скорости) движения используется, объединяющий их параметр – пройденный путь S . Предусмотрена возможность контроля скорости, тангенциального ускорения и общей переносимой перегрузки в каждой точке пути.

Для формирования трасс движения ВО на языке программирования Builder C++ была написана программа моделирования. Программа состоит из двух относительно независимых частей: с одной стороны – приложение, содержащее человеко - машинный интерфейс и алгоритмы для задания траектории (Air Situation Designer), с другой – программа, представляющая собой сервер или службу, обрабатывающую поступающие запросы на положение цели (Air Situation Server).

Кукунчиков А.Э., Тышкевич Е.М.
Научный руководитель – д.т.н., профессор, заведующий каф.
Научный руководитель – д.т.н., профессор, зав. каф.
 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: tyshkevichliza@gmail.com, kukunchikov8@yandex.ru

Построение математической модели и исследование физических процессов в системе автоматического регулирования усиления (АРУ)

Уровень сигнала, поступающий на вход радиоприёмника по разным причинам может изменяться в сотни и тысячи раз, а средний уровень сигнала на выходе приёмника заметно изменяться не должен. Чтобы обеспечить выполнение этого требования в схему приёмника вводят систему автоматического регулирования усиления (АРУ). Основной задачей автоматической регулировки усиления (АРУ) является поддержание постоянной амплитуды выходного сигнала при изменении амплитуды входного сигнала. В общем виде АРУ является нелинейной, нестационарной, зависящей от сигнала системой с обратной связью.

Работа посвящена построению модели и исследованию физических процессов в системе АРУ.

В работе выполнялось исследование математической модели по методу несущей (функциональному методу). Метод несущей можно применить для формирования математических моделей радиосистем и устройств при наличии их формального описания на уровне функциональных схем. Метод используется для описания низкочастотного и высокочастотного сигнала. Особенностью метода является моделирование входных сигналов и помех с точностью до мгновенных значений напряжений и токов.

Для построения библиотеки математических моделей элементов функциональных схем необходимо условиться о способах математического описания их операторов. В зависимости от имеющейся априорной информации математическое описание каждого оператора можно выполнить с различной степенью подробности. Один из распространенных способов упрощенного описания при недостаточной априорной информации состоит в том, что математические модели операторов вводятся в предположении, что все они выполняют свои функции идеально, т. е. не учитываются погрешности преобразования сигналов и помех функциональными звеньями радиосистемы. Таким образом, задача состоит в том, чтобы для базиса операторов выбрать соответствующую библиотеку готовых алгоритмов или математических моделей. Тогда из формального описания системы или непосредственно из ее функциональной схемы можно составить математическую модель радиосистемы. При таком подходе точность моделирования невысока. Однако на ранних этапах моделирования, когда принципиальные схемы не разработаны, подобный метод вполне оправдан.

Для моделирования использовались математические описания схемы рисунок 1. Задавались частота среза, крутизна усилителя АРУ, коэффициент среза и т.д.

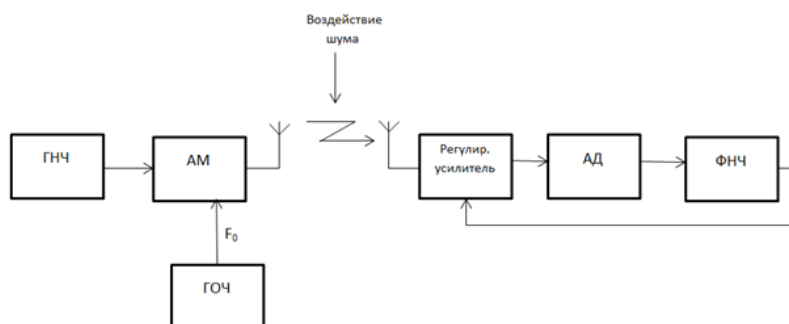


Рисунок 1 – Структурная схема

По результату работы программы можно увидеть первоначальные искажения сигнала, вызванные переходными процессами фильтра. Изменяя амплитуду входного сигнала можно заметить, что амплитуда выходного сигнала не изменяется. Изменяя длительности усреднения в большую и меньшую сторону, можно сделать вывод: увеличение длительности усреднения (подставьте $K = 1000$) приводит к тому, что система АРУ не отслеживает изменения амплитуды сигнала, уменьшение длительности приводит к искажению многочастотного сигнала, а при $K = 1$ происходит нормализация сигнала.

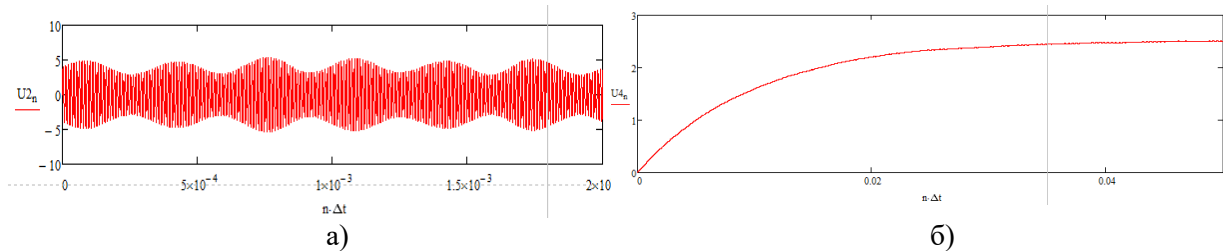


Рисунок 2 – Сигнал на выходе регулируемого усилителя(а) и на выходе АРУ(б) при $K=1$.

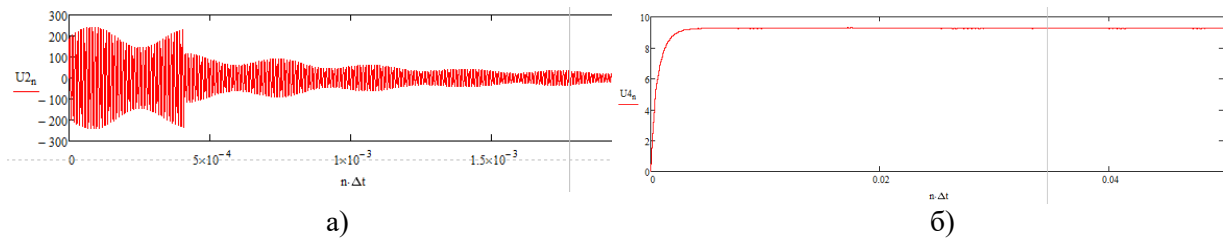


Рисунок 3 – Сигнал на выходе регулируемого усилителя(а) и на выходе АРУ(б) при $K=50$.

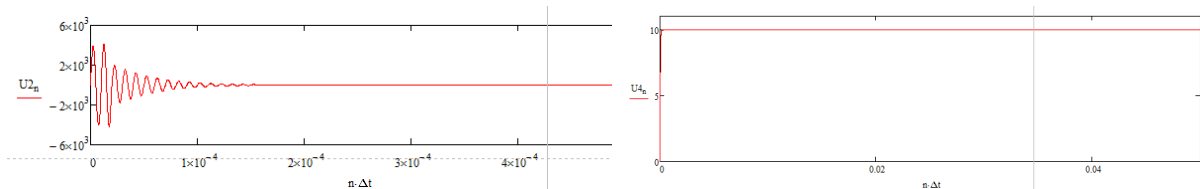


Рисунок 4 – Сигнал на выходе регулируемого усилителя(а) и на выходе АРУ(б) при $K=1000$.

Литература

1. Математическое моделирование радиотехнических устройств и систем: Практикум для студентов образовательной программы 11.03.01 Радиотехника / Ромашов В.В., Ромашова Л.В. [Электронный ресурс]. – Электрон. текстовые дан. (1,3 Мб). - Муром.: МИ (филиал) ВлГУ, 2015

2. Радиоприемные устройства: Учеб. пособие для радиотехнических специальностей вузов / Ю. Т. Давыдов, Ю. С. Данич, А. П. Жуковский и др.; Под ред. А. П. Жуковского. М.: Высшая школа, 1989.

Маркив Р.

*Научный руководитель: доцент, к.т.н. Жиганова 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: radio@mivlgu.ru***Особенности расчета маломощного блока питания радиотехнической станции**

В каждом электронном устройстве имеется источник электропитания, от нормального функционирования которого зависит работоспособность всего устройства. Эти источники разнообразны, и выбор того или иного из них определяется потребляемой мощностью, видом питаемого электронного устройства, а также условиями его эксплуатации. В одних случаях источники питания конструктивно объединены с питаемым устройством, в других – отделены от него и представляют собой самостоятельную конструкцию.

Основным источником электрической энергии для промышленных предприятий являются энергосистемы или местные электрические станции, вырабатывающие переменный ток с частотой 50 Гц. Однако для непосредственного питания электронной аппаратуры промышленного и бытового назначения требуется, в основном, постоянный ток.

Целью данной работы являлись выбор, обоснование и расчет маломощного и малогабаритного блока питания.

Существует несколько наиболее используемых вариантов схем маломощных блоков питания. Схема с линейным стабилизатором напряжения характеризуется невысокими значениями КПД, порядка 50%, наличием низкочастотного трансформатора. В сравнении с другими схемами реализуется наиболее просто.

