

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*

Анализ методов расчета спектра сигналов

В настоящее время, в результате развития технологий приема и передачи информации, в области радиотехники используются множество различных типов сигналов. Очень часто сигналы оказываются сложными и решение задач с их прохождением через линейные стационарные системы значительно затрудняется. Для упрощения представления этих сигналов их раскладывают на сумму простых ортогональных функций, что позволяет находить реакцию системы на сумму воздействий как сумму реакций на элементарные компоненты сигнала. Такое представление сигнала в частотной области называется спектром.

Преобразование Фурье является математической основой, которая связывает временной или пространственный сигнал (или же некоторую модель этого сигнала) с его спектром.

Спектральный анализ – это один из методов обработки сигналов, который позволяет охарактеризовать частотный состав измеряемого сигнала. [1]

Основной целью спектрального анализа являются оценивание спектральной мощности сигнала (СПМ) дискретизированного процесса и обнаружение присутствия в течение определенного интервала времени периодического сигнала с определенными параметрами. Обработка дискретизированного процесса производится последовательно по времени, причем одновременно обрабатывается N отсчетов. Интервал $\theta = NT$ называют длиной реализации, или интервалом наблюдения. Основные факторы, определяющие точность спектрального анализа: интервал наблюдения θ и априорная информация о дискретизированном процессе.

Все методы анализа спектра можно разбить на две группы:

- непараметрические,
- параметрические.

К первой группе относятся методы Блекмана-Тьюки (корреляционный метод) и периодограмм, ко второй группе – методы оценивания СПМ на основе авторегрессии и скользящего среднего, Писаренко и др. [2]

Классические методы спектрального анализа применимы почти ко всем классам сигналов и шумов в предположении о стационарности. Вычислительная эффективность периодограммных и коррелограммных методов основана на использовании алгоритма быстрого преобразования Фурье (БПФ). Недостатком всех методов спектрального анализа являются искажения в спектральных составляющих по боковым лепесткам из-за взвешивания данных при помощи окна.

Параметрический спектральный анализ подразумевает построение математической модели временного ряда и только после этого на основе найденных моделей позволяет оценить его спектральные характеристики. Математическая модель, построенная в рамках параметрического спектрального анализа, не должна точно описывать временной ряд, по которому она была восстановлена. [3]

В докладе рассматриваются основные методы спектрального анализа, проводится анализ параметрических и непараметрических методов, оконных функций, описываются их основные преимущества и недостатки.

Литература

1. Марпл-мл. С.Л. Цифровой спектральный анализ и его приложения. М.: Мир, 1990.
2. Гольденберг Л.М. Цифровая обработка сигналов: Справочник / Л.М. Гольденберг, Б.Д. Матюшин, М.Н. Поляк. – М.: Радио и связь, 1985. – 312 с..

3. Хованова Н.А., Хованов И.А. Методы анализа временных рядов: Учеб. пособие. Саратов: Изд-во ГосУНЦ Колледж, 2001. – 64 с.

Логашов Д.А.

*Научный руководитель – доцент, канд. техн. наук К.К. Храмов
Муромский институт (филиал) федерального государственного образовательного
учреждения высшего образования «Владимирский государственный университет име-
ни Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых»
602264, г. Муром, Владимирская обл., ул. Орловская, 23
E-mail: Logashov_d@mail.ru*

Использование технологии LoRa в системах связи

В начале 2015 года компания Semtech Corporation и исследовательский центр IBM Research представили новый открытый энергоэффективный сетевой протокол LoRaWAN (Long Range Wide Area Networks), обеспечивающий значительные преимущества перед Wi-Fi и сотовыми сетями благодаря возможности развертывания межмашинных (M2M) коммуникаций [1].

LoRa™ (от англ. Long Range – связь дальнего радиуса действия) – является технологией и одновременно методом модуляции. Данный метод модуляции основан на принципе расширения спектра (spread spectrum modulation) и вариации линейной частотной модуляции (chirp spread spectrum, CSS), при которой информация кодируется широкополосными импульсами с увеличивающейся или уменьшающейся частотой на некотором временном интервале. Такой подход, в отличие от метода прямого расширения спектра, позволяет приемнику быть менее чувствительным к отклонениям частоты от номинального значения и снижает требования к опорному генератору, что дает возможность использовать недорогие кварцевые резонаторы. В технологии LoRa применяется прямая коррекция ошибок (forward error correction, FEC) [1].

Устройства, применяющие технологию LoRa, способны демодулировать сигналы на уровне 20 дБ ниже уровня шумов, тогда как основная часть систем с частотной манипуляцией (frequency shift keying, FSK) способны эффективно принимать сигналы на уровне не ниже 8-10 дБ над уровнем шумов [2].

Такая высокая чувствительность (–148 дБм) технологии LoRa, позволяет эффективно применять ее в устройствах, где требуется низкое энергопотребление и высокий уровень устойчивости связи на дальних расстояниях. Системы, в которых применяется данная технология, используются в автономных датчиках, способных работать длительное время от маломощного источника питания и находящихся на удалении от базовой станции [2].

Устройства, применяющие технологию LoRa, работают на нелицензируемых ISM (Industrial, Science, and Medical – индустриальные, научные и медицинские) частотах, а точнее на частотах 915 МГц (США, Канада, Австралия), 433 МГц (Европа) или же 868 МГц (Европа, Индия). Это позволяет любому пользователю беспрепятственно создать сеть, работающую на этих частотах. Однако существует ограничение по максимальной мощности передатчика. В Европе ограничение составляет 14 дБм, что соответствует мощности 25 мВт (очень малое по сравнению с мобильным телефоном).

В докладе описывается метод модуляции LoRa. Приводятся результаты математического моделирования процессов модуляции и демодуляции CSS сигнала. Описывается реализация технологии LoRa в современных системах связи. Рассматриваются характеристики и параметры приемо-передающего устройства Ra-02. Приводятся данные экспериментального исследования системы связи, реализованной с применением технологии LoRa.

Литература

1. Официальный сайт Semtech Corporation [Электронный ресурс]: “LoRa Modulation Basics“, 2015. URL: <https://www.semtech.com/uploads/documents/an1200.22.pdf>
2. Официальный сайт Semtech Corporation [Электронный ресурс]: “SX1276-7-8-9 Datasheet“, 2016. URL: https://www.semtech.com/uploads/documents/DS_SX1276-7-8-9_W_APP_V6.pdf

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

Экспериментальная установка для измерения спектральной плотности мощности фазовых шумов цифровых вычислительных синтезаторов и устройств формирования сигналов

Цифровые вычислительные синтезаторы широко применяются для формирования радиосигналов. Основной проблемой совершенствования данных радиосистем является повышение выходной частоты ЦВС. Одним из методов решения данной проблемы является использование образов основной частоты ЦВС [1]. Структурная схема формирователя, построенного на данном принципе, приведена на рис. 1, а в работах [2, 3] проведены исследования шумовых характеристик и частотного планирования.

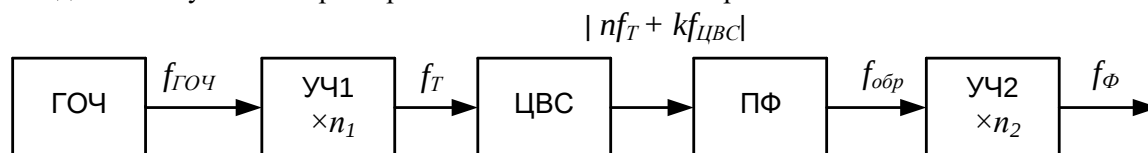


Рис. 1 Структурная схема формирователя сигналов

Частотное планирование формирователя сигналов с использованием образов основной частоты является сложной задачей. Для её решения в работе [4] был создан и исследован алгоритм частотного планирования.

Для оценки шумовых свойств данного формирователя сигналов, используем соотношение для спектральной плотности мощности (СПМ) фазовых флуктуаций выходного сигнала:

$$S_{\text{флор}}(F) = (S_{\text{ФАПЧ}}(F)(n + K_{\text{ЦВС}})^2 + S_{\text{ЦВСобр}}(F)) \cdot n_2^2 + S_{\text{УЧ}}(F), \quad (1)$$

где: $S_{\text{ФАПЧ}}(F)$ - СПМ фазовых шумов ФАПЧ (УЧ1), $S_{\text{ЦВСобр}}(F)$ - СПМ собственных фазовых шумов ЦВС на образах основной частоты [5], $S_{\text{УЧ}}(F)$ - СПМ фазовых шумов выходного умножителя частоты, $K_{\text{ЦВС}}^2 = (f_{\text{ЦВС}} / f_T)^2$ - коэффициент передачи фазовых шумов ЦВС, n_2 - коэффициент умножения выходного умножителя, F - частота отстройки, $f_{\text{ЦВС}}$ - основная выходная частота ЦВС, f_T - тактовая частота.

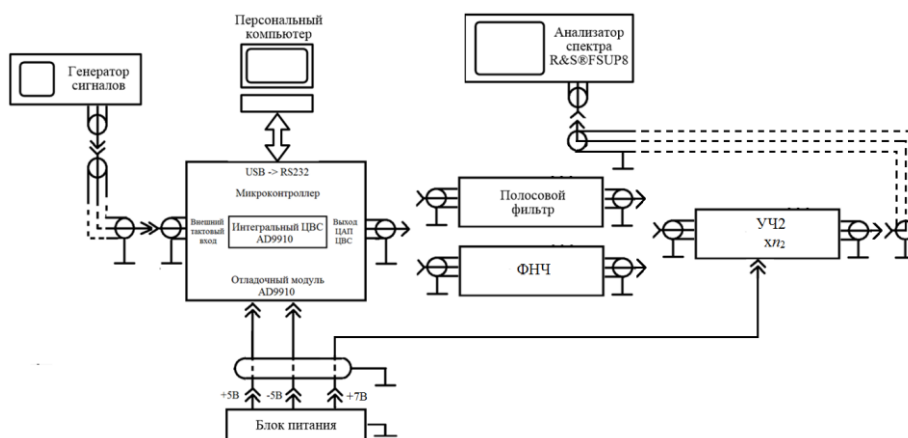


Рис. 2 Схема включения отладочного модуля AD9910

Для проведения эксперимента была собрана схема, изображенная на рисунке 2.

Созданная экспериментальная установка может быть использована и для экспериментальных измерений шумовых характеристик других ЦВС при замене отладочного модуля.

