

А.И. Галушкин*, С.Н. Данилин, С.А. Щаников
 *Государственный университет Московский физико-технический институт
 141700, г. Долгопрудный, Московской обл., ул. Институтский пер., 9.
 Муромский институт (филиал) Владимирского государственного университета
 602264 г. Муром, Владимирской обл., ул. Орловская, 23
 e-mail: dsn-55@mail.ru

Методы определения точности функционирования нейросетевых вычислительных средств на основе мемристоров

В соответствии с действующими государственными и международными стандартами в области обеспечения качества технических средств, точность их функционирования принято характеризовать интервалами предельно допускаемых значений (допусками) изменения различных показателей (абсолютной и относительной погрешности, вероятности ошибки, среднеквадратического отклонения оценки, вероятности принятия решения или распознавания образов, сигналов и т.д.). Общим недостатком применяемых в настоящее время показателей точности функционирования нейросетевых компонентов вычислительных средств (искусственных нейронных сетей – ИНС) является отсутствие в них значений допусков на технические параметры [1].

Авторами предложен общий подход к разработке методов определения показателей качества функционирования ИНС произвольной структуры и назначения, предполагающий:

а) получение информации об изменениях любого из типовых показателей качества функционирования ИНС путем математического моделирования вариаций параметров входной информации и (или) нейронов на $\pm m\%$ ($m \in R$) от номинального значения;

б) расчет значений комплексного показателя качества функционирования ИНС по одному или нескольким нейронам;

в) расчет значений обобщающего комплексного показателя качества функционирования ИНС;

г) визуализацию процесса определения показателей качества функционирования ИНС в процессе их проектирования.

На основе общего подхода, разработаны варианты оценки комплексного показателя качества (точности) работы ИНС по каждому нейрону или элементу, при установленных значениях функциональных допусков [2].

$$K_i = 1 - (X_i - X_{доc}) / (X_{доп} - X_{доc}), \text{ при } X_{доп} > X_{доc}, \quad (1)$$

$$K_i = 1 - (X_{доc} - X_i) / (X_{доc} - X_{доп}), \text{ при } X_{доп} < X_{доc}, \quad (2)$$

где $X_{доп}$ – допускаемое значение (допуск) показателя качества работы ИНС; $X_{доc}$ – значение показателя качества работы ИНС, достигнутое при обучении; X_i – значение показателя качества работы ИНС, при вариации параметра i -го нейрона или элемента от номинального значения.

Для количественной оценки качества работы всей ИНС предложен обобщающий комплексный критерий – средний комплексный показатель качества K_{cp} , определяемый выражением

$$K_{cp} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N K_i \quad (3)$$

где N – число структурных элементов в ИНС.

Мемристоры, искусственные нейроны и нейронные сети на их основе (ИНСМ) предлагается моделировать и исследовать как единые физико-информационные объекты, реализованные аппаратно-программными обучаемыми средствами [3]. В них применяются как аналоговые, так и цифровые информационные технологии. Показатели точности функционирования таких объектов должны отражать степень соответствия их выходной информации и теоретически определённой путём моделирования как физических, так и информационных параметров элементов ИНСМ:

$$I_{вых} = f(I_{вх}, П), \quad (4)$$

где $I_{вх}$ и $I_{вых}$ – параметры входной и выходной информации ИНСМ; $П$ – физические и информационные параметры ИНСМ, вариации которых относительно номинальных значений (из-за внутренних или внешних дестабилизирующих факторов) влияют на $I_{вых}$.

Секция 2. Анализ сигналов и систем

Общий подход к разработке методов определения и обеспечения точности ИНСМ должен заключаться в объединении возможностей:

- математического моделирования ИНСМ;
- математического моделирования дестабилизирующих факторов, влияющих на точность функционирования ИНСМ;
- методов исследования ИНСМ как физических объектов (анализ и синтез допусков на физические составляющие носителей $I_{вх}$ и $П$);
- методов исследования ИНСМ как информационных объектов (определение и обеспечение точности путём выбора уровней составляющих $I_{вх}$ и $П$, внесения недопустимых или ошибочных значений);
- аналитических расчётов показателей точности функционирования ИНСМ.

Исследования авторов показали, что одна и та же ИНСМ обладает различной восприимчивостью (чувствительностью) к вариациям параметров ее элементов при использовании различных показателей (критериев) качества обучения и функционирования.