Схема с импульсным стабилизатором может обеспечить достаточно широкий диапазон регулирования выходного напряжения. Обеспечивает КПД порядка 90... 100%. В данной схеме может отсутствовать трансформатор. Однако импульсный стабилизатор напряжения содержит достаточно сложную систему управления, с обратной связью, которая должна реализовывать алгоритм ШИМ. Эта схема является достаточно сложной для реализации.

Схема с управляемым выпрямителем также, как и схема с импульсным стабилизатором, может обеспечивать достаточно широкий диапазон регулирования. Однако эта схема также содержит достаточно сложную систему управления с обратной связью. В связи с тем, что регулирование происходит на низкой частоте (импульсно-фазовое управление), то возникают дополнительные сложности при выборе выходных фильтров. При равных коэффициентах пульсации напряжения на нагрузке фильтр этой схемы должен иметь значительно большие габариты.

Схема с защитой по току и импульсным стабилизатором еще больше усложняет решение поставленной задачи, т.к. ее реализация предусматривает объединение двух предыдущих схем.

Из вышеизложенного следует, что схема с компенсационным (линейным) стабилизатором является наиболее простой в реализации и может с успехом использоваться для решения многих задач.

Состав структурной схемы: поскольку напряжение на нагрузке значительно меньше сетевого напряжения, то для его понижения необходим трансформатор. Выпрямитель преобразует переменное напряжение вторичной обмотки трансформатора U_2 в выпрямленное пульсирующее напряжение U_d . Выпрямленное пульсирующее напряжение непригодно для того, чтобы его непосредственно подавать на вход стабилизатора. Для уменьшения пульсации выпрямленного напряжения применен сглаживающий фильтр. Конечный узел источника питания – компенсационный стабилизатор напряжения. На выходе стабилизатора получается плавно регулируемое стабилизированное напряжение требуемой величины.

Схему электрическую принципиальную блока питания разработали в соответствии со структурной схемой. В качестве выпрямителя в задании предусмотрена мостовая схема выпрямления. Трансформатор будет иметь три обмотки: первичную и две вторичных.

В качестве сглаживающего фильтра заданием предусмотрено использование либо С-, либо LC-фильтра. L-фильтр обычно используется при небольших напряжениях и значительных токах нагрузки, чаще всего в схемах источников питания большой мощности (свыше 1000 Вт). Он характеризуется простотой и относительной дешевизной.

Сглаживающий LC-фильтр применяется в схемах средней и большой мощностей. Недостатки, присущие L-фильтру, в LC-фильтре отсутствуют. Кроме того величина индуктивности в LC-фильтре может быть значительно меньше, чем в L-фильтре, при условии получения такого же коэффициента сглаживания. Недостатком LC-фильтра является более сложная конструкция и, возможно, большие габариты.

Очевидно, что в нашем случае можно применить как С-, так и LC-фильтр. Остановимся на схеме сглаживающего С-фильтра.

Что касается компенсационного стабилизатора напряжения, то его схемных решений известно довольно большое количество, однако все они разделяются на два основных типа: схемы параллельного и последовательного типов. Оба типа схем могут обеспечить близкие по значению коэффициенты стабилизации. Однако схема параллельного стабилизатора обязательно должна содержать балластный резистор, на котором неизбежно будет падать часть напряжения, вследствие чего КПД схемы снижается.

Схема стабилизатора последовательного типа балластного резистора не содержит, регулирование происходит за счет изменения сопротивления регулирующего элемента РЭ. КПД здесь по сравнению со схемой параллельного типа значительно выше. Следует отметить, однако, что последовательный стабилизатор боится короткого замыкания в нагрузке, а параллельный – нет, т.к. ток КЗ ограничен балластным сопротивлением.

В данном случае более целесообразным является использование компенсационного стабилизатора последовательного типа.

Матерухин С.Е.

*Научный руководитель: доктор техн. наук, профессор 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: materukhin.sergey@mail.ru*

Обзор методов построения генераторов опорной частоты для цифровых вычислительных синтезаторов

В современных радиоэлектронных устройствах широко используются прямые цифровые синтезаторы. Это вызвано следующими преимуществами цифровых вычислительных синтезаторов частоты (ЦВС): быстрая перестройка по частоте, широкая полоса частот, высокая стабильность. Применение ЦВС в радиотехнических системах повышенной помехоустойчивости и защищенности особенно перспективно. Однако получение сигналов с малым уровнем фазовых шумов возможно только при использовании высококачественных генераторов опорной частоты (ГОЧ). В данном докладе рассматриваются варианты построения ГОЧ.

На рисунке 1 представлена классификация опорных автогенераторов систем синтеза частот [1]. Обычные кварцевые генераторы (ХО - Crystal oscillator); вакуумированные миниатюрные (EMXO - Evacuated miniature); прецизионные (PXO - Precision); тактовые (Clock XO); термостабилизированные (ОСХО - Oven controlled); термокомпенствованные (ТСХО - Temperature compensated); с цифровой компенсацией (DTCХО - Digitally compensated); с микропроцессорной компенсацией (МСХО - Microprocessor compensated); управляемые напряжением по частоте (VСХО - Voltage controlled); синхронизированные по фазе (PLO - Phase locked).

MEMS – резонаторы по типу и применению делятся на: (МО — Oscillator), MEMS – резонаторы с управлением напряжением (VCMO - Voltage Controlled Oscillator), MEMS – резонаторы с температурной компенсацией (TCMO – Temperature Compensated Oscillator), MEMS – резонаторы с температурной компенсацией с управлением напряжением (VC-TCMO — Voltage Controlled TCMO), MEMS – резонаторы с расширением спектра (SSMO – Spread Spectrum Oscillator), MEMS – резонаторы с управлением входной частотой (FSMO – Frequency Select Oscillator), MEMS – резонаторы с цифровым управлением (DCMO – Digitally Controlled Oscillator).

Опорный генератор для ЦВС выбирают исходя из требований к стабильности частоты, точности установки и фазовым шумам синтезатора на ближних отстройках от несущей.

Рассмотрим более подробно ГОЧ на ПАВ и ЖИГ резонаторах.

Работа ПАВ резонаторов основана на поверхностных акустических волнах. Основой резонатора ПАВ является кварцевая пластина, из монокристалла кварца. Ориентация пластины относительно осей монокристалла образует срез. На поверхность кварцевой пластины нанесён очень тонкий слой металла обычно алюминий. В металле сформирована структура резонатора, состоящая из одного или двух преобразователей на встречных штырях (ВШП) и двух отражательных решёток [2].

В отличие от кварцевых ПАВ резонаторы имеют:

- более высокие показатели добротности;
- частота ПАВ-резонаторов может достигать несколько единиц гигагерц
- высокая термостабильность частот;
- устойчивость к механическим повреждениям;
- низкий уровень фазовых шумов: минус 140 дБн/Гц на отстройке 10 кГц и минус 160 дБн/Гц на отстройке 1 МГц.

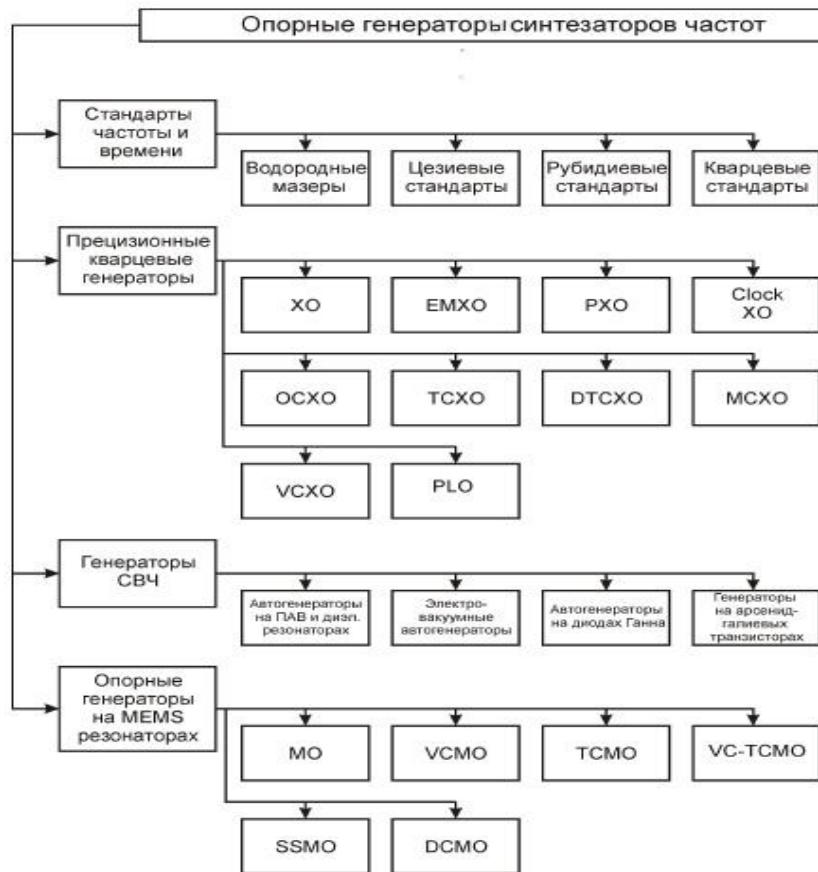


Рис.1 – Классификация опорных автогенераторов систем синтеза частот

Основным недостатком генератора на ПАВ резонаторе является низкий уровень выходного сигнала.