Результаты измерения и их сравнение с результатами математического моделирования фазовых шумов формирователя сигналов на основе интегрального цифрового вычислительного синтезатора AD9910, для тактовой частоты 600 МГц с использованием образа основной частоты ЦВС показаны на рисунке 3.

На рисунке 3а приведено экспериментальное исследование СПМ фазовых шумов формирователя сигналов при $n = -3$. На рисунке 3б приведено моделирование СПМ фазовых шумов на основной частоте при $n = 0$, и на частоте образа $n = -3$ и $n = -1$.

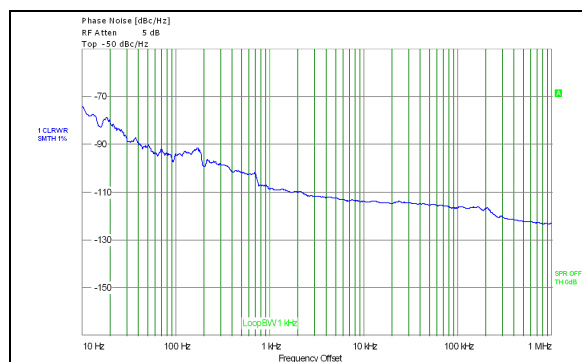


Рис. 3 а) Экспериментальное исследование СПМ фазовых шумов формирователя сигналов

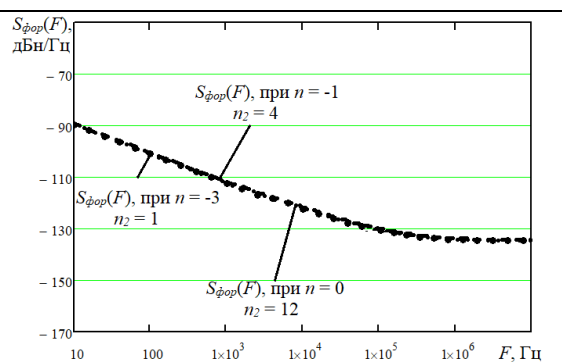


Рис. 3 б) моделирование СПМ фазовых шумов на основной частоте при $n = 0$, и на частоте образа $n = -3$ и $n = -1$

В ходе проведенного исследования было установлено, что использование образов позволяет при одной и той же выходной частоте формирователя сигналов снижать коэффициент умножения выходного умножителя без ухудшения шумовых свойств формирователя сигналов. Например, на рисунке 3б показано, что уровень СПМ фазовых шумов одинаков при $n_2 = 3$, $n_2 = -1$, $n_2 = 0$, т.е. можно обойтись без умножителей частоты при использовании образов. Это говорит о снижении числа каскадов выходного умножителя.

Таким образом, показана возможность повышения выходной частоты цифрового вычислительного синтезатора и улучшение характеристик формирователя сигналов с помощью применения образов основной синтезируемой частоты ЦВС.

Литература

1. Romashov, V.V. The use of images of DDS fundamental frequency for high-frequency signals formation / V.V. Romashov, K.K. Khramov, A.N. Doktorov // 24th International Crimean Conference Microwave and Telecommunication Technology, CriMiCo. - 2014. - Pp. 310-311. Category number CFP14788-CDR; Code 109221. (DOI: 10.1109/CRMICO.2014.6959408).
2. Ромашов, В.В. Методы повышения частоты выходного сигнала формирователей на основе цифровых вычислительных синтезаторов / В.В. Ромашов, Л.В. Ромашова, К.К. Храмов, А.Н. Докторов // Наука и образование в развитии промышленной, социальной и экономической сфер регионов России. VI Всероссийские научные Зворыкинские чтения: сб. тез. докл. Муром, 14 февр. 2014 г. – Муром: ИПЦ МИ ВлГУ, 2014. – С.299-301.
3. Ромашов, В.В. Частотное планирование формирователей сигналов радиосистем на основе цифровых вычислительных синтезаторов / В.В. Ромашов, К.К. Храмов, А.Н. Докторов // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. – 2012. - №4 – С.10-16.
4. Докторов, А.Н. Анализ алгоритма частотного планирования формирователей сигналов с использованием образов основной частоты цифровых вычислительных синтезаторов / А.Н. Докторов // Перспективные технологии в средствах передачи информации: Материалы 12-ой

международной научно-технической конференции / Владим. гос. университет; редкол.: А.Г. Самойлов (и др). – Владимир: ВлГУ. 2017. – С.43-45.

5. 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.

Бушуев В.А.

*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: revual3425@gmail.com*

Общие принципы построения радиолокационных и радионавигационных систем

Радиолокационные станции предназначены для формирования и отображения радиолокационной информации, получаемой в результате приема и обработки радиолокационных систем и их сигналов, а так же отображение иной информации. Информация поступает на вход этих устройств в виде выходного сигнала системы обработки радиолокационного сигнала, опорного сигнала для измерения дальности, сигналов опознавания, сигналов датчиков углового положения луча антенны.

Данные системы должны соответствовать определенным характеристикам, требования которым система должна отвечать, чтобы поставленная задача была выполнена. Данные требования оговариваются заранее и задаются разработчику радиоэлектронной аппаратуры на основании тактических требований. К основным характеристикам системы относят: назначение системы, место установки состав измеряемых координат, важным параметром считается зона (область) обзора или рабочая зона системы, заданная сектором обзора поиска по измеряемым параметрам, а так же другие параметры [1].

Зоной обзора называют область пространства, в которой система надежно выполняет функции, соответствующие ее назначению. Так, для радиолокационных систем обнаружения зоной обзора является область пространства, в которой объекты с заданными характеристиками отражения обнаруживаются с вероятностью не меньше заданной.

Важным параметром является время обзора (поиска) заданного сектора заданного сектора или скорость обзора. Временем обзора (поиска) называют время, необходимое для однократного обзора заданной зоны действия системы. Выбор времени обзора связан с маневренностью наблюдаемых или управляемых объектов, объемом пространства обзора, уровнем сигнала и помех, а также рядом тактических и технических характеристик системы.

Точность системы характеризуется погрешностями при измерении координат и параметров движения объекта. Причинами погрешностей являются несовершенство применяемого метода измерения и аппаратуры, влияние внешних условий и радиопомех, субъективные качества оператора, если процессы получения и реализации информации не автоматизированы. Требования к точности системы зависят от ее назначения. Неоправданное завышение требований к точности приводит к усложнению системы, снижению ее экономичности, а иногда и надежности функционирования. Крайне необходимо учитывать такой параметр как разрешающая способность системы.

Разрешающая способность по дальности численно характеризуется минимальным расстоянием между двумя неподвижными целями, расположенными в радиальном направлении относительно РЛС, сигналы которых еще фиксируются станцией раздельно. При меньшем расстоянии между целями их раздельное радиолокационное наблюдение становится невозможным.

Разрешающая способность по направлению численно характеризуется минимальным углом между направлениями на две равноудаленные относительно радиолокационной станции неподвижные цели, при котором их сигналы еще фиксируются раздельно. Часто разрешающая способность оценивается раздельно по азимуту и углу места. Разрешающая способность по скорости оценивается минимальной разностью скоростей двух целей, не разрешаемых по координатам, при которой их сигналы еще фиксируются раздельно [2].

В зависимости от природы возникновения электромагнитных волн, достигающих антенну и доставляющих информацию об объекте радиолокационного наблюдения, различают активную, полуактивную, активную с активным ответом и пассивную радиолокацию.

При активной радиолокации сигнал, принимаемый радиолокационной станцией, создается в результате отражения. Сигнал, излучаемый антенной радиолокационной станции, называют прямым или зондирующим, а принимаемый приемной антенной называют отраженным или радиолокационным. В данной системе применяют передатчик в составе радиолокационной станции и работают с отраженным сигналом. При полуактивной радиолокации носителем информации так же является сигнал, отраженный объектом, но источник облучающих объект радиоволн вынесен относительно приемника и может действовать независимо от него. При активной радиолокации с активным ответом применяют сигнал, ретранслируемый специальным приемопередатчиком, установленным на объекте. В данной системе приемник ответчика принимает сигнал с радиолокационной станции, который вызывает генерирование и излучение ответного сигнала. Ответный сигнал может иметь мощность значительно больше, чем отраженный, из-за этого применение активного ответа позволяет существенно повысить дальность действия и помехозащищенность системы. Кроме этого ответный сигнал может быть использован для передачи дополнительной информации. В пассивной радиолокации сигналом, принимаемым радиолокационной станцией, является естественное излучение объектов в радиодиапазоне преимущественно теплового происхождения. Так же как и в активной радиолокации, для обнаружения объектов и определения их координат применяют радиосигнал [3].

В работе рассматривается пример реализации метода отраженного сигнала, пассивной и вторичной радиолокации, блок-схема изображена на рис. 1.

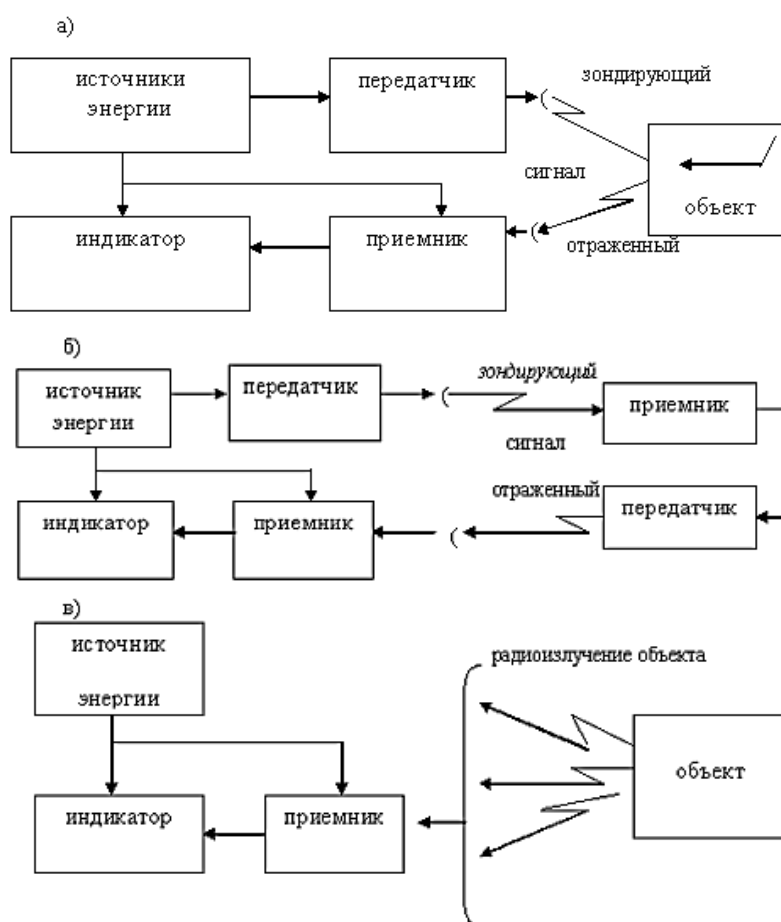


Рис. 1. Блок-схема радиолокационной системы с использованием (а) отраженного сигнала, (б) вторичной радиолокации, (в) пассивной радиолокации

Основой радиолокационного обнаружения, определения координат и их производных, а так же некоторых других параметров объектов является радиосигнал, отраженный, переизлученный или излученный объектами наблюдения. Так же от вида и параметров сигнала

(энергии, несущей частоты, длительности и ширины спектра) зависят основные характеристики радиолокационной станции: дальность действия, точность определения координат и скорости объектов, разрешающая способность.