Работа выполнена при поддержке гранта РФФИ №15-07-08330.

Литература

1. Reyneri L.M. Implementation issues of neuro-fuzzy hardware: going toward HW/SW codesign. *IEEE Transactions on Neural Networks*, 2003, No 1 Vol 14, pp. 176-194.
2. Danilin S.N., Shchanikov S.A., Panteleev, S.V. The design of educable components of infocommunication systems with specified operation accuracy // CriMiCo 2015 - 2015 25th International Crimean Conference Microwave and Telecommunication Technology, Conference Proceedings. 2015. PP. 305-306.
3. Данилин С.Н., Щаников С.А. Исследование точности функционирования нейросетевых компонентов РТС на основе мемристоров // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. 2015. №1. С. 39-48.

Акселерометрический метод сбора информации о биомеханике опорно-двигательного аппарата человека

Диагностика опорно-двигательного аппарата человека является первостепенной задачей на этапе определения курса реабилитации и восстановительной методики. Повысить точность, эффективность и надёжность средств гониометрических измерений позволяет замена традиционных механических гониометров и угломеров электронными системами с микропроцессорным управлением. Перспективным подходом в создании гониометрического оборудования является применение инерционных систем контроля на базе акселерометрических преобразователей. Целью работы является создание нового подхода к достижению высокоточных гониометрических измерений, изучение возможности применения акселерометрического метода для измерения суставных перемещений.

Принцип применения акселерометров для измерения угла поворота ϕ , основан на измерении вектора полного ускорения \vec{a} общей точки О кинематической пары в двух системах отсчета [1]. При этом вектор полного ускорения \vec{a} определяется измерением четырёх значений ускорений в двух системах координат a_{x1} , a_{y1} , a_{x2} , a_{y2} , полученных при помощи двухкомпонентных акселерометров дифференциального типа, закреплённых на соседних звеньях диагностируемого сустава (рис.1).

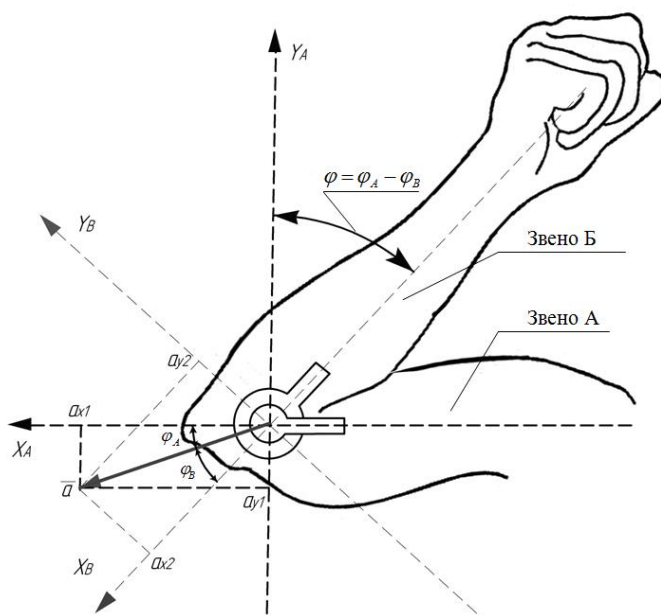


Рис. 1. Акселерометрический метод измерения угла поворота

Ускорение общей точки О биокинематической пары не связано с углом поворота ϕ , а определяется только параметрами общего движения объекта и самой точки О. В результате измерений значений ускорения для каждого акселерометра в двух системах координат на выходе получают четыре сигнала, пропорциональные ускорению общей точки кинематической пары \vec{a} :

$$\left. \begin{aligned} a_{x1} &= K_{x1} a \cos(\phi_A) \\ a_{y1} &= K_{y1} a \sin(\phi_A) \\ a_{x2} &= K_{x2} a \cos(\phi_B) \\ a_{y2} &= K_{y2} a \sin(\phi_B) \end{aligned} \right\}, \quad (1)$$

Секция 2. Анализ сигналов и систем

где ϕ_A и ϕ_B - углы между направлением вектора ускорения общей точки О кинематической пары \vec{a} и измерительными акселерометрическими системами (\vec{x}_A, \vec{y}_A) и (\vec{x}_B, \vec{y}_B) соответственно; K_{x1} , K_{y1} , K_{x2} , K_{y2} - коэффициенты преобразования соответствующих акселерометров.