Работа резонаторов железо-иттриевого граната (ЖИГ) основана на явлении резонанса прецессионного движения спиновых моментов электронов в монокристаллах феррита.

ЖИГ-генераторы имеют следующие достоинства:

- широкую полосу перестройки;
- низкий уровень фазовых шумов выходного сигнала

Полезные свойства ЖИГ- генераторов позволяет успешно использовать их в синтезаторах частот. Американская компания Micro Lambda Wireless, давно и успешно развивающая ЖИГ-технологии, предлагает большой выбор перестраиваемых генераторов и синтезаторов частот [3].

Рабочий диапазон частот ЖИГ- генераторов лежит в диапазоне 0,5–40 ГГц для узкополосных и широкополосных вариантов исполнения.

К недостаткам генераторов такого типа можно отнести способ управления частотой с помощью сильного магнитного поля, предполагающего наличие электромагнита с большим протекающим током и большой индуктивностью катушек, которые существенно ограничивают скоростные свойства сканирующих по частоте систем с ЖИГ-генераторами.

Таким образом, использование ПАВ и ЖИГ резонаторов в генераторах опорной частоты позволяет существенно снизить уровень фазовых шумов цифровых синтезаторов частот, а использование ЖИГ – генераторов позволяет существенно повысить частоту выходного сигнала синтезатора частот.

Литература

1. Поликарповских А.И. Современные опорные генераторы для систем синтеза частот и сигналов // Вестник Воронежского государственного технического университета. – 2014.
2. АО «Научно-исследовательский институт «Эппа» // www.elpapiezo.ru
3. Micro Lambda Wireless // www.microlambdawireless.com.

Матерухин С.Е., Паутов Е.Р.

*Научный руководитель доктор техн. наук, профессор 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: materukhin.sergey@mail.ru , pautovev@yandex.ru*

Моделирование синтезатора частот на основе ФАПЧ

Основной задачей формирования сигналов, решаемой с помощью синтезаторов частот (СЧ) с системой фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ), является достижение высокой стабильности центральной частоты колебаний генератора управляемого напряжением (ГУН) в условиях воздействия внешних помех и внутренних дестабилизирующих факторов, создающих паразитное отклонение фазы (ПОФ) опорного сигнала. При этом необходимо учитывать, что задающие воздействия и помехи в общем случае описываются случайными процессами. Наиболее часто встречающиеся на практике помехи представляют собой внутренние шумы и флуктуации параметров СЧ либо флуктуационный шум, наложенный на эталонный сигнал. Эти шумы вызывают паразитную модуляцию частоты, амплитуды и фазы подстраиваемого генератора, размывая спектральную линию синтезируемого колебания, что не только снижает качество работы устройства, но может и полностью вывести его из строя.

Целью данной работы является построение модели синтезатора на основе ФАПЧ и исследование влияния шумов ГУН на выходной спектр системы методом несущей.

Для построения моделей синтезатора ФАПЧ была использована структурная схема, представленная на рисунке 1.

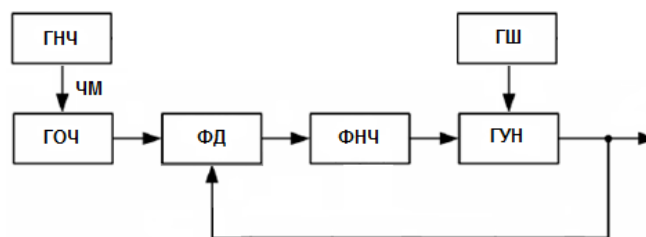


Рис.1. Структурная схема ФАПЧ

На рисунке: ГНЧ – генератор низкой частоты, ГШ – генератор шума, ГОЧ – генератор опорной частоты, ФД – фазовый детектор, ФНЧ – фильтр нижних частот, ГУН – генератор управляемый напряжением.

С использованием математических моделей звеньев системы ФАПЧ [1] в среде МАТКАД реализована модель системы методом несущей.

Источником флуктуаций ГУН являлся нормальный случайный процесс.

В результате моделирования были получены следующие графики:

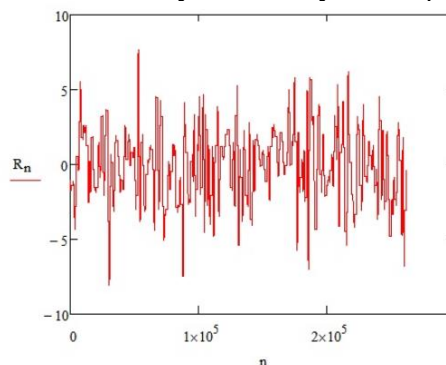


Рис.2. Реализация нормального случайного процесса

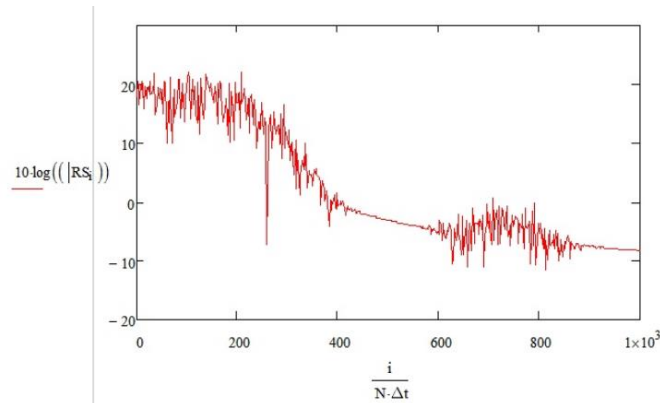


Рис.3. Спектр сигнала на выходе ФНЧ системы ФАПЧ

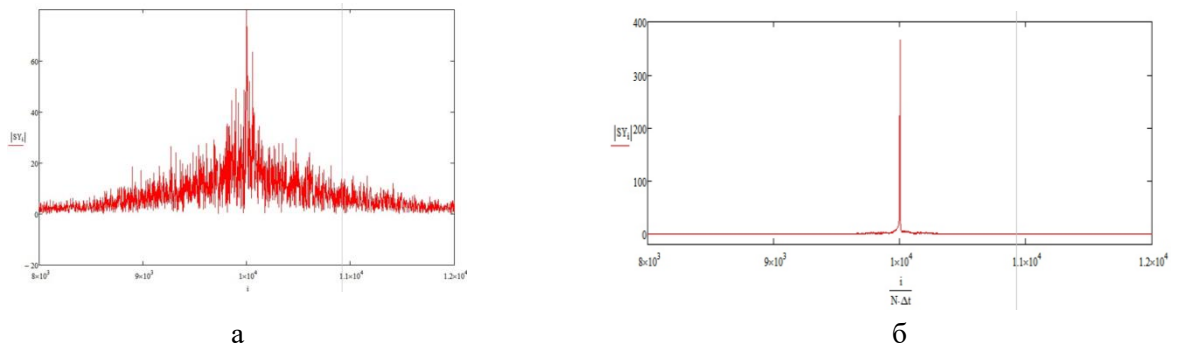


Рис.4. Спектр выходного сигнала ФАПЧ:
а - при разомкнутой петле ФАПЧ б – при замкнутой петле ФАПЧ

Литература

1. Ромашов В.В., Ромашова Л.В. Цифровые синтезаторы частот: Учебное пособие для студентов образовательных программ 11.04.01 Радиотехника, 11.03.01 Радиотехника, 11.03.02 Инфокоммуникационные технологии и системы связи [Электронный ресурс]. – Электрон. текстовые дан. (3,2 Мб). - Муром: МИ ВлГУ, 2016. - 1 электрон. опт. диск (CD-R). – Систем. требования: процессор x86 с тактовой частотой 500 МГц и выше; 512 Мб ОЗУ; Windows XP/7/8; видеокарта SVGA 1280x1024 High Color (32 bit); привод CD-ROM. - Загл. с экрана.
2. Ромашов В.В., Смирнов М.С. Функциональное моделирование радиоэлектронных устройств: Учебное пособие для студентов образовательных программ 11.03.01 Радиотехника, 11.04.01 Радиотехника, 11.03.02 Инфокоммуникационные технологии и системы связи [Электронный ресурс]. – Электрон. текстовые дан. (15 Мб). - Муром: МИ ВлГУ, 2016. - 1 электрон. опт. диск (CD-R). – Систем. требования: процессор x86 с тактовой частотой 500 МГц и выше; 512 Мб ОЗУ; Windows XP/7/8; видеокарта SVGA 1280x1024 High Color (32 bit); привод CD-ROM. - Загл. с экрана.

Пальманов В.А.

Научный руководитель: к.т.н. 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: palmanov1@gmail.com

Алгоритмическая структура модели формирования радиоголограммы для РСА

В связи с развитием радиолокационных систем с синтезированной апертурой, возникает необходимость создания моделей формирования радиоголограммы, получаемых от подобных систем. Данные модели радиоголограмм могут использоваться как для сравнения с реальными при отладке оборудования, так и для использования их в качестве базового материала для создания радиолокационных изображений и испытания алгоритмов выделения объектов.