Системы пассивной локации широко используются для исследований процессов в космическом пространстве в качестве радиотелескопов, позволяющих улавливать и анализировать естественное излучение небесных тел, а так же для целей радиопеленгации. Они используются для определения с земли направления на свои воздушные суда и корабли, снабжение радиопередатчиками, или, наоборот, для определения с воздушных судов и кораблей направления на наземные радиопередатчики. В этом случае аппаратура, устанавливаемая на воздушном судне или корабле, называется радиокompасом, а наземный радиопередатчик – радиомаяком.

Радиолокационные системы характеризуются широтой и многообразием применения. Простейшие радиолокационные системы состоят из передающего устройства, приемного устройства, антенного устройства, вычислительного устройства и устройства отображения информации. Помимо обнаружения объектов, радиолокационные системы выводят и другую информацию о целях, позволяющую идентифицировать объекты. По характеру размещения аппаратуры в пространстве различают однопозиционные, двухпозиционные и многопозиционные радиолокационные станции. Обработка информации в данных системах происходит в несколько этапов, а затем объединяется. Чем меньше информация теряется на приемных позициях до совместной обработки, тем выше энергетические и информационные возможности данных радиолокационных систем, но сложность аппаратуры из-за этого во много раз возрастает, а так же повышаются требования к пропускной способности линии передачи информации.

В докладе рассматривается блок-схема радиолокационной системы, приведены основные параметры данных систем, приведены и описаны методы радиолокационных систем в зависимости от принципа возникновения радиолокационного сигнала.

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. Григорьев Л.Н. Цифровое формирование диаграммы направленности в фазированных антенных решётках. – М.: Радиотехника, 2010. – С. 8-13.
3. 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. – 672 с

Грошков И.Д.

*Научный руководитель: к.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
oid@mivlgu.ru*

Исследование спектров при формировании ФКМ сигналов методом цифрового синтеза

Во многих современных радиотехнических системах применяются сложные сигналы. Сложные сигналы, характеризуются тем, что произведение их длительности на ширину спектра (база сигнала) значительно больше единицы. [1, 2]

Использование сложных сигналов по сравнению с простыми имеет ряд преимуществ. В частности, в радиолокации использование сложных сигналов позволяет достигнуть высокого энергетического потенциала РЛС, при ограниченной мощности излучения и обеспечить повышенную помехозащищенность.

Среди большого многообразия сложных сигналов в устройствах формирования и сжатия широко применяются ФКМ-сигналы. Использование ФКМ сигналов позволяет получить идеальную форму корреляционной функции и, в ряде случаев, упростить схему формирования.

Развитие цифровой техники предоставляет широкие возможности для генерации сигнала с ФКМ, что целесообразно использовать при разработке радиотехнических средств. [3, 4]

В данной работе исследованы особенности формирования ФКМ сигналов при использовании принципа цифровой квадратурной модуляции.

Структурная схема цифрового квадратурного модулятора приведена на рисунке 1.

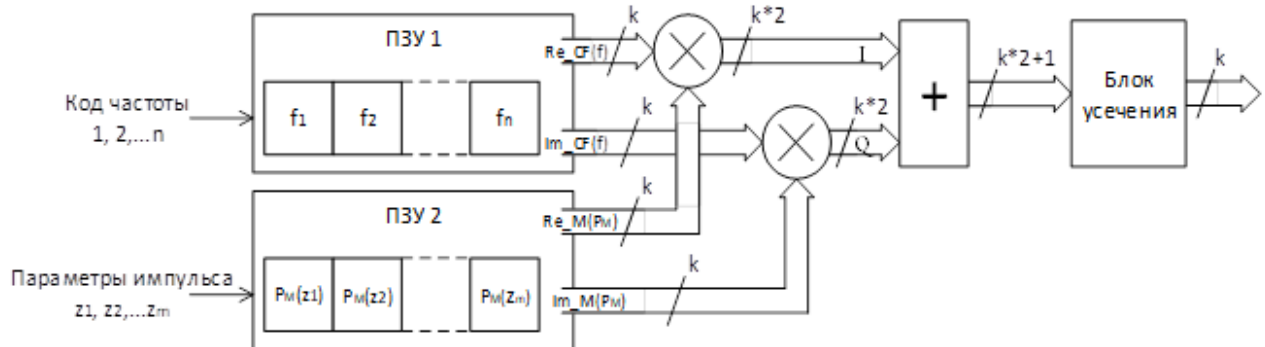


Рисунок 1 – Структурная схема формирователя ФКМ сигналов с использованием цифрового квадратурного модулятора.

Несущий и модулирующий сигналы представлены в виде цифровых квадратурных отсчетов с знаком и имеют число разрядов k .

Отсчеты несущего сигнала хранятся в ПЗУ 1 и содержат синфазное $\text{Re_CF}(f)$ и квадратурное $\text{Im_CF}(f)$ значения и определяются формулой 1 и 2 соответственно.

$$\text{Re_CF}(i) = [\cos(2 \cdot \pi \cdot (1/f_d) \cdot i \cdot f) \cdot 2^{k-1}], \quad (1)$$

$$\text{Im_CF}(i) = [\sin(2 \cdot \pi \cdot (1/f_d) \cdot i \cdot f) \cdot 2^{k-1}]. \quad (2)$$

Где f – частота несущего сигнала; f_d – частота дискретизации; i – номер отсчета; [...] – целая часть числа.

Модулирующий сигнал также представлен комплексным числом с синфазной $\text{Re_M}(P_m)$ и квадратурной $\text{Im_M}(P_m)$ составляющими расположенными в ПЗУ 2.

Отсчеты сигнала $S(i)$ на выходе модулятора получают путем комплексного умножения несущего и модулирующего сигналов в соответствии с формулой 3.

$$S(i) = (\text{Re_CF}(i) \times \text{Re_M}(i)) + (\text{Im_CF}(i) \times \text{Im_M}(i)). \quad (3)$$

После выполнения комплексного умножения и суммирования синфазной и квадратурной составляющих разрядность полученного отсчета увеличивается до $2 \cdot k + 1$. [5] Для того чтобы

получить на выходе модулятора отсчеты с разрядностью k сигнал должен быть усечен в соответствии с формулой 4, что приводит к искажениям при формировании.

$$S'(i) = [S(i) \times (2^k) / (2^{(2-k+1)})] \quad (4)$$

С целью оценки влияния искажений, вызванных цифровым представлением сигнала с конечной разрядностью k была построена модели формирователя ФКМ-сигналов.

В результате моделирования на основе составленной программы был получен ряд характеристик, в различных сечениях схемы и при различных значениях разрядности ЦАП.

Выходной сигнал устройства формирования отсчетов радиоимпульса с ФКМ после нормировки (после блока усечения) при $k = 16$ и $k = 8$ приведены на рисунке 2.

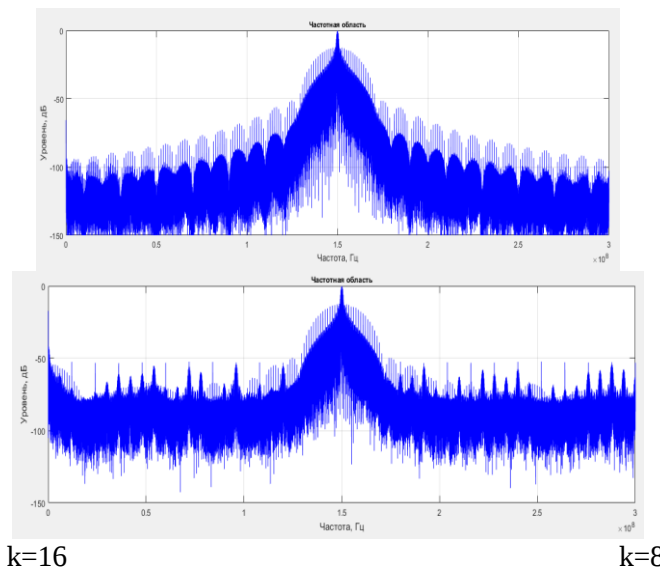


Рисунок 2 – Спектр сигнала на выходе цифрового квадратурного модулятора при различных значениях разрядности k ЦАП

В результате анализа полученных характеристик можно заключить, что для формирования цифровым квадратурным модулятором ФКМ радиоимпульса требуется сетка разрядности представления чисел не менее 2^{12} . При снижении разрядности в спектр формируемого сигнала вносятся значительные искажения.

В дальнейшей работе планируется создание программного комплекса который позволит провести более детальное моделирование при построении схем формирователей на основе принципа цифрового квадратурного синтеза.

Литература

1. Бакулев П.А. Радиолокационные системы. Учебник для вузов – М.: Радиотехника – 2004. – 320 с.
2. Баскаков С.И. Радиотехнические цепи и сигналы: Учебник для вузов. – М.: Высшая школа, 1988. – 448 с.
3. Кривченков Д.Н. Использование зондирующих сигналов с фазовой кодовой манипуляцией в соответствии с дополнительными последовательностями // Межвузовский сборник научных трудов: Методы и устройства обработки сигналов в радиотехнических системах. Выпуск 6, 2012, С.52-59.
4. Варакин Л. Е. Теория сложных сигналов. М.: Сов. радио, 1970. – 376 с.
5. Карташев В.Г. Основы теории дискретных сигналов и цифровых фильтров: Учеб. пособие для вузов. – М.: Высш. школа, 1982. – 109 с.

Карлин Е.С.

*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: kia_s@list.ru*

Устойчивость гибридного синтезатора частот с ЦВС в тракте опорного сигнала

Применение систем прямого цифрового синтеза сигналов совместно с системами фазовой автоподстройки частоты позволяет строить высокоэффективные системы гибридного синтеза частот.