Исходя из соотношений (1) и на основании связей между компонентами вектора линейного ускорения, при движении объекта и смещении акселерометров на угол $\phi = \phi_A - \phi_B$, последний можно определить по формулам [2]:

$$\begin{aligned}\sin \phi &= \frac{a_{x2}a_{y1}/K_{x2}K_{y1} - a_{y2}a_{x1}/K_{y2}K_{x1}}{(a_{x1}/K_{x1})^2 + (a_{y1}/K_{y1})^2}, \\ \cos \phi &= \frac{a_{x2}a_{x1}/K_{x2}K_{x1} + a_{y2}a_{y1}/K_{y2}K_{y1}}{(a_{x1}/K_{x1})^2 + (a_{y1}/K_{y1})^2}.\end{aligned}\quad (2)$$

При технической реализации данного подхода возникают трудности его практического применения, обусловленные громоздкими вычислениями и нестабильностью системы к влиянию мультипликативных помех. Решением данной проблемы является применение фазометрического метода. [3]

Таким образом, применение акселерометрического метода измерения угловых суставных перемещений определяется простыми тригонометрическими соотношениями и позволяет:

- повысить точность и чувствительность измерений;
- исключить возможность свободного хода биокинематической пары, так как по данной методике угол поворота объектов определяется путем преобразования направления мгновенного вектора ускорения в фазу синусоидального колебания;
- минимизировать стоимость практической реализации данного метода, за счет применения двухкоординатных акселерометров.

Литература

1. Демиденко В.П., Попов Г.М., Пупенин А.В. и др. Устройство для измерения параметров углового движения. // Патент №93026518 (РФ) G01P15/00, заявл. 19.05.1993; опубл. 20.12.1996.
2. Бронштейн И. Н., Семендяев К. А. Справочник по математике для инженеров. – М.: Наука, 1986.
3. Дорофеев Н.В., Кузичкин О.Р. Проблемы мультипликативной нестабильности дифференциальных измерительных преобразователей электромагнитного поля // Вопросы радиоэлектроники, 2010, Т.1, №1. – С. 117-122.

Применение фазометрического метода в автоматизированных системах гониометрического контроля

Основной проблемой традиционных измерительных систем на базе дифференциальных измерительных преобразователей, является наличие мультипликативной нестабильности ветвей преобразователя [1]. Для устранения данной погрешности в устройствах формирования выходного сигнала измерительного преобразователя применяются компенсационные методы.

Целью работы является изучение применения фазометрического метода формирования сигнала в рамках создания электронного акселерометрического гониометра для обеспечения устойчивости системы к влиянию мультипликативных помех и различных условий эксплуатации.

Принцип действия фазометрического метода измерения угла поворота основан на непосредственном преобразовании сигналов с двухкомпонентных акселерометров в фазу синусоидального колебания. Это достигается путём питания акселерометров источником переменного напряжения, при этом фаза одного напряжения сдвинута относительно фазы другого на $\pi/2$.

По данной методике, направление мгновенного ускорения по отклонению к базису объекта А, будет иметь угол φ_A , а к базису объекта В угол φ_B . Тогда сигналы с выходов акселерометров будут иметь следующий вид:

$$\begin{aligned} a_{x1} &= U \sin(\omega t) K_{x1} a \cos(\varphi_A), \\ a_{y1} &= U \cos(\omega t) K_{y1} a \sin(\varphi_A), \\ a_{x2} &= U \sin(\omega t) K_{x2} a \cos(\varphi_B), \\ a_{y2} &= U \cos(\omega t) K_{y2} a \sin(\varphi_B), \end{aligned} \quad (1)$$

где U, ω - амплитуда и частота сигнала квадратурного генератора.