Данная программная модель позволяет формировать радиоголограммы для трёх режимов съемки: маршрутный, сканирующий, прожекторный. Используются два вида поляризации сигналов: горизонтальный и вертикальный.

Общая алгоритмическая структура представлена на рисунке 1.

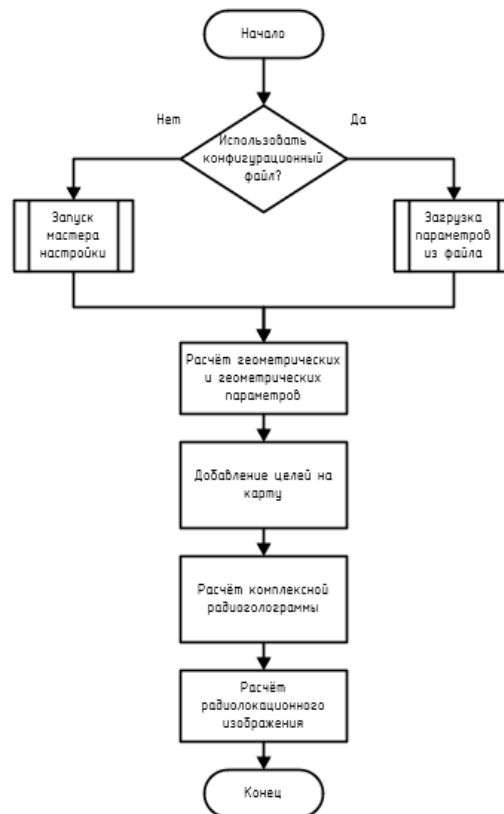


Рисунок 1 – Алгоритмическая структура программной модели

В качестве подстилающей поверхности используются следующие типы: идеальная абсолютно чёрная поверхность, степь летняя и зимняя, лесной массив, водная поверхность с различным волнением, береговая линия, железнодорожное полотно.

В качестве подвижных объектов используются следующие типы: единичная точечная цель; легковой и грузовой колесный транспорт; тяжелая гусеничная техника; малые, средние, крупные морские суда; железнодорожный транспорт.

Пальманов В.А.

*Научный руководитель: к.т.н. 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: palmanov1@gmail.com*

Программная реализация модели формирования радиоголограммы для РСА

Разрабатываемая программа предназначена для формирования модели радиоголограммы для радаров с синтезированной апертурой. Общий интерфейс программы представлен на рисунке 1.

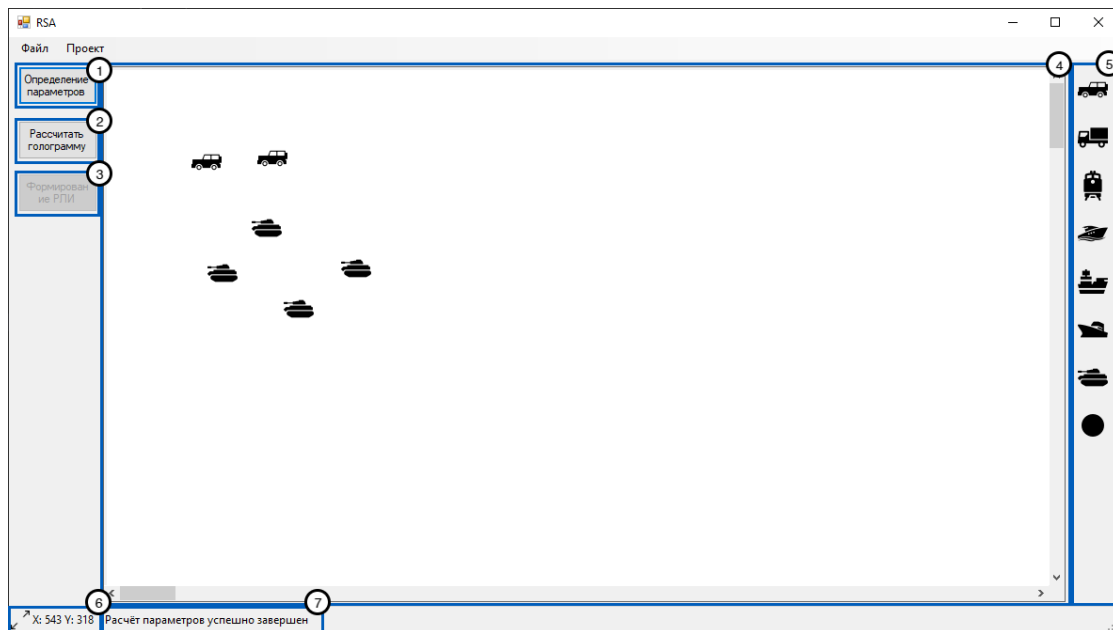


Рисунок 1 – Интерфейс главного окна программы

Для получения результата моделирования (голограмма и РЛИ), необходимо задать параметры системы для корректной работы программы. Для этого цели предусмотрен пункт «Создать проект» в котором есть возможность задания значений необходимых параметров.

Также предусмотрена возможность сохранения и загрузки конфигурационных файлов формата .mrса.

Для определения предварительных геометрических и временных параметров используется кнопка «Определение параметров».

Для установки подвижных объектов на сцену используются кнопки с соответствующими типами объектов.

Для каждого объекта при установке определяется скорость движения и начальный ракурс.

Для формирования комплексной радиоголограммы на основе созданной сцены используется кнопка «Расчитать голограмму». Полученную радиоголограмму можно сохранить либо в графическом формате, либо в формате CEOS.

На основе созданной радиоголограммы можно сформировать радиолокационное изображение. Радиолокационное изображение сохраняется в графическом формате.

Парамонов В.Ю.

*Научный руководитель: доктор технических наук, проф. В.В. Костров
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: andreymbolshev2@yandex.ru*

Весовые функции при оптимизации обработки сигналов, прошедших многолучевой канал распространения

При многолучевом распространении гидроакустических сигналов возникают множественные отражения от дна и поверхности. Такие сигналы приводят к интерференции, возникновению реверберационной помехи, что приводит к снижению дальности действия систем связи. Качество обнаружения падает, а вероятность ошибочного приема символов увеличивается. В мелком море или на шельфе океана аналогичные эффекты вызывает многомодовая структура распространяющегося поля. Гидроакустические каналы связи и локаций практически всегда работают в условиях многолучевого распространения сигналов, реверберации и частотной дисперсии сигналов, поэтому при синтезе алгоритмов обработки необходимо учитывать дробление полезного сигнала на несколько лучей. Для эффективной обработки сигналов известное техническое решение сводится к весовой обработке последовательности импульсов. Кроме того, для повышения качества работы целесообразно применять обработку, согласованную с каналом распространения [1,2].

Целью данной работы является анализ различных временных функций при весовой обработке сложного сигнала в условиях многолучевого распространения, направленных на улучшение качества обнаружения.

Анализ прохождения сложных сигналов через многолучевой канал показывает, что в принимаемом сигнале можно выделить сигнал основного луча (подводного звукового канала – ПЗК) с максимальной амплитудой, предшествующие и последующие лучи. Число лучей зависит от расстояния между источником и приемником сигналов, структуры и параметров окружающей обстановки. Например, по данным [3] число предшествующих лучей на расстоянии 30 км может варьироваться в пределах 2...4 (зима, лето), а последующих – от 3...5 лучей (лето) до 13...15 лучей (зима). Предложено семейство двухсторонних весовых функций, в которых для накопления сигналов предшествующих лучей используется усеченная гауссовская функция, а для обработки последующих лучей – экспоненциальная функция. Параметры функций выбирались таким образом, чтобы учесть энергетически наиболее значимые сигналы. Проведен анализ алгоритмов обнаружения сложного сигнала, который показал, что в рассмотренных условиях в зависимости от степени искажений потери в пороговой мощности сигнала могут составлять до 2...3-х дБ.

Проведенное статистическое моделирование позволило выработать некоторые рекомендации по стабилизации вероятности ложной тревоги за счет адаптивной регулировки порога. Это достигается оценением количества лучей и отдельной нормировкой весовых функций предшествующих и последующих лучей. Отмечается, что, не смотря на применение согласованной с каналом обработки, полностью устранить последствия многолучевого распространения сигнала не удается.

Литература

1. Кловский Д.Д. Теория электрической связи. – М.: Радиотехника, 2009. – 646 с.
2. Маркович И.И. Методы и алгоритмы цифровой пространственно-временной обработки гидроакустических сигналов в многолучевых эхолотах и локахторах препятствий // *Фундаментальная и прикладная гидрофизика*. 2014. Т. 7. № 2. С.58-71.
3. Галкин О.П., Панкова С.Д. Особенности формирования звукового поля вблизи дна мелкого моря // *Акустический журнал*. 2006. Т. 52. № 2. С.187-194.

Паутов Е.Р.