Достоинства цифровых вычислительных синтезаторов частот (ЦВС) такие, как устойчивость, простота, высокая скорость перестройки, малый шаг сетки [1,2] и др., определили их широкое применение при построении гибридных синтезаторов частот.

Важнейшей характеристикой гибридного синтезатора является его устойчивость.

Работа посвящена исследованию устойчивости гибридного синтезатора частот при воздействии дестабилизирующих факторов на опорный генератор, фазовый детектор системы фазовой автоматической подстройки частоты в составе синтезатора, ЦВС и генератор управляемый напряжением

При малых значениях фазовых флуктуаций проведена линейная аппроксимация характеристик основных блоков устройства: фазового детектора автокомпенсатора, фазовращателя, генератора управляемого напряжением, фазового детектора системы фазовой автоматической подстройки частоты.

По полученным передаточным характеристикам устройства, с использованием частотного критерия проведено исследование устойчивости синтезатора для следующих типов применяемых фильтров: фильтры нижних частот первого порядка; фильтры нижних частот второго порядка и для безынерционных трактов.

Проведено моделирование синтезатора в среде Matcad. В работе рассчитаны и приведены годографы для рассматриваемых параметров синтезатора и определены условия устойчивости. Кроме того рассчитаны запасы устойчивости гибридного синтезатора с ЦВС в тракте опорного сигнала.

Литература

1. Васильев Г.С., Суржик Д.И., Харчук С.М., Курилов И.А Шумовые свойства формирователя сигналов с автокомпенсацией фазовых помех. – Радиотехнические и телекоммуникационные системы. 2015. № 4 (20). С. 5-12.
2. Васильев Г.С., Курилов И.А., Харчук С.М. Моделирование нелинейного автокомпенсатора фазовых помех ЦАП прямого цифрового синтезатора частот. // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. №2, 2014. – С. 30-38.

Круглов А.С.

*Научный руководитель - д.т.н., доцент Е.В. Федосеева**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: kruglov.a2010@yandex.ru***Трехдиапазонная СВЧ радиометрическая система с компенсацией фоновых шумов**

Важным вопросом СВЧ радиометрических измерений является уменьшение уровня принимаемых сигналов через боковые лепестки диаграммы направленности антенны. Один из методов решения данной проблемы – реализация компенсационных измерений, при которых для приема сигналов применяется двухканальная антенна, имеющая две диаграммы направленности на одной апертуре при работе в двухмодовом режиме общего волновода круглого сечения. В результате на выходе антенны формируются два сигнала – основной измерительный и дополнительный сигнал компенсации [1]. Для разделения сигналов в антенне предусмотрено специальное устройство модовый разделитель [2].

Измерения собственного радиотеплового излучения атмосферы с осадками выполнялись трехдиапазонной СВЧ радиометрической системой, центральные частоты диапазонов которой 22ГГц, 11 ГГц и 3,8ГГц. Структурная схема СВЧ радиометрической системы представлена на рис.1 [3].

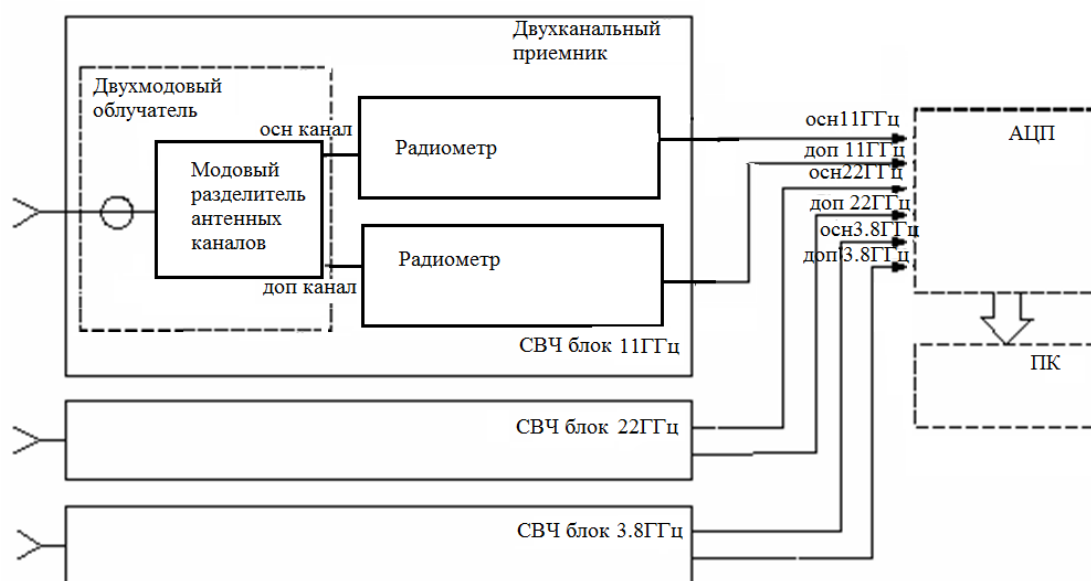


Рис. 1 - Трехдиапазонная СВЧ радиометрическая система с компенсацией фоновых шумов

Результаты экспериментальных измерений диаграммы направленности представлены на рис. 2 и рис.3, где 1 – основной канал, 2 – дополнительный канал [3]. На основании данных диаграмм, можно сказать, что практические и теоретические диаграммы направленности получились близкими.

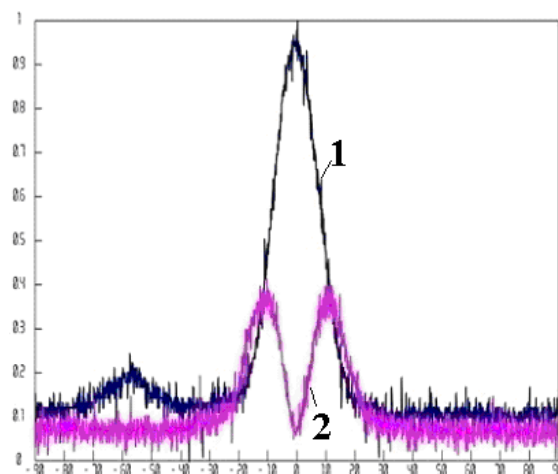


Рис. 2 - Экспериментальная ДН облучателя канала 2,7 см

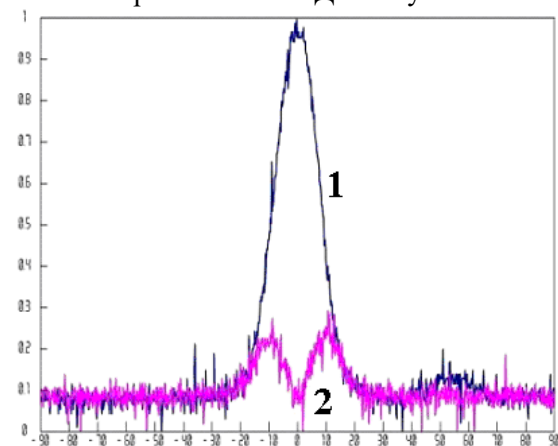


Рис. 3 - Экспериментальная ДН облучателя канала 1,35 см

Выходные сигналы для каждой из частот СВЧ радиометрической системы представлены на рис.4.

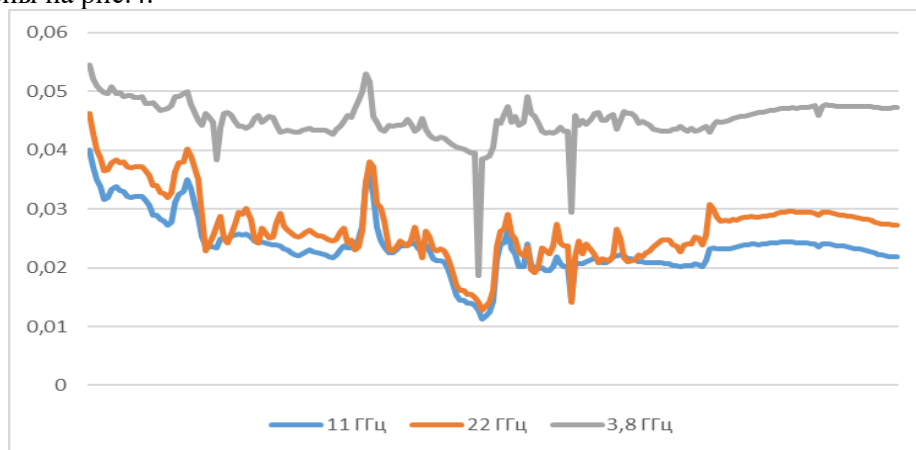


Рис.4 - Временные зависимости выходных сигналов СВЧ радиометрической системы с компенсацией фоновых шумов

Литература

1. Патент на полезную модель № 91630 Радиометрическая система с компенсацией аддитивных внешних фоновых помех// Федосеева Е.В. Оpubл.: 20.02.2010 Бюл. №5.
2. Патент РФ №2300831 Способ снижения уровня шума антенны и двухмодовая апертурная антенна. // Федосеева Е.В., Ростоккина Е.А., Ростоккин И.Н. Оpubл.: 10.06.2007 Бюл. №16.
3. Ростоккин, И.Н. Вопросы построения многочастотной СВЧ радиометрической системы

дистанционного зондирования облачной атмосферы с компенсацией фонового излучения / И.Н. Ростокин, Е.В. Федосеева // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. – 2015. - №1(17) – с.5 – 12.

Логашов Д.А.

Научный руководитель – доцент, канд. техн. наук К.К. Храмов
Муромский институт (филиал) федерального государственного образовательного
учреждения высшего образования «Владимирский государственный университет име-
ни Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых»
602264, г. Муром, Владимирская обл., ул. Орловская, 23
E-mail: Logashov_d@mail.ru

Использование технологии LoRa в системах связи

В начале 2015 года компания Semtech Corporation и исследовательский центр IBM Research представили новый открытый энергоэффективный сетевой протокол LoRaWAN (Long Range Wide Area Networks), обеспечивающий значительные преимущества перед Wi-Fi и сотовыми сетями благодаря возможности развертывания межмашинных (M2M) коммуникаций [1].