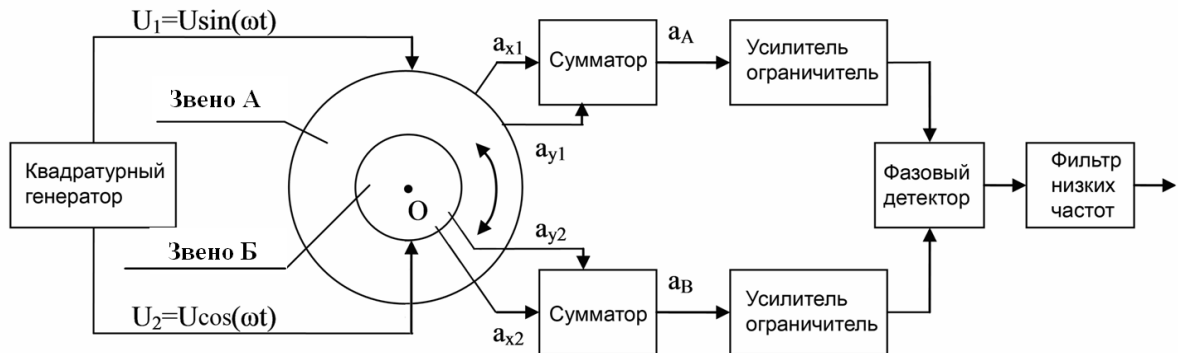


Рис. 1. Фазометрический метод измерения угла поворота

При сложении сигналов в сумматорах для объекта А и объекта В соответственно получим:

$$\begin{aligned} a_A &= UK_{x1} a \cos(\omega t + \varphi_A + \varphi_{K1}), \\ a_B &= UK_{x2} a \cos(\omega t + \varphi_B + \varphi_{K2}), \end{aligned} \quad (2)$$

где φ_{K1} и φ_{K2} - фазы рассогласования измерительных ветвей.

В результате с выхода фазового детектора после низкочастотной фильтрации мы будем иметь сигнал пропорциональный углу поворота объекта А относительно объекта В. Мультипликативная погрешность устраняется за счет ограничения уровня сигналов в ограничителе с последующим фазовым детектированием сигнала и определяется технической реализацией фазометрического метода [1].

Секция 2. Анализ сигналов и систем

Реализация датчика позволяет решить задачу повышения точности измерений суставных перемещений. Это достигается путем применения двухкоординатных акселерометров питаемых переменным током и соединенных последовательно на объекте А и объекте В. [2]

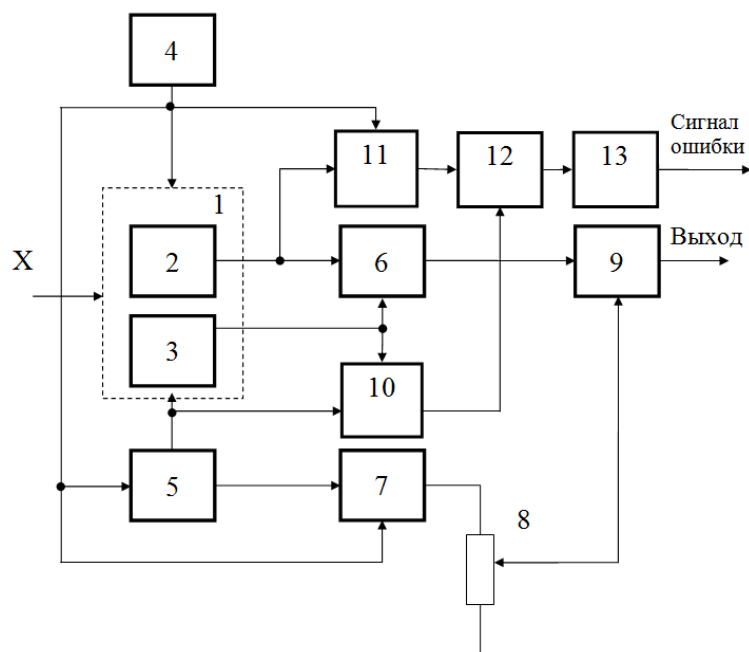


Рис. 2. Блок-схема устройства формирования сигнала гониометра

Из соотношений (1) и (2), сигнал на входе основного фазового детектора:

$$\begin{aligned} U_A &= UK_{x1}(1 + \Delta K_1)a \cos(\omega t + \phi_A + \phi_{K1}), \\ U_B &= UK_{x2}(1 + \Delta K_2)a \cos(\omega t + \phi_B + \phi_{K2}). \end{aligned} \quad (3)$$

Так как выбрана схема последовательного включения акселерометров, то коэффициенты преобразования равны: $K_{x1} = K_{y1}$ и $K_{x2} = K_{y2}$, следовательно, фазы рассогласования измерительных ветвей $\phi_{K1} = \phi_{K2} = 0$. В результате на выходе фазового детектора 6 формируется сигнал пропорциональный углу поворота φ без влияния коэффициентов неустойчивости ветвей.