Научный руководитель: к.т.н., доцент 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*

Исследование методов аппроксимации законов распределения случайных величин на основе семейств распределения Пирсона

За всю историю развития общей теории статистики были разработаны универсальные семейства распределений, которые позволяют описывать достаточно широкий класс распределений. Путем изменения параметров таких универсальных законов можно получить совершенно разные распределения, отличающиеся своими характеристиками, что сделало их пригодными к решению задач аппроксимации законов распределения.

Одно из подобных универсальных распределений предложил К. Пирсон. Его подход основывался на следующем предположении: моменты распределения не могут полностью определять закон распределения, однако, если первые r моментов совпадают у двух распределений, то можно говорить о приблизительной одинаковости этих распределений. Т.е. вычислив первые r моментов распределения можно подобрать закон распределения с такими же первыми моментами. На практике оказывается достаточным вычислить первые три-четыре момента и по ним можно подобрать аппроксимирующий закон распределения.

Большинство рассматриваемых на практике унимодальных распределений имеют следующие характерные черты: плотность распределения начинается с нуля, затем возрастает и при некотором значении достигает своего максимума, при дальнейшем увеличении аргумента стремится к нулю.

Целью данной работы является анализ точности моделирование некоррелированных временных рядов случайных величин на основе построенных гистограмм распределений и фазовых портретов с использованием универсального закона Пирсона.

Приказнова В.Р.

*Научный руководитель: к.т.н., доцент И.А. Курилов
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: pvr_sat@mail.ru*

Исследование синтезатора частот с двухканальным регулированием

В современной радиотехнике и в частности в технике связи, и при формировании гетеродинных сигналов широкое распространение получили методы формирования сигналов с использованием цифровых вычислительных синтезаторов частот (ЦВС). Уровень фазовых искажений синтезаторов частот [1] оказывает на качество выходного сигнала как ЦВС, так и на качество формирователей сигналов, построенных с использованием ЦВС.

К появлению фазовых искажений приводят переходные процессы цифро-аналогового преобразователя) ЦВС, джиттер блоков синтезатора и интерфейсов между блоками, внешние и внутренние дестабилизирующие факторы. Снизить уровень фазовых помех ЦВС и синтезатора в целом, позволяет использование систем автоматической компенсации фазовых помех. Введение дополнительного тракта подавления собственных фазовых помех опорного генератора синтезатора и использование системы фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ), позволяет улучшить качества выходного сигнала.

Метод автоматической компенсации фазовых искажений основан на выделении закона паразитного отклонения фазы выходного сигнала ЦВС и последующем противофазном отклонении фазы обрабатываемого сигнала в управляемом фазовращателе (УФ) под действием выделенного сигнала [1]. Информация о паразитном отклонении фазы снимается с выхода УФ. При этом паразитное отклонение фазы обрабатываемого сигнала, вызванное воздействием дестабилизирующих факторов компенсируется противофазным отклонением фазы сигнала в УФ. Метод обеспечивает компенсацию помех с частотой, близкой к основной частоте сигнала, и может применяться вместе с пассивной и активной фильтрацией.

В работе так же предлагается использовать два компенсационных тракта – на основе обработки сигнала детектора ФАПЧ и дополнительного компенсационного тракта с использованием дополнительного детектора, что позволит улучшить степень подавления фазовых помех.

В работе представлена структурная схема синтезатора частот с двухканальным регулированием и обосновывается принцип её построения

Для анализа различных характеристик исследуемого синтезатора частот с двухканальным регулированием (устойчивости, частотных и динамических характеристик, шумовых свойств) проведена линейная аппроксимация характеристик блоков устройства: фазовых детекторов, УФ, а также генератора управляемого напряжением.

На основе линеаризованной модели синтезатора получены выражения передаточных функций устройства:

передаточная функция «Дестабилизирующий фактор опорного генератора - фаза выходного сигнала»;

передаточная функция «Дестабилизирующий фактор ЦВС - фаза выходного сигнала»;

передаточная функция «Дестабилизирующий фактор УФ - фаза выходного сигнала»;

передаточная функция «Дестабилизирующий фактор генератор, управляемый напряжением - фаза выходного сигнала».

Анализ передаточных функций синтезатора частот с двухканальным регулированием показывает, что применение регулирования позволяет увеличить подавление фазовых помех устройства и медленных фазовых отклонений ЦВС при пропорциональном увеличении значения коэффициента регулирования. также обеспечивается контроль за собственными паразитными отклонениями фазы УФ и их подавление.

Литература

1. Surzhik D.I., Kurilov I.A., Kuzichkin O.R., Vasilyev G.S., Kharchuk S.M. Modeling the noise properties of hybrid frequency synthesizers with automatic compensation of phase noise of DDS. // 2015 International Siberian Conference on Control and Communications, SIBCON 2015 - Proceedings 2015. С. 7147015.

Семенов Е.С.

*Научный руководитель: доктор технических наук, проф. В.В. Костров
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: xxjoningxx@mail.ru*

Базовые методы обзора морской поверхности и селекции движущихся целей.

Применение на борту космического аппарата радиолокатора с синтезированной апертурой (РСА) расширяет возможности обнаружения, обеспечивая высокоточное наблюдение за целью, создание подробных карт местности, уточнение традиционных карт и т.д. [1]. В современных условиях общая задача обнаружения судов включает в себя:

1) обнаружение и определение координат кораблей (в акваториях и базах) и судов разных классов. Особой задачей является контроль зон рыболовства с выявлением нарушителей, а также обнаружение контрабандистов на судах малого тоннажа;

2) определение класса (типа) морской цели;

3) определение курса и скорости.

В данной работе используются два базовых метода селекции движущихся целей (СДЦ): моноимпульсный метод и метод с остановленным фазовым центром. Моноимпульсная радиолокация - метод измерения радиолокационной станцией угловых координат объекта, основанный на определении угловой ошибки положения её антенны, направленной на объект, по принятому одиночному (отражённому или переизлучённому объектом) импульсному сигналу. Основное преимущество этого метода заключается в более высокой точности измерений (ошибки снижаются до десятых долей угловой минуты). Это является следствием нечувствительности моноимпульсных РЛС к флуктуациям амплитуды принятых сигналов. Однако реализация метода связана с дополнительным усложнением приёмного тракта — с необходимостью использования нескольких приёмных каналов (в связи с чем этот метод получил также название многоканального) [2].

В системе СДЦ с остановленным фазовым центром используется интерферометр с разнесёнными антеннами либо приёмная антенна с фазовыми центрами, которые разнесены вдоль линии пути носителя РСА. Эффективность селекции движущихся объектов определяется величиной радиальной скорости объектов и скоростью носителя, разном фазовых центров и стабильностью сигналов неподвижных объектов и фона. Так же в системе реализуемой этим методом подавляются сигналы всех неподвижных объектов и фона. Эффективность подавления (уровень остатков) определяется стабильностью сигналов. При практической реализации системы СДЦ возможно совмещение передающей антенны с одной из приёмных антенн. Возможно также последовательное переключение передатчика от одной антенны к другой, что несколько увеличивает угловую чувствительность интерферометра [3].

В докладе подробно рассматривается реализация этих методов, приводятся результаты их работы и характеристики системы при различных параметрах РСА.

Литература

1. Радиолокационные системы землеобзора космического базирования / (В.С. Верба, Л.Б. Неронский, И.Г. Осипов, В.Э. Турук) // В.С. Верба. – Москва: «Радиотехника», 2010г. – 682с.
2. <https://www.booksite.ru/fulltext/1/001/008/077/862.htm>
3. <http://www.tehnoinfra.ru/radiovidenie/39.html>

Семенов Е.С.

*Научный руководитель: доктор технических наук, проф. В.В. Костров
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: Xxjoningxx@mail.ru*

Исследование алгоритмов ЦОС системы СДЦ радиолокатора с синтезированием апертуры космического базирования

В радиолокационных станциях с синтезированием апертуры антенны (РСА) космического базирования при наблюдении подвижных объектов встает ряд задач, решение которых дает многоальтернативные варианты. С одной стороны, от системы дистанционного зондирования требуется высокое разрешение, что приводит к необходимости существенного повышения энергетического потенциала РСА. Это является одним из главных отличий РСА авиационного и космического базирования [1,2], применяемых при дистанционном зондировании Земли. С другой стороны, при цифровой обработке траекторного сигнала наблюдается миграция сигналов по каналам дальности, вызванная как движением носителя, так и движением объекта наблюдения [3]. Наличие миграции перераспределяет эхо-сигналы по соседним каналам дальности, что вызывает снижение отношения сигнал-шум и в конечном итоге снижает качество РЛИ. При реализации алгоритмов цифровой обработки сигналов (ЦОС) системы селекции движущихся целей (СДЦ) для устранения миграций, вызванных движением РСА, используется квадратичная модель миграций. Данная модель может быть рассчитана с очень высокой точностью, поскольку траектория космического аппарата отличается высокой стабильностью. Однако компенсация миграций цели в большинстве случаев затруднительна из-за большого числа неопределенных факторов. Целью доклада является исследование эффектов, вызванных миграциями в РСА высокого разрешения, при наблюдении движущихся объектов.