LoRa™ (от англ. Long Range – связь дальнего радиуса действия) – является технологией и одновременно методом модуляции. Данный метод модуляции основан на принципе расширения спектра (spread spectrum modulation) и вариации линейной частотной модуляции (chirp spread spectrum, CSS), при которой информация кодируется широкополосными импульсами с увеличивающейся или уменьшающейся частотой на некотором временном интервале. Такой подход, в отличие от метода прямого расширения спектра, позволяет приемнику быть менее чувствительным к отклонениям частоты от номинального значения и снижает требования к опорному генератору, что дает возможность использовать недорогие кварцевые резонаторы. В технологии LoRa применяется прямая коррекция ошибок (forward error correction, FEC) [1].

Устройства, применяющие технологию LoRa, способны демодулировать сигналы на уровне 20 дБ ниже уровня шумов, тогда как основная часть систем с частотной манипуляцией (frequency shift keying, FSK) способны эффективно принимать сигналы на уровне не ниже 8-10 дБ над уровнем шумов [2].

Такая высокая чувствительность (–148 дБм) технологии LoRa, позволяет эффективно применять ее в устройствах, где требуется низкое энергопотребление и высокий уровень устойчивости связи на дальних расстояниях. Системы, в которых применяется данная технология, используются в автономных датчиках, способных работать длительное время от маломощного источника питания и находящихся на удалении от базовой станции [2].

Устройства, применяющие технологию LoRa, работают на нелицензируемых ISM (Industrial, Science, and Medical – индустриальные, научные и медицинские) частотах, а точнее на частотах 915 МГц (США, Канада, Австралия), 433 МГц (Европа) или же 868 МГц (Европа, Индия). Это позволяет любому пользователю беспрепятственно создать сеть, работающую на этих частотах. Однако существует ограничение по максимальной мощности передатчика. В Европе ограничение составляет 14 дБм, что соответствует мощности 25 мВт (очень малое по сравнению с мобильным телефоном).

В докладе описывается метод модуляции LoRa. Приводятся результаты математического моделирования процессов модуляции и демодуляции CSS сигнала. Описывается реализация технологии LoRa в современных системах связи. Рассматриваются характеристики и параметры приемо-передающего устройства Ra-02. Приводятся данные экспериментального исследования системы связи, реализованной с применением технологии LoRa.

Литература

1. Официальный сайт Semtech Corporation [Электронный ресурс]: “LoRa Modulation Basics“, 2015. URL: <https://www.semtech.com/uploads/documents/an1200.22.pdf>
2. Официальный сайт Semtech Corporation [Электронный ресурс]: “SX1276-7-8-9 Datasheet“, 2016. URL: https://www.semtech.com/uploads/documents/DS_SX1276-7-8-9_W_APP_V6.pdf

Маркин В.И.

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: psajren-asakura@yandex.ru

Передаточные функции формирователя сигналов с ЦВС в тракте информационного сигнала

Применение формирователей сигналов построенных на основе метода гибридного синтеза частот позволяет сформировать сетку высокостабильных частот и обеспечить высокие качественные показатели радиоаппаратуры. В качестве задающего блока формирования частот используется цифровой вычислительный синтезатор частот (ЦВС).

Проведенные исследования подтверждают эффективность применения метода автоматической компенсации помех для подавления фазовых искажений сигналов, возникающих в цифровом синтезаторе частот формирователя сигналов[1,2]. Подавление фазовых искажений сигналов ЦВС позволяет повысить качественные характеристики формирователя в целом.

Система включает в себя дополнительный канал управления фазой, что улучшает шумовые характеристики формирователя.

Возмущения, воздействующие на формирователь сигналов приняты достаточно малыми, что бы обеспечить возможность линеаризации системы.

В работе для варианта малых возмущений проведена линеаризация исследуемого устройства. В качестве воздействий приняты следующие: отклонение фазы генератора, управляемого напряжением и отклонение фазы цифро-аналогового преобразователя ЦВС.

Структурная модель формирователя сигналов при воздействии возмущения на генератор, управляемого напряжением представлена на рис. 1

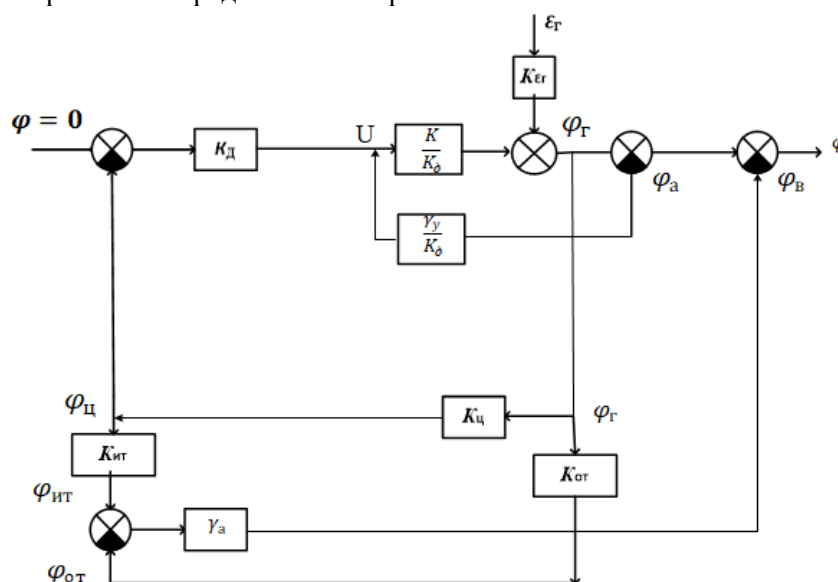


Рис. 1

Получены передаточные характеристики формирователя с автокомпенсацией и фазовым управлением в тракте выходного сигнала, для двух вариантов рассматриваемых воздействий. Так для воздействий на генератор, управляемый напряжением и на цифро-аналоговый преобразователь ЦВС они имеют вид, соответственно

$$H_{\varepsilon\gamma} = \frac{K_{\varepsilon\gamma}\tau_p}{\tau_p + M(p)} [1 + N_{\gamma}M_{\gamma}(p)K_{\varepsilon} - (K_{\varepsilon}K_{\text{ит}} - K_{\text{от}})N_{\alpha}M_{\alpha}(p)],$$

и

$$H_{\varepsilon\zeta} = -\frac{K_{\varepsilon\zeta}M(p)}{K_{\varepsilon}(\tau_p + M(p))} \left[1 - \frac{K_{\varepsilon}\tau_p N_{\gamma}M_{\gamma}(p)}{M(p)} - \left(K_{\varepsilon}K_{\text{ит}} - \frac{K_{\text{ит}}K_{\varepsilon}(M(p) + \tau_p)}{M(p)} - K_{\text{от}} \right) N_{\alpha}M_{\alpha}(p) \right].$$

Передаточные характеристики позволяют провести исследование устойчивости, динамических и частотных характеристик формирователя с автокомпенсацией и фазовым управлением для произвольных типов фильтров в компенсационных трактах и в тракте фазовой автоподстройки частоты.

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.
2. Васильев Г.С., Суржик Д.И., Харчук С.М., Курилов И.А. Шумовые свойства формирователя сигналов с автокомпенсацией фазовых помех. – Радиотехнические и телекоммуникационные системы. 2015. № 4 (20). С. 5-12.

Маркин В.И.

*Научный руководитель: Жиганова Е.А. к.т.н., доцент
Муromский 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*

Сравнительный анализ полиэкспоненциальных аппроксимаций нелинейных характеристик

Полиэкспоненциальная аппроксимация в наибольшей степени соответствует виду законов, отражающих сущность физических процессов, происходящих в полупроводниковых приборах и микросхемах, что позволяет использовать табулированные модифицированные функции Бесселя. Полиэкспоненциальная аппроксимация представляется в виде

$$i(u) = \sum_{m=1}^M a_m e^{b_m u}, \quad (1)$$

где a_m , b_m – коэффициенты аппроксимации, подлежащие определению при решении системы алгебраических уравнений степени M .

При высокой степени нелинейности характеристики в больших пределах изменения напряжения приходится брать большое количество коэффициентов a_m и b_m . Если полиэкспоненциальная аппроксимация имеет вид

$$i(u) = \sum_{m=0}^M a_m e^{(-1)^m m u}, \quad (2)$$

то ее называют полиэкспоненциальной аппроксимацией с чередующимися знаками показателей степени (ПЭА ЧЗ).

При применении (2) возникает трудность вычисления коэффициентов аппроксимации a_m , заключающаяся в составлении и решении системы $(M+1)$ уравнений. Но эта трудность значительно упрощается при использовании прикладной программы Mathcad и представлением системы в матричной форме. Неизвестные коэффициенты a_m в (2) определяются из условия минимума среднеквадратической ошибки СКО

$$\sigma^2 = \frac{1}{K^2} \sum_{j=1}^K \left(i_j - \sum_{m=0}^M a_m e^{(-1)^m m u_j} \right)^2, \quad (3)$$

где K – число точек НХ, i_j , U_j – значения тока и напряжения в j – ой точке.

Если полиэкспоненциальная аппроксимация имеет вид

$$i(u) = \sum_{m=0}^M a_m e^{m u},$$

то ее называют полиэкспоненциальной аппроксимацией с положительными знаками показателей степени (ПЭА ПЗ).

ПЭА ПЗ отличается от ПЭА ЧЗ наличием только положительных показателей степеней экспонент. Используя матричный метод для поиска неизвестных коэффициентов в ПЭА ЧЗ необходимо рассчитать $3K$ элементов матрицы, а для ПЭА ПЗ – $(2K+1)$. Поэтому вычисление коэффициентов для ПЭА ПЗ менее трудоемкое, чем для ПЭА ЧЗ. Для сравнительного анализа аппроксимаций вида (1) и (2) был взят биполярный транзистор КТ 920Б, проходная характеристика которого имеет большую крутизну. Значения СКО приведены в таблице 1, а графическая зависимость от числа точек аппроксимации – на рис. 1.

Таблица 1

Число точек	ПЭА ЧЗ	ПЭА ПЗ
7	$2,732 \cdot 10^{-3}$	$1,674 \cdot 10^{-5}$
8	$7,423 \cdot 10^{-4}$	$1,227 \cdot 10^{-5}$
9	$4,329 \cdot 10^{-4}$	$8,56 \cdot 10^{-6}$
10	$1,57 \cdot 10^{-5}$	$4,93 \cdot 10^{-6}$

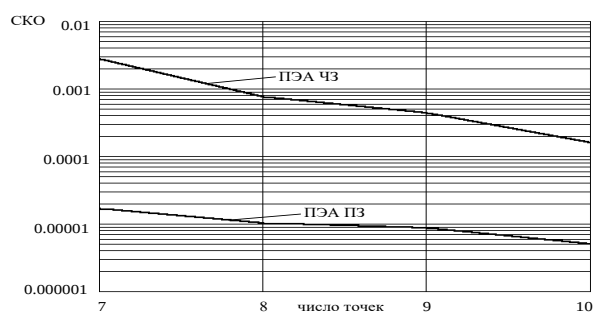


Рис. 1

Матерухин С.Е., Сочнева Н.А.