Таким образом, практическая реализация акселерометрического гониометра позволит:

- повысить устойчивость системы к влиянию мультипликативных помех и неустойчивости питающего напряжения;
- повысить точность и чувствительность измерений;
- упростить вычисления измеряемых параметров;
- реализовать телеметрические измерения.

Литература

1. Кузичкин О.Р., Дорофеев Н.В. Устранение мультипликативной неустойчивости параметров дифференциальных измерительных преобразователей. \ Методы и устройства передачи и обработки информации, Вып. 10, М.: Радиотехника, 2008 г. стр. 79-82
2. Цаплев А.В., Дорофеев Н.В., Кузичкин О.Р. Радиотехнические и телекоммуникационные системы, ISSN 2221-2574, №4(16), 2014г., с.13-18
3. Патент 151194 (РФ) G01V7/14. Устройство формирования выходного сигнала дифференциального измерительного преобразователя / О.Р. Кузичкин, Гладышев М.А. (РФ), заявл. 08.08.14.; опубл. 27.03.2015.

С.Н. Данилин, С.А. Щаников, А.А. Акимов
*Муромский институт (филиал) Владимирского государственного университета
Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых
602264, г. Муром, Владимирской обл., ул. Орловская, 23
E-mail: dsn-55@mail.ru*

Перспективные типы искусственных нейронных сетей контроля параметров РТС сигналов

В процессе эксплуатации современных радиотехнических систем (РТС) обязательным является проведение периодического технического контроля (ТК) параметров их узлов и модулей, для обеспечения достоверности выходной информации [1]. Классическое решение задачи контроля параметров сигналов основывается на методах статистической теории РТС [2], средства реализации которых включают в себя наборы корреляторов входного колебания с опорным сигналом, блоки суммирования, определения максимального значения, демодуляции входной реализации и т.д. Сложность алгоритмов ТК параметров РТС сигналов, основанных на данном подходе, в ряде случаев либо сопоставима, либо превышает сложность алгоритмов функционирования самих устройств. Данный факт вносит дополнительные ограничения по быстродействию и уровню точности разрабатываемых средств ТК.

Перспективным направлением реализации средств ТК параметров РТС сигналов является применение искусственных нейронных сетей (ИНС). Обзор современных научно-технических публикаций подтверждает высокую эффективность ИНС при распознавании образов и сигналов, классификации и кластеризации. Существенным преимуществом является возможность применения одного нейросетевого алгоритма для контроля ряда характеристик РТС сигналов путем выбора из памяти необходимых параметров ИНС (весовые коэффициенты, пороговые смещения, функции активации), не меняя алгоритм функционирования средств ТК. Нейросетевой подход предполагает решение задач в целом без разделения на подзадачи, что позволяет проектировать системы контроля различного назначения более высокого уровня точности, быстродействия, отказоустойчивости, надежности [3, 6].

К настоящему времени разработано большое число структур и типов ИНС: перцептрон Розенблата, сети Джордана, Элмана, Хэмминга, Ворда, Хопфилда, Кохонена, сверточные нейронные сети, сети радиально-базисных функций (РБФ) и т.д. каждая из которых обладает своими преимуществами и недостатками при решении конкретных задач. Перспективным типом ИНС для реализации средств ТК в РТС являются РБФ. Применение ИНС РБФ в устройствах цифровой обработки сигналов позволяет повысить точность их работы и быстродействие при воздействии помех и шумов [4]. Другой важной особенностью ИНС РБФ по сравнению с другими типами ИНС является значительно более простой и быстрый алгоритм обучения.

Несовершенство методов инженерного проектирования ИНС зачастую приводят к тому, что ожидаемая на этапе компьютерного моделирования точность и быстродействие их работы значительно снижается при технической реализации.

Таким образом, актуальными задачами в области создания и применения ИНС контроля параметров РТС сигналов является разработка и исследование ИНС РБФ и их модификаций, а также совершенствование методов и алгоритмов их инженерного проектирования [5-6].

Работа выполнена при поддержке гранта РФФИ №15-07-08330.