К основной модели движения объекта относится модель равномерного прямолинейного движения, которая была положена в основу моделирования. Все экспериментальные исследования проводились в режиме съемки с высоким разрешением, в плоскости «наклонная дальность-доплеровская частота» и при скорости движения объектов из диапазона 0...120 км/ч. Рассматривался космический аппарат с высотой орбиты 500 км, на котором установлена РСА с фазированной антенной решеткой X-диапазона частот с размерами 1,5 м × 3 м, разрешение по наклонной дальности составляло 0,5 м. В среде C++ разработана программа для моделирования и обработки двумерной голограммы, результатов расчетов отображались в виде радиолокационного изображения (РЛИ). Результаты моделирования показали, что не учет миграций приводит к существенному (на 5...8 дБ) снижению отношения сигнал-фон; отметка от цели создает характерные «треки», размеры и ориентация которых определяется параметрами РСА и наблюдаемого объекта; применение неразделимой двумерной обработки голограммы и многоканальной доплеровской фильтрации улучшает качество по сравнению с разделимой обработкой на 3-4 дБ.

Таким образом, наилучший эффект дает неразделимая двумерная ЦОС по дальности и азимуту, однако при этом требуются значительные вычислительные ресурсы. Для снижения требований по объемам и скорости вычислений могут быть использованы быстрые алгоритмы свертки и обработки двумерных изображений.

Литература

1. Авиационные системы радиовидения / Под ред. Г.С. Кондратенкова. – М: Радиотехника, 2015. – 648 с.
2. Верба В.С., Неронский Л.Б., Осипов И.Г., Турук В.Э. Радиолокационные системы землеобзора космического базирования / Под ред. В.С. Вербы. – М.: Радиотехника, 2010. – 680 с.

3. Костров В.В., Толстов Е.Ф. Проблемы дистанционного зондирования Земли с использованием космических РСА высокого разрешения // Проблемы дистанционного зондирования, распространения и дифракции радиоволн: Конспекты лекций / VII Всероссийские Армандовские чтения: молод. школа. – Муром: Изд.-полиграфический центр МИ ВлГУ, 2017. – С.76-113.

Сочнева Н.А.

Научный руководитель д.т.н., профессор 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: sochnewa.natalya@yandex.ru

Повышение выходной частоты синтезаторов прямого цифрового синтеза на основе быстродействующих ЦАП

Развитие технологии цифроаналогового преобразования привело к созданию нескольких новых режимов работы цифроаналоговых преобразователей [1-3], предназначенных для использования образов основной частоты [4-6]. Применение новых режимов работы ЦАП позволяет увеличить отношение сигнал/шум без использования дополнительных устройств, путем изменения огибающей частотной характеристики. В целом все это приводит к улучшению шумовых характеристик формирователей сигналов [7-9].

Ранее были рассмотрены режимы работы быстродействующих ЦАП: нормальный режим работы, или non-return-to-zero (NRZ) – нормальный режим работы цифроаналогового преобразователя; return-to-zero (RZ) mode режим работы ЦАП, в котором применяется уменьшение длительности τ тактовых импульсов; radio frequency (RF), при его реализации каждый тактовый импульс режима NRZ представляется двумя разнополярными импульсами длительностью $\tau = T/2$; RFZ (radio frequency return-to-zero mode), режим работы цифроаналогового преобразователя с уменьшением длительности разнополярных импульсов режима RF; RFZ2, режим работы цифроаналогового преобразователя, в котором изменение длительности тактовых импульсов осуществляется относительно $t = 0$ и $t = T/2$ [1-3].

Распределение амплитуд образов основного сигнала для цифроаналогового преобразователя в режиме NRZ приведено на рисунке 1. На рисунке 2 приведены огибающие спектра сигнала быстродействующих ЦАП в других специальных режимах работы, отличных от NRZ/

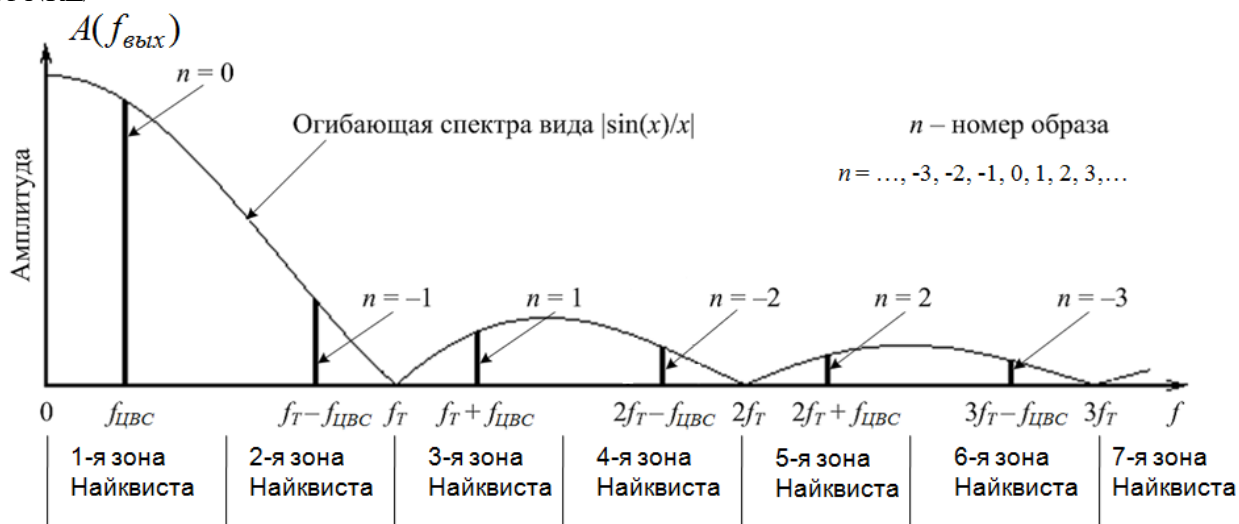


Рис. 1 – Идеальный спектр выходного сигнала ЦВС с ЦАП в обычном режиме NRZ

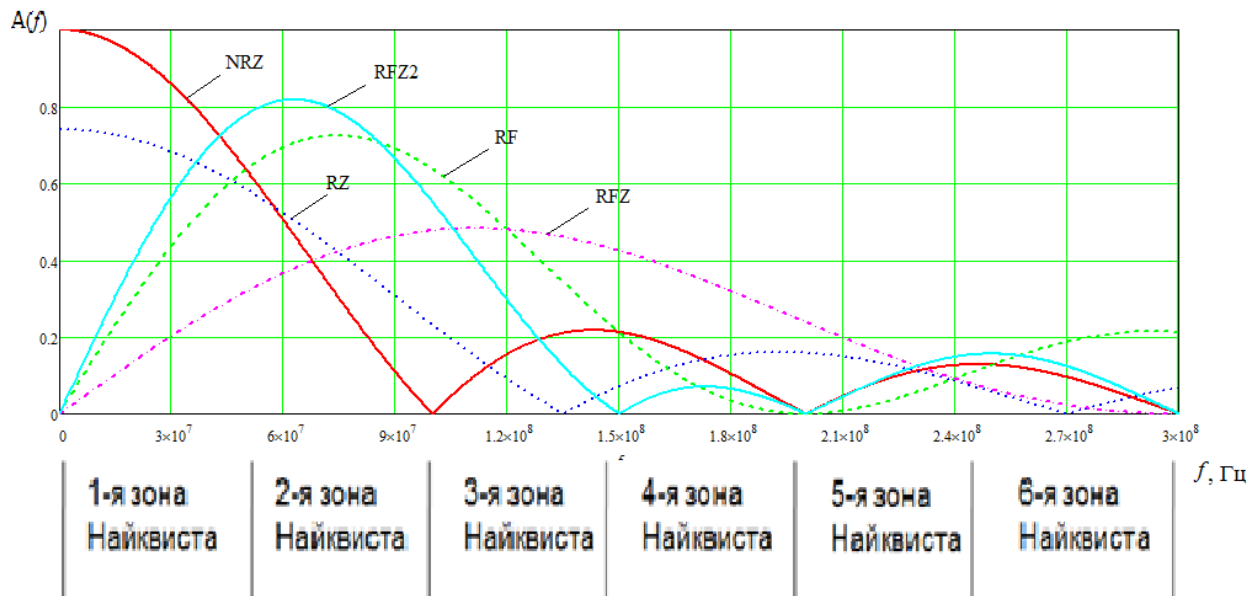


Рис. 2 – Идеальный спектр выходного сигнала ЦВС с ЦАП в режимах NRZ, RF, RZ, RFZ, RFZ2 в линейном масштабе

Из анализа рисунков 1 и 2 следует, что использование специализированных режимов работы ЦАП позволяет увеличить амплитуд гармоник образов, расположенных в высших зонах Найквиста. Для улучшения характеристик разрабатываемых формирователей сигналов требуется использовать наиболее высокочастотные образы. RFZ режим наиболее оптимален для 2 и -2 образов при малых $K_{\text{ЦВС}}$. Режим RFZ2 наиболее оптимален для 3 и -3 образов.