*Научный руководитель д.т.н., профессор, зав. каф. РТ 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 , sochnewa.natalya@yandex.ru*

Моделирование выходного сигнала цифрового вычислительного синтезатора с быстродействующим цифроаналоговым преобразователем в режиме работы radio frequency

В современных радиосистемах широко применяются цифровые вычислительные синтезаторы частот [1-3], работа которых основана на методе прямого цифрового синтеза. ЦВС необходимы для точного формирования радиосигналов. Важнейшим элементом таких синтезаторов является цифро-аналоговый преобразователь [4-7]. Совершенствование ЦАП – введение новых режимов работы, повышение тактовой частоты позволяет увеличить частоту выходного сигнала цифровых формирователей без ухудшения шумовых характеристик. В данной работе речь пойдет об исследовании одного из перспективных режимов работы быстродействующих ЦАП.

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 цифровых вычислительных синтезаторов [8].

Рассмотрим режим работы быстродействующего цифроаналогового преобразователя radio frequency (RF) [5-7]. При его реализации за каждый период тактового сигнала режима NRZ происходит два разнополярных импульса длительностью $\tau = T/2$.

С помощью программы математического моделирования MathCAD была реализована математическая модель выходного сигнала цифрового вычислительного синтезатора, содержащего быстродействующий ЦАП в режиме работы RF – рис. 1.

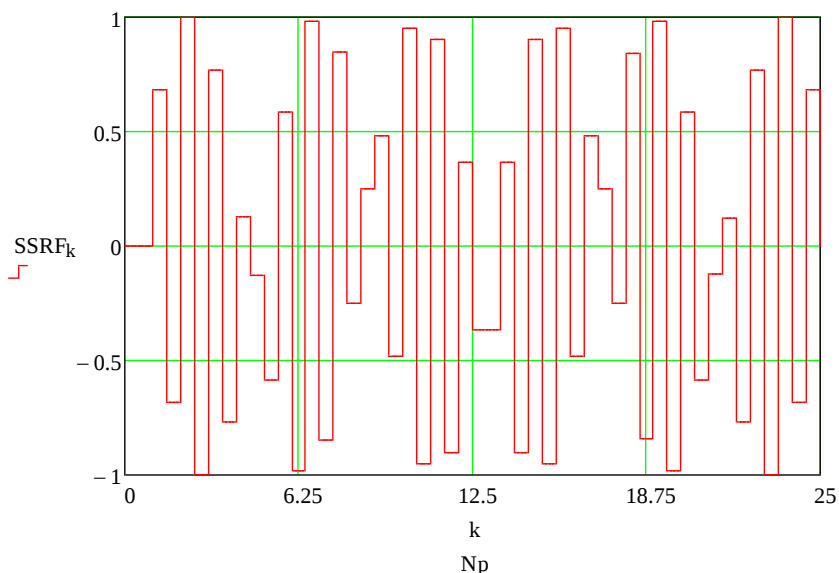


Рис. 1 – Выходной сигнал ЦВС с ЦАП в режиме работы RF

Каждый тактовый импульс сигнала во временной области для режима работы RF представлен двумя разнополярными импульсами длительностью $\tau = T/2$, что подтверждает его теоретическое описание.

Проанализируем спектр выходного сигнала ЦВС с ЦАП в режиме работы RF – рис.2.

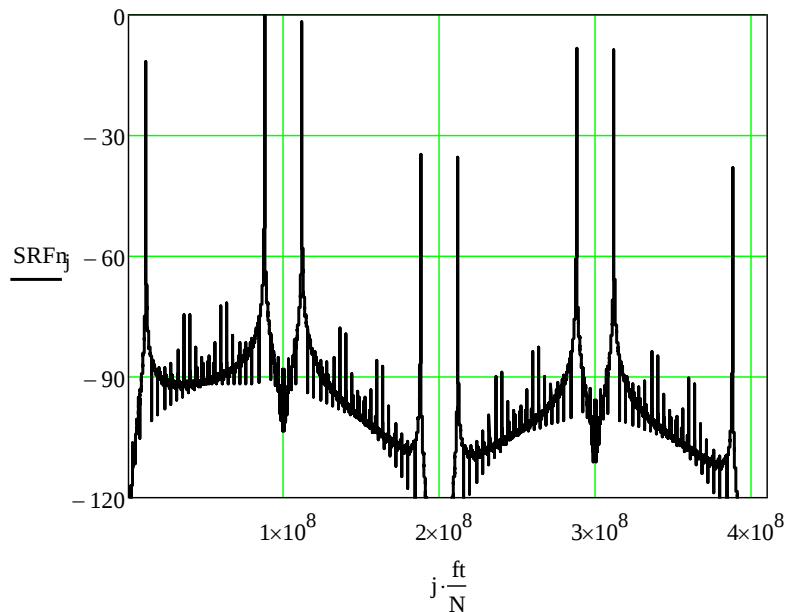


Рис.2 – Спектр выходного сигнала ЦВС с ЦАП в режиме работы RF

Можно увидеть, что уровни первого отрицательного и первого положительного, а также третьего отрицательного и третьего положительного образов возросли относительно несущей до 10 дБ. Это позволяет использовать эти образы для формирования сигнала с такой же амплитудой, но с частотой, большей основной на порядок и более, при этом уровень фазового шума будет меньше на эту же величину.

Таким образом, разработанная математическая модель выходного сигнала ЦВС с ЦАП в режиме работы RF подтвердила теоретические данные, опубликованные в описании микросхемы быстродействующего ЦАП AD9739 [9]. Она позволяет проводить исследования выходного сигнала ЦВС, построенного на основе быстродействующего ЦАП в режиме работы RF, для любых соотношений синтезируемой частоты и тактовой частоты ЦВС.

Литература

1. 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.
2. 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.
3. 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.
4. Под ред. Уолта Кестера. Аналого-цифровое преобразование. Москва: Техносфера, 2007. – 1016 с.
5. High-SpeedDACs [Электронный ресурс]: сайт компании MaximIntegrated, 2017. URL: <https://para.maximintegrated.com/en/results.mvp?fam=hsdacs&tree=master>
6. 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>
7. Kuckreja Ajay, OstremGeir, "High-Speed DACs ease transmitter designs," Microwave & RF, August 2010.
8. 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.
9. Цифро-аналоговый преобразователь AD9739 – сайт компании Analog Devices <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/ad9739.pdf>

Матерухин С.Е., Сочнева Н.А.

*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 , sochnewa.natalya@yandex.ru*

Моделирование выходного сигнала цифрового вычислительного синтезатора с быстродействующим цифроаналоговым преобразователем в режиме работы return-to-zero

В современных радиотехнических системах широко используются цифровые формирователи сигналов. При этом в состав таких формирователей входят цифровые синтезаторы частот [1-3], работа которых основана на методе прямого цифрового синтеза. Важнейшим элементом таких синтезаторов является цифро-аналоговый преобразователь [4-7]. Совершенствование ЦАП – введение новых режимов работы, повышение тактовой частоты - позволяет увеличить частоту выходного сигнала цифровых формирователей без ухудшения шумовых характеристик. В данной работе речь пойдет об исследовании режимов работы быстродействующих ЦАП, на основе которых можно создать цифровые вычислительные синтезаторы, обладающие лучшими качественными характеристиками.

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 цифровых вычислительных синтезаторов [8].

Рассмотрим режимы работы быстродействующего цифроаналогового преобразователя.

1. Нормальный режим работы, или non-return-to-zero (NRZ). Максимум частотной характеристики приходится на первую зону Найквиста.
2. Режим работы ЦАП, в котором применяется уменьшение длительности τ тактовых импульсов, получил название return-to-zero (RZ) mode [5-7].

С помощью программы математического моделирования MathCAD была реализована математическая модель выходного сигнала цифрового вычислительного синтезатора, содержащего быстродействующий ЦАП в режимах работы NRZ и RZ – рис. 1, рис.2.

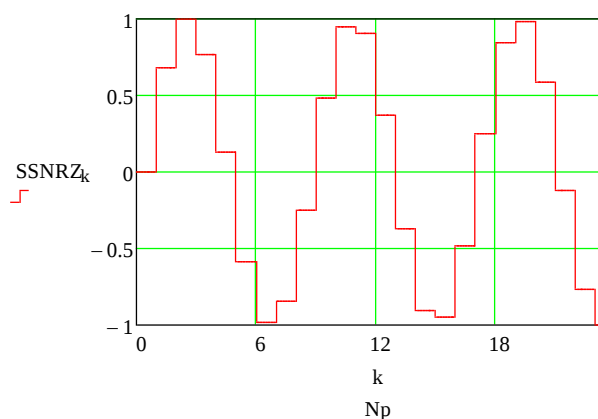


Рис.1 – Выходной сигнал ЦАП с ЦАП в режиме работы NRZ

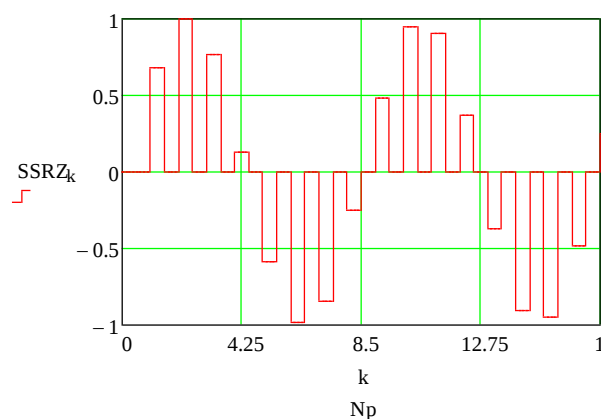
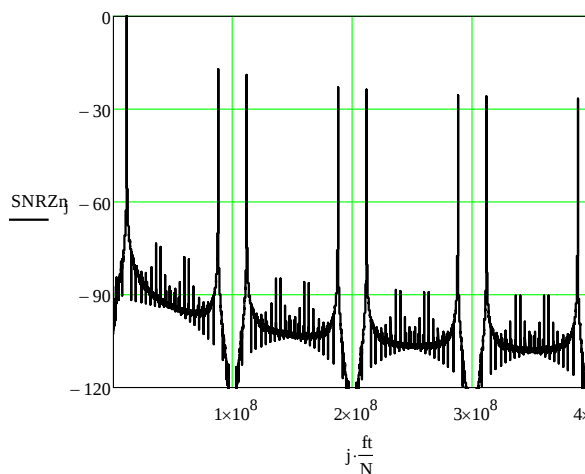


Рис.2 – Выходной сигнал ЦАП с ЦАП в режиме работы RZ

Осциллограмма сигнала для режима работы RZ, приведенная на рисунке 2, во время второго полупериода тактовой частоты возвращается к нулю, что подтверждает его теоретическое описание.