Литература

1. Нейрокомпьютеры в системах обработки сигналов: коллективная монография / Под ред. Ю. В. Гуляева и А. И. Галушкина. - М.: Радиотехника, 2003. - 176 с.
2. Перов А.И. Статистическая теория радиотехнических систем. – М.: Радиотехника, 2003. – 400 с.
3. Данилин С.Н., Макаров М.В., Щаников С.А. Нейросетевые алгоритмы обработки гармонических сигналов в промышленных системах технического контроля // Алгоритмы, методы и системы обработки данных. 2014. № 4(29). С. 43-49.
4. Ляликова В.Г. Математические модели параметрических статистических и нейросетевых обнаружителей сигналов при наличии шума и импульсной помехи / Н.М. Новикова, В.Г. Ляликова // Информационные технологии. – 2011. - №5. С.73-78

Секция 2. Анализ сигналов и систем

5. Данилин С.Н., Макаров М.В., Щаников С.А. Комплексный показатель качества работы нейронных сетей // Информационные технологии. 2013, №5. С. 57-59.

6. Татузов А.Л. Нейросетевая обработка радиолокационной информации // Материалы 4-ой Международной конференции DSPA-2002. Том 2. 2002.

Контрольно-измерительная система для оценки работоспособности тракта цифрового приема вторичного радиолокатора

При разработке сложных радиотехнических изделий важной целью является сокращение сроков разработки и внедрения изделий в серийное производство. Одним из подходов к ее достижению является разработка и применение современных контрольно-измерительных систем, позволяющих выявить неисправности, некорректности в работе, ошибки функционирования. Предлагается разработать контрольно-измерительную систему для измерения параметров и контроля работоспособности цифрового приемника вторичного радиолокатора на базе современного контрольно-измерительного оборудования.

Для достижения поставленной цели необходимо решить следующие задачи:

1. Разработка новых подходов к построению автоматизированных контрольно-измерительных систем для измерения параметров цифровых приемников на базе современного контрольно-измерительного оборудования
2. Разработка новых методик проверки работоспособности цифрового приемного тракта вторичного радиолокатора на базе современного контрольно-измерительного оборудования
3. Разработка нового программного обеспечения и реализация алгоритмов проверки работоспособности цифрового приемника вторичного радиолокатора.

Контрольно-измерительная система состоит из нескольких модулей: это непосредственно плата цифрового приемника вторичного радиолокатора; специализированный контрольно-измерительный стенд-макет, созданный на основе модуля Morph-IC-II; персональный компьютер, управляющий работой стенда посредством программы LabView, управляемый цифровой генератор.

Стенд-макет на базе Morph-IC-II предназначен для сопряжения платы цифрового приемника вторичного радиолокатора с персональным компьютером и позволяет наблюдать сигналы в основных контрольных точках цифрового приемного тракта. Кроме того, стенд позволяет организовать обмен данными между микросхемой цифрового приемника и персональной ЭВМ посредством интерфейса USB.

Персональная ЭВМ позволяет управлять всей системой в целом, так как программный пакет LabView позволяет объединить в один программный контрольно-измерительный комплекс управляемый цифровой генератор и стенд-макет на базе Morph-IC-II.

Входной сигнал ЦП представляет собой фазокодоманипулированный (ФКМ) сигнал с базой 112, сформированной на несущей частоте 60 МГц. Закон изменения фазы ФКМ сигнала формировался в виде M-последовательности.

В общем случае один канал цифрового приемника имеет следующий вид.

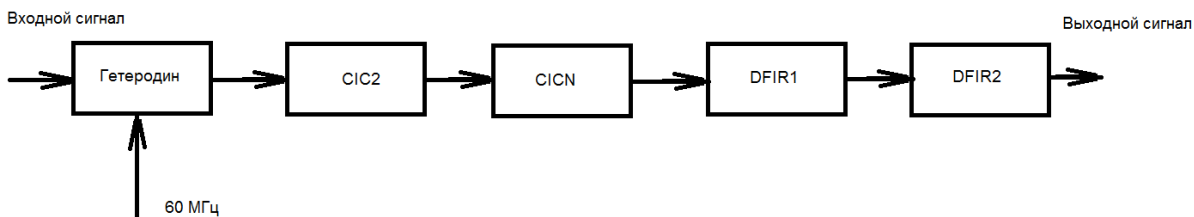


Рис. 1.

Разработанная измерительная система внедряется в ОАО «Муромский завод радиоизмерительных приборов».