Литература

1. High-Speed DACs [Электронный ресурс]: сайт компании Maxim Integrated, 2017. URL: <https://para.maximintegrated.com/en/results.mvp?fam=hsdacs&tree=master>
2. High Speed DAC [Электронный ресурс]: сайт компании Analog Devices, Inc., 2017. URL: <http://www.analog.com/en/products/digital-to-analog-converters/high-speed-da-converters.html>
3. Kuckreja Ajay, Ostrem Geir, "High-Speed DACs ease transmitter designs," Microwave & RF, August 2010.
4. Romashov V.V., Romashova L.V., Khramov K.K., Yakimenko K.A. "The Use of Images of DDS in the Hybrid Frequency Synthesizers," 2014 24th International Crimean Conference Microwave and Telecommunication Technology Conference Proceedings. 2014, pp. 302-303.
5. Romashov V.V., Khramov K.K., Doktorov A.N. "The Use of Images of DDS Fundamental Frequency for High-Frequency Signals Formation," 2014 24th International Crimean Conference Microwave and Telecommunication Technology Conference Proceedings. 2014, pp. 310-311.
6. Ромашов В.В., Храмов К.К. Формирователи сетки опорных частот возбудителя передатчика с использованием образов основной частоты // Методы и устройства передачи и обработки информации. 2011, № 13. С. 44-47.
7. 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.
8. Ромашов В.В., Храмов К.К. Формирование сигналов в ОВЧ и УВЧ диапазонах при использовании метода прямого цифрового синтеза частот // Радиотехника. 2007, №6. С.39-41.
9. Ромашов В.В., Храмов К.К., Докторов А.Н. Частотное планирование формирователей сигналов радиосистем на основе цифровых вычислительных синтезаторов // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. 2012, № 4. С. 10-15.
10. Khramov K.K., Romashov V.V. Mathematical modeling of operational modes of high-speed DACs. В сборнике: Информационные технологии и нанотехнологии. Сборник трудов ИТНТ-2018. Самарский национальный исследовательский университет имени академика С.П. Королёва. 2018. С. 1403-1411.

где P_C - ширина спектра частот принимаемого сигнала; Δ_{\max} - максимальный уход частоты настройки приемника. При амплитудной модуляции (АМ): [2] $P_C = 2F_B$, где F_B - верхняя частота модуляции.

Произведем моделирование устройства в программе MicroCap 12.2.0.3.

Частотная характеристика преселектора, рассчитанная для промоделированного устройства, показана на рисунке 2.

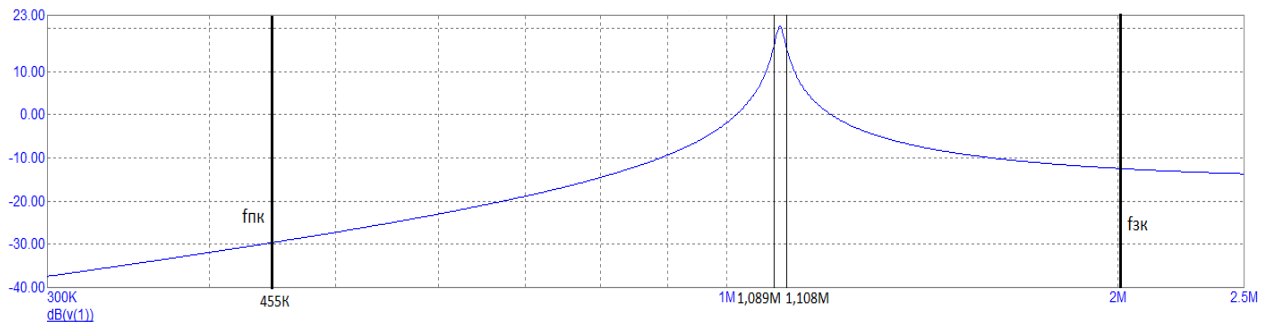


Рис. 2 – Амплитудно-частотная характеристика преселектора

Из рисунка 2 видно, что полоса пропускания по уровню -3 дБ ограничена на частотах 1,089 МГц и 1,108 МГц и составляет 19 кГц, а полученный в итоге рабочий диапазон не пропускает частоту зеркального канала 2,01 МГц.

Можно сделать вывод о том, что схема преселектора подавляет прямой и зеркальный канал приема. Зеркальный канал имеет уровень сигнала -12,28 дБ и подавляется на 32,76 дБ или приблизительно в 43.5 раза. Прямой канал на частоте 455 кГц имеет сигнал на уровне -29,16 дБ и подавлен на 49,6 дБ или примерно в 302 раза.

В дальнейшем планируются дополнительные исследования схемотехнической модели преселектора супергетеродинного приемника, реализация устройства в виде экспериментального стенда, измерения основных характеристик и параметров.

Литература

1. Аржанов В.А., Науменко А.П. Проектирование радиоприемных устройств. Учебное пособие. // Омск - Изд-во ОмГТУ. 2008. С. 12-13.
2. Амелина М.А., Амелин С.А. Программа схемотехнического моделирования Micro-Cap. Версии 9, 10. // Смоленск - Смоленский филиал НИУ МЭИ. 2012, С. 13.
3. А.И. Фалько. Расчет преселекторов радиоприемных устройств: Учебное пособие. // Новосибирск - СибГУТИ. 2009. С. 53.
4. Е.К. Левин. Расчет и схемотехническое моделирование функциональных узлов радиоприемного устройства. Учебное пособие. // Владимирский государственный университет им. А. Г. и Н. Г. Столетовых. – Владимир: Изд-во ВлГУ. 2016. С. 6-7.

Тышкевич Е.М.

*Научный руководитель: д.т.н. доцент, преподаватель ФРЭКС 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
tyshkevichliza@gmail.com*

Анализ радиояркостной температуры неоднородной атмосферы с удаленной областью дождя

Микроволновая радиометрия атмосферы позволяет дистанционно оценивать ее метеопараметры - температуру, водо- и влагосодержание, интенсивность осадков по величине радиояркостной температуры, численно характеризующей интенсивность собственного радиотеплового излучения атмосферы, создаваемого в области расположения СВЧ радиометрической системы [1, 2].

Современное направление развития СВЧ радиометрии атмосферы связано с решением задач наукастинга - сверхсрочного прогнозирования изменения состояния атмосферы. В частности важной является своевременное формирование достоверных прогнозов развития опасных атмосферных явлений, например, ливневых дождей, что определяет необходимость получения данных измерений, по которым можно оценить наличие таких пространственных зон в атмосфере.

Для оценки потенциальных возможностей СВЧ радиометрических систем обнаруживать такие области в атмосфере, необходимо выполнить моделирование радиояркостной температуры излучения неоднородной атмосферы с удаленной от места расположения СВЧ радиометрической системы области дождя с учетом маскирующего действия предстоящей области атмосферы.

Для моделирования были приняты следующие упрощающие положения: области атмосферы до дождя и с дождем однородны и характеризуются одной величиной погонного коэффициента поглощения; направление зондирования горизонтально, т.е. угол высоты равен нулю; создаваемое радиотепловое излучения области атмосферы за областью дождя полностью маскируется излучением дождя и им можно пренебречь. На основе уравнения переноса излучения для неоднородной структуры и с учетом указанных упрощений модель формирования радиотеплового излучения неоднородной атмосферы с удаленной от СВЧ радиометрической системы областью дождя для радиояркостной температуры принята в виде

$$T_{\text{ярк}} = (1 - \exp(-\alpha_{\text{д}} \cdot l_{\text{д}}))T_{\text{д}} \exp(-\alpha_{\text{бд}} \cdot l_{\text{бд}}) + \int_0^{l_{\text{бд}}} \alpha_{\text{бд}} T_{\text{бд}} \exp\left(-\int_x^{l_{\text{бд}}} \alpha_{\text{бд}} dy\right) dx, \quad (1)$$

где $T_{\text{ярк}}$ - радиояркостная температура атмосферы с удаленной областью дождя; $\alpha_{\text{д}}$ и $\alpha_{\text{бд}}$ - погонные коэффициенты затухания в области дождя и в области атмосферы без дождя; $T_{\text{д}}$ и $T_{\text{бд}}$ - термодинамические температуры областей дождя и без дождя; $l_{\text{д}}$ и $l_{\text{бд}}$ - продольные размеры области дождя и без дождя.

Было выполнено моделирование радиояркостной температуры атмосферы с удаленной областью дождя протяженностью 3 км на трех длинах волн - 1,35 см, 3,2 см, 7,5 см для разных удалений области дождя от 1 до 40 км для разных интенсивностей дождя от 1 до 100 мм/час. Результаты моделирования приведены на рисунке 1.