Проанализируем выходной спектр ЦВС с ЦАП в режимах работы NRZ и RZ – рис.3, рис. 4.



ис.3 – Спектр выходного сигнала ЦВС с ЦАП в режиме работы NRZ

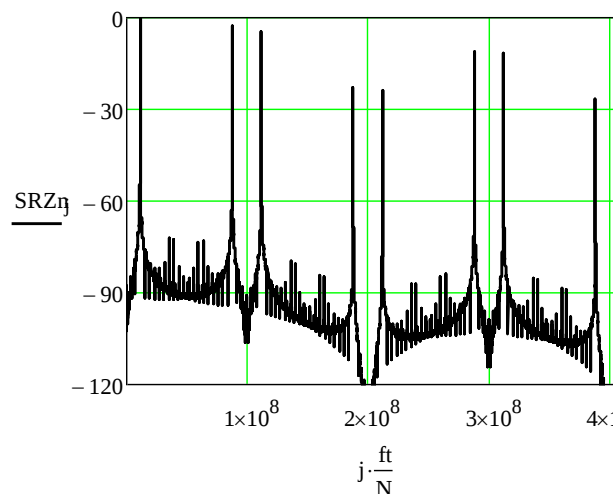


Рис.4 – Спектр выходного сигнала ЦВС с ЦАП в режиме работы RZ

Как видно, в спектре уменьшаются уровни второго отрицательного и второго положительного образов на 3 дБ, а уровни первого положительного и первого отрицательного, а также третьего положительного и третьего отрицательного – возрастают на 12-15 дБ по сравнению с режимом работы NRZ и становятся почти равными уровням основной частоты. Это позволяет использовать эти образы для формирования сигнала с такой же амплитудой, но с частотой, большей основной на порядок и более. Кроме того, выигрыш по уровню фазового шума должен составить примерно 12- 15 дБ.

Таким образом, разработанная математическая модель выходного сигнала ЦВС с ЦАП в режиме работы RZ подтвердила теоретические данные, опубликованные в описании микросхемы быстродействующего ЦАП AD9739 [9]. Она позволяет проводить исследования выходного сигнала ЦВС, построенного на основе быстродействующего ЦАП в режиме работы RZ, для любых соотношений синтезируемой частоты и тактовой частоты ЦВС.

Литература

1. 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.
2. 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.
3. 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.
4. Под ред. Уолта Кестера. Аналого-цифровое преобразование. Москва: Техносфера, 2007. – 1016 с.
5. High-SpeedDACs [Электронный ресурс]: сайт компании MaximIntegrated, 2017. URL: <https://para.maximintegrated.com/en/results.mvp?fam=hsdacs&tree=master>
6. 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>
7. Kuckreja Ajay, OstremGeir, "High-Speed DACs ease transmitter designs," Microwave & RF, August 2010.

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

9. Цифро-аналоговый преобразователь AD9739 – сайт компании Analog Devices <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/ad9739.pdf>

Пономарёв С.В., Якименко К.А.

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: ponomarev_mivlgu@mail.ru

Увеличение диапазона выходных частот ГСЧ, использующего образы основной частоты ЦВС

Структурная схема ГСЧ, использующего образы основной частоты ЦВС, представлена на рисунке 1.

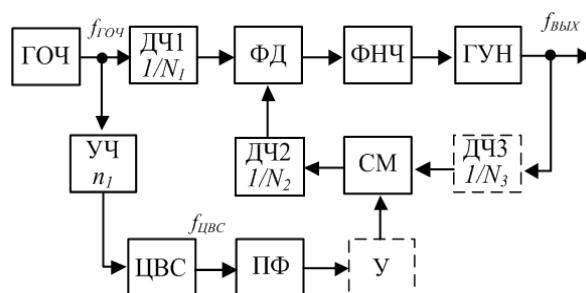


Рисунок 1 - Структурная схема ГСЧ на основе прямого цифрового и косвенного методов синтеза, использующего образы основной частоты ЦВС

На рисунке 1 применены следующие обозначения: ГОЧ – генератор опорной частоты, ЦВС – цифровой вычислительный синтезатор, ФД – фазовый детектор, ГУН – генератор, управляемый напряжением, СМ – смеситель, УЧ – умножитель частоты, ДЧ1, ДЧ2, ДЧ3 – делители частоты, ФНЧ – фильтр нижних частот, ПФ – полосовой фильтр, У – усилитель.

Данный ГСЧ, использующий образы основной частоты ЦВС способен формировать как одночастотный сигнал, так и диапазон выходных частот с малым шагом перестройки частоты.

Были рассмотрены два случая: ГСЧ с ДЧ3 и без него.

Графики зависимости выходных частот ГСЧ от коэффициентов деления ДЧ, номера образа, шага перестройки с использованием ДЧ3 и без его использования представлены на рисунке 2

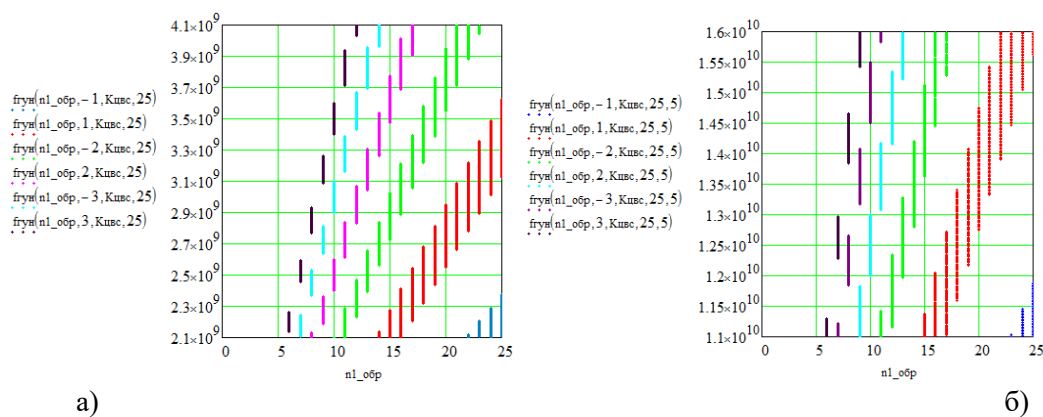


Рисунок 2 – Диапазон выходных частот ГСЧ
 а) без ДЧ3, при N2=25; б) с ДЧ3, при N2=25, N3=5

При использовании ДЧ3 диапазон выходных частот почти в 5 раз больше чем в первом случае.

В результате анализа было выяснено, что ДЧЗ действительно способствует увеличению выходных частот при тех же коэффициентах, а также способствует увеличению диапазона выходных частот.

Использование образов основной частоты ЦВС можно считать новым перспективным методом решения проблемы повышения выходной частоты. Как минимум, данный метод позволяет уменьшать число транзисторных каскадов выходного умножителя частоты при таком же уровне фазовых шумов.

А использование в схеме ДЧЗ можно считать реальным действующим методом решения проблемы увеличения диапазона выходных частот

Литература

1. Стешенко, В. Цифровые синтезаторы прямого синтеза частот. // В. Стешенко. – Компоненты и технологии, 2002. – №7.
2. Мерфи, Е. Прямой цифровой синтез (DDS) / Е. Мерфи, К. Слеттери, перевод А. Власенко // Компоненты и технологии. – 2006. – №8.
3. Макаренко, В. Синтезаторы частоты прямого цифрового синтеза. // В. Макаренко, – Chip-news, №6 (109), 2006. – С. 24 - 27.
4. Белов, Л.А. Современные синтезаторы стабильных частот и сигналов // Л.А. Белов // Радиотехника. - 2007. – №3. – С. 21-25.
5. Ромашов В.В., Ромашова Л.В., Храмов К.К., Докторов А.Н., Якименко К.А. Моделирование шумовых характеристик гибридных синтезаторов частот // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. – 2014. - №1 – С.5-20.

Туманов М.А.

Научный руководитель - д.т.н., доцент Е.В. Федосеева
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:mix.tumanoff2017@yandex.ru

Анализ качества работы синтезатора частот с автокомпенсацией помех и регулированием по отклонению.

Анализ качества работы систем основан на положении, что структурная схема и параметры устройства известны, необходимо оценить качество ее работы, например, ее реакцию на помеховое воздействие. Показатели качества работы зависят не только от параметров системы, но и от свойств помеховых сигналов, действующих на него. Известно, что воздействие помеховых сигналов на систему радиоавтоматики приводит к снижению точности ее работы.

Законы изменения управляющих воздействий и помех обычно заранее неизвестны, поэтому качество работы систем РА определяется косвенными признаками, которые называют показателями качества работы системы.

В данной работе был выполнен анализ показателей качества работы синтезатора частот с автокомпенсацией помех и регулированием по отклонению.

Структурная схема рассматриваемого представлена ниже (рисунок 1).

Синтезатор частот включает в себя: опорный генератор (ОГ), умножитель частоты 1 и 2 (УЧ1, УЧ2) соответственно выполненный на системе ФАПЧ, цифро-аналоговый преобразователь (ЦАП), автокомпенсатор с регулированием по отклонению (АК с РО).