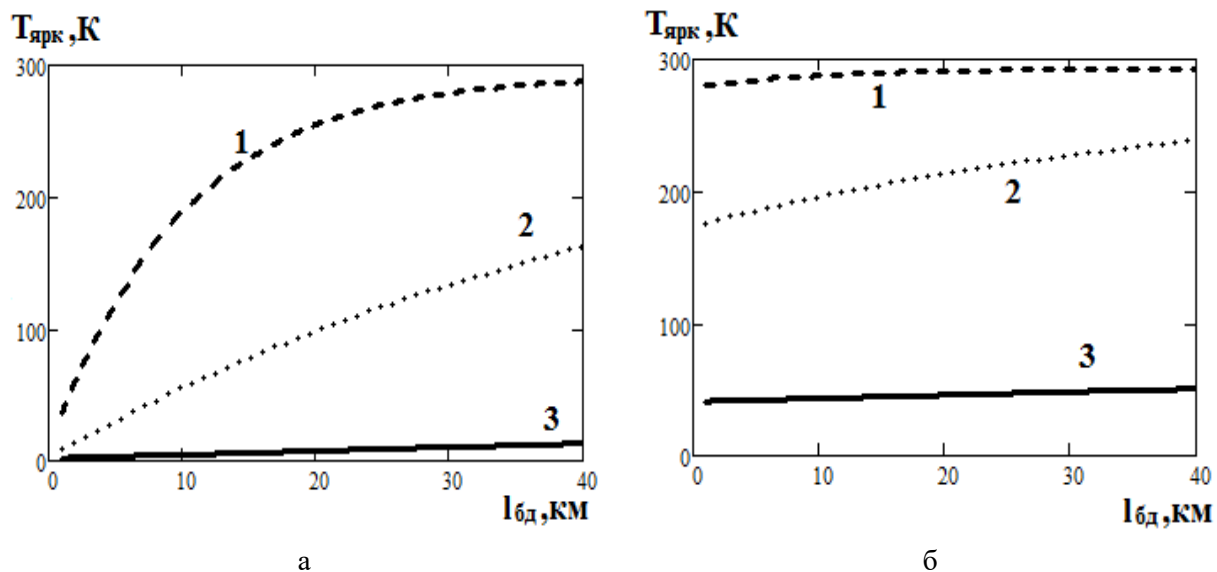


Рисунок 1 Радиояркость атмосферы с удаленной областью дождя с интенсивностью 1мм/час (а) и 100 мм/час (б) на длинах волн 1,35см (1), 3,2см (2), 7,5 см (3).

Наличие сложной зависимости радиояркости температуры атмосферы с удаленной областью дождя от его интенсивности и расстояния до области дождя в трех частотных диапазонах позволяет сделать вывод о возможности своевременного выявления приближения области дождя с оперативным отслеживанием его интенсивности по данным многочастных микроволновых радиометрических измерений.

Литература

1. Степаненко В.Д., Шукин Г.Г., Бобылев Л.П., Матросов С.Ю. Радиотеплолокация в метеорологии. Л.:Гидрометеиздат, 1987.
2. A network suitable microwave radiometer for operational monitoring of cloudy atmosphere // t.Rose, et.al. Atmospheric Reseach. 2005. PP. 183-200.

Хикматов Р.Р.

Научный руководитель к.т.н. К.А. Якименко

*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: khikmatovr@bk.ru*

Программа определения оптимальных параметров гибридного синтезатора частот на основе прямого цифрового и прямого аналогового методов синтеза

Синтезатор частот – это электронное устройство, генерирующее периодические сигналы в некотором диапазоне частот (иначе, сетку частот). В настоящее время широко распространяются гибридные синтезаторы частот (ГСЧ). Один из видов ГСЧ – синтезатор на основе прямого цифрового и прямого аналогового методов синтеза. Такое объединение 2-х методов даёт большие преимущества, например: малое время перестройки по частоте (меньше 0,001 мкс), малый шаг перестройки (0,001..1 Гц) и т.п. Основная характеристика любого синтезатора – уровень фазовых шумов, оцениваемый спектральной плотностью фазовых шумов в зависимости от частоты отстройки от несущей.

Целью данной работы является разработка программного обеспечения для определения оптимальных с точки зрения уровня фазовых шумов параметров гибридного синтезатора частот на основе прямого цифрового и прямого аналогового методов синтеза.

Принцип работы гибридного синтезатора заключается в следующем [1]: генератор опорной частоты (ГОЧ) формирует сигнал с определённой частотой $f_{ГОЧ}$, который поступает на генератор гармоник (ГГ), формирующий гармоники этой частоты, затем эти гармоники идут на фильтр тактовой частоты (ФТЧ) и фильтр гармоник (ФГ). В фильтре тактовой частоты из набора гармоник, поступающих с генератора гармоник выделяется гармоника, которая будет тактировать цифровой вычислительный синтезатор (ЦВС), далее ЦВС формирует сигнал, который поступает в смеситель (СМ). В фильтре гармоник выделяется одна гармоника, которая поступает на смеситель. В смесителе частота сигнала с цифрового вычислительного синтезатора и частота сигнала на выходе фильтра гармоник суммируются, из-за чего образуется частота выходного сигнала гибридного синтезатора $f_{ВЫХ}$.

При частотном планировании формирователя сигналов перед разработчиком возникает задача выбрать из ряда возможных вариантов частотных соотношений в структуре синтезатора (которых может быть до нескольких тысяч) наиболее оптимальные [2]. Критерием оптимальности при этом может служить уровень фазовых шумов. Лучше, чтобы выбор происходил автоматически. В данной работе была разработана программа для определения оптимальных параметров гибридного синтезатора частот на основе прямого цифрового и прямого аналогового методов синтеза.

Основные функции программы следующие: определить все возможные комбинации параметров (коэффициент передачи ЦВС, номер гармоники тактовой частоты, номер гармоники, сформирования генератором гармоник) гибридного синтезатора частот по введенным пользователем значениям частоты генератора опорной частоты и выходной частоты гибридного синтезатора; выбрать те параметры, при которых гибридный синтезатор обеспечивает наименьший уровень фазовых шумов; для оптимальных параметров построить график спектральной плотности мощности фазовых шумов и вклады блоков гибридного синтезатора.

Принцип работы программы следующий: пользователем программы вводятся значения частоты ГОЧ и выходной частоты в окне “Ввод значений частот”. Далее выбирается модель микросхемы ЦВС в окне “Выбор ЦВС”, которая будет использована при расчёте и построении графика СПМ. Для проведения расчёта и построения графика СПМ, курсором мыши нажимается кнопка “Расчёт”. После нажатия можно увидеть построенный график СПМ для введенных значений частоты ГОЧ и выходной частоты. Также в программе имеется возможность построить графики вкладов шумов, вносимых генератором опорной частоты,

цифровым вычислительным устройством и смесителем. Для этого нужно нажать на кнопку “Вклады” в окне “Расчёт схемы и вкладов”. Графики вкладов выделяются разным цветом.

В окне “Выбор величин для расчёта” выводятся оптимальные параметры гибридного синтезатора частот на основе прямого цифрового и прямого аналогового методов синтеза.

Интерфейс программы представлен на рисунке 1.

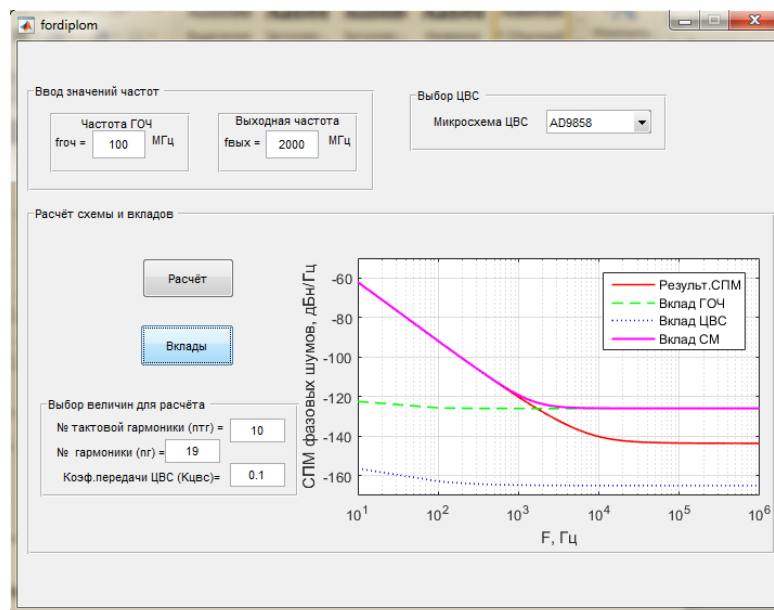


Рисунок 1 – интерфейс программы

Разработанное программное средство позволяет разработчику автоматически провести частотное планирование гибридного синтезатора, моделирование его шумовых характеристик, а также выбрать оптимальные частотные соотношения в структуре синтезатора.

Литература

1. Якименко, К.А. Исследование шумовых характеристик гибридных синтезаторов частот на основе прямого аналогового и прямого цифрового методов синтеза / К.А. Якименко // Методы и устройства передачи и обработки информации, 2017, Т.19. С. 9-15.

2. Ромашов В.В., Якименко К.А. Алгоритм определения параметров гибридных синтезаторов частот, обеспечивающих наименьший уровень фазовых шумов выходного сигнала // Наука и образование в развитии промышленной, социальной и экономической сфер регионов России. XI Всероссийские научные Зворыкинские чтения: сб. тез. докл. Всероссийской межвузовской научной конференции. Муром, 8 февр. 2019 г.– Муром: Изд.-полиграфический центр МИ ВлГУ, 2018. – 536 с.: ил.– [Электронный ресурс]: 1 электрон. опт. диск (CD-ROM). С. 245–246.