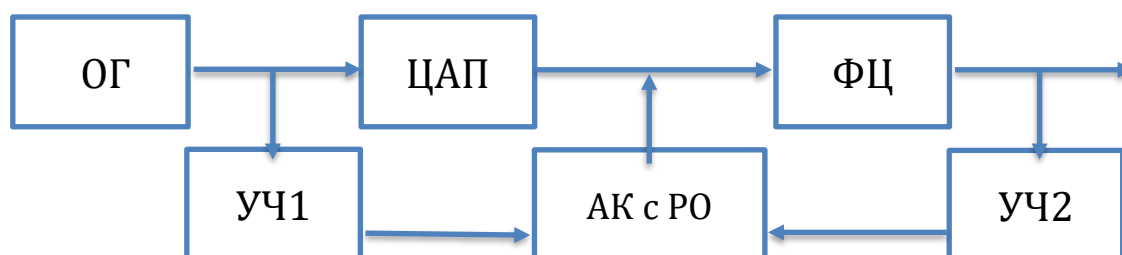
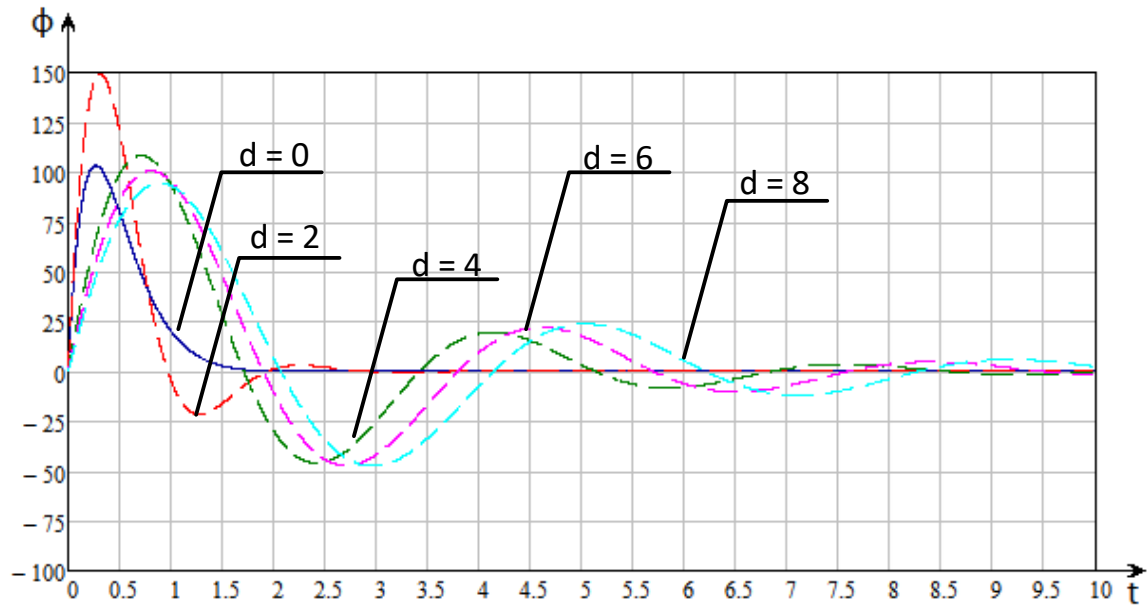
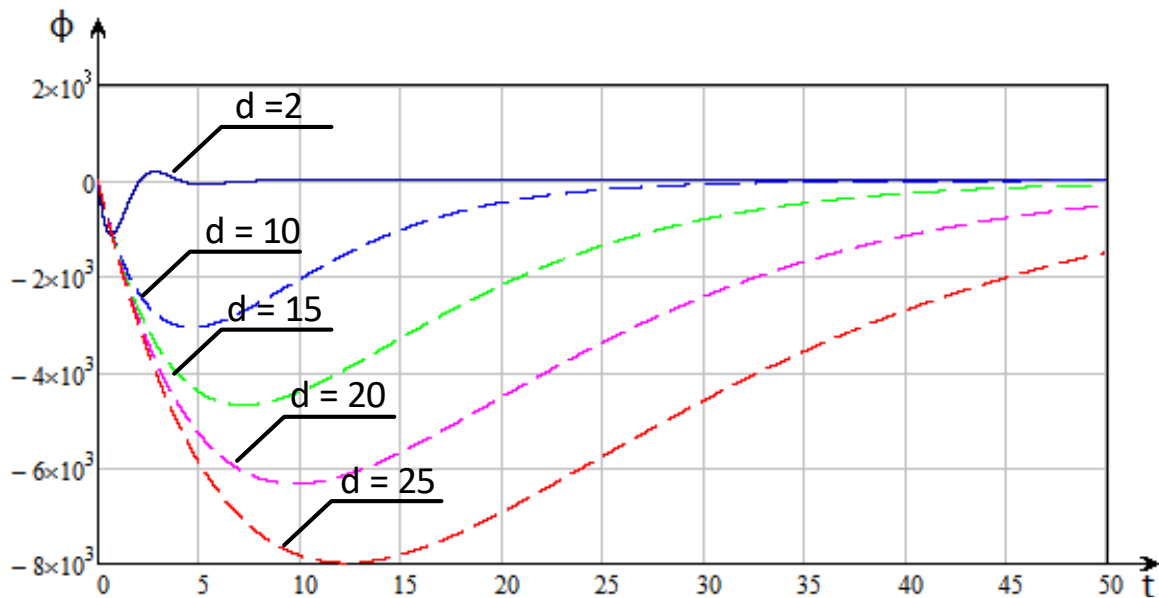


Рисунок 1 – Синтезатор частот с автокомпенсацией помех и регулированием по отклонению. Схема электрическая структурная



Реакция системы на помеховый прирост входного сигнала при увеличении параметра d_2



Реакция системы на линейное помеховое воздействие при увеличении параметра d_2

На основе полученных результатов от полученных расчетов был выполнен анализ качества синтезатора частот с автокомпенсацией помех и регулированием по отклонению, исследована и проанализирована реакция синтезатора при воздействии постоянного прироста и линейного воздействия во времени на различные блоки входящие в схему устройства, в частности:

- При постоянном приросте, при линейном изменении во времени ОГ;
- При постоянном приросте, при линейном изменении во времени ГУН1;
- При постоянном приросте, при линейном изменении во времени ЦАП;
- При постоянном приросте, при линейном изменении во времени УФ;
- При постоянном приросте, при линейном изменении во времени ГУН2;

Устюжанцев В.А.

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

Обзор методов уменьшения интермодуляционных колебаний

Проведенный обзор методов уменьшения интермодуляционных колебаний ИМК в радиопередающих устройствах позволил составить следующую классификацию, приведенную на рис. 1.

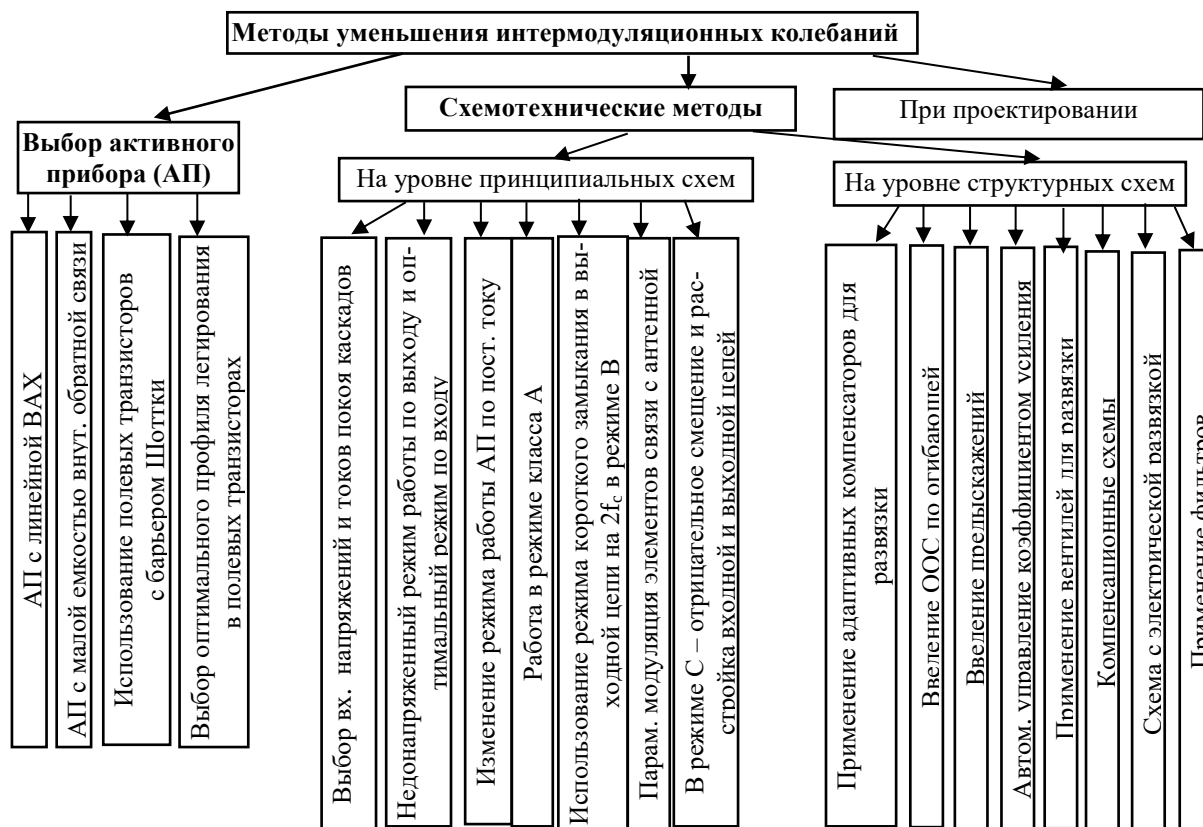


Рис.1

Наиболее универсальными методами являются фильтрация и развязка. Для улучшения фильтрации ИМК необходимо увеличивать порядок антенного фильтра РПДУ, что ухудшает массогабаритные характеристики и стоимость устройства. Известно, что увеличение порядка фильтра выше четвертого приводит лишь к незначительному увеличению добротности.

Выбор биполярного транзистора в усилителях РПДУ чаще всего определяется требуемым коэффициентом усиления по мощности. Для обеспечения малого уровня ИМК следует использовать приборы с близкими к горизонтальным участками выходных вольтамперных характеристик в области насыщения и с наименьшей величиной емкости внутренней обратной связи. С увеличением частоты сигнала в биполярных транзисторах (БТ) сильнее проявляют себя инерционные процессы в области базы, что приводит к росту искажений сигнала. В СВЧ диапазоне чаще используют полевые транзисторы, обладающие более линейной проходной характеристикой и малой инерционностью. При незначительном уменьшении коэффициента усиления согласование транзистора по выходу на минимум ИМК позволяет уменьшить их уровень на 20-30 дБ. Нагрузка выбирается так, чтобы обеспечить компромиссное соотношение между усилением и уровнем ИМК.

Введение специальных устройств обеспечивает работу на более линейных участках характеристик нелинейных элементов и уменьшает амплитуду колебаний, а также позволяет компенсировать продукты интермодуляции. В современных РПУ для уменьшения ИМК широко используется схема сложения мощности на основе мостовых устройств.