Литература

1. Лайонс Р. Цифровая обработка сигналов. Пер. с англ. М.: ООО «Бином-Пресс», 2006.– 656 с.
2. Айфичер Э.С., Джервис Б.У. Цифровая обработка сигналов: практический подход. Пер. с англ. – М.: Издательский дом «Вильямс», 2004. – 992 с.
3. <http://www.ni.com/pxi/> – раздел на сайте National Instruments

Разработка виртуальной лаборатории для исследования тракта цифрового приема вторичного радиолокатора в программной среде LabView

Цифровой приемник вторичного радиолокатора создан на цифровой микросхеме 1288ХК1Т. Данная микросхема представляет собой четырехканальный цифровой приемник, который предназначен для построения приемных трактов систем радиосвязи и радиолокации. В 1288ХК1Т реализованы функции преобразования входного сигнала с промежуточной частоты на низкую частоту с последующей фильтрацией и децимацией сигнала. Применение цифровой обработки сигнала на промежуточной частоте позволяет снизить требования к аналоговому тракту и упростить реализацию и / или улучшить производительность системы в целом.

Контрольно-измерительная система состоит: плата цифрового приемника вторичного радиолокатора; специализированный контрольно-измерительный стенд-макет, на основе модуля Morph-IC-II; персональный компьютер, управляющий работой измерительного стенда с помощью виртуальной лаборатории, созданной в LabVIEW, управляемый цифровой генератор.

Виртуальный стенд проверки тракта цифрового приема вторичного радиолокатора состоит из блока инициализации, блока формирования кодограммы и блока записи-чтения в ячейку цифрового приемника.

Перед началом исполнения программы происходит загрузка основной кодограммы из текстового файла и модификация ее в соответствии с режимами измерений.

После этого происходит первоначальная инициализация контроллера FT2232H. Здесь задается размер буферов USB. В высокоскоростном режиме рекомендуется выбирать 64кБайт. Задается режим работы – синхронное FIFO. Выбирается канал работы контроллера FT2232H.

После инициализации контроллера FTDI и перевода его в режим синхронного FIFO, а также формирования нужной кодограммы, происходит запуск основного блока записи-чтения из ячейки цифрового приемника.

Основой для организации блока инициализации являются драйвера серии D2XX компании FTDI.

Перед запуском процесса измерения параметров цифрового приемника необходимо выбрать режим измерений. В стенде предусмотрено три режима измерений: режим измерения параметров АЦП цифрового приемника, режим измерения параметров тракта цифрового приемника, режим совместного измерения параметров АЦП и тракта цифрового приема.

После запуска цикла, на каждой его итерации происходит считывание подготовленной кодограммы и выдача данных в размере 2000 Байт, поступающих с ячейки цифрового приемника. Затем полученные данные выводятся на экран интерфейса.



Рис. 1.

Приходящий сигнал отображается на индикаторе. Кроме того, выводится информация о следующих параметрах сигналов цифрового приемника: уровнях входного и выходного сигналов (в дБ), значение переходного ослабления между каналами ЦПР (в дБ), отношение сигнал/шум, приведенное ко входу ЦПР каждого канала; динамический диапазон сигнала, приведенного ко входу ЦПР каждого канала; спектральный состав оцифрованного входного сигнала, уровень интермодуляционных составляющих, проверка ослабления входного сигнала каждого канала ЦПР посредством кодов ШАРУ, линейность аналого-цифрового преобразования

Регрессионная модель спектральной плотности мощности фазовых шумов цифровых вычислительных синтезаторов

Одной из основных технических характеристик, определяющей качество цифровых вычислительных синтезаторов (ЦВС) является спектральная плотность мощности (СПМ) фазовых шумов $S_{\phi}(F)$, которая характеризуется отношением мощности шумов на частоте F одной боковой полосы в полосе частот 1 Гц к мощности сигнала.

Для представления спектральных плотностей мощностей фазовых флуктуаций ЦВС предложена модель [1], основанная на степенных функциях вида

$$S(F) = K_{\text{ЦВС}}^2 \left(\frac{10^{k_2}}{F^2} + \frac{10^{k_1}}{F} + 10^{k_4} \right) + 10^{k_3} + S_{\text{кв}},$$

где коэффициенты k_1, k_2, k_3, k_4 определяют уровень СПМ $1/F^2$ шума, $1/F$ шума, естественной (аддитивной) шумовой составляющей входных цепей и естественной шумовой составляющей сопротивления нагрузки, соответственно, F - отстройка от несущей частоты, $K_{\text{ЦВС}} = f_{\text{out}}/f_T$ - коэффициент передачи ЦВС, f_{out} и f_T - выходная и тактовая частоты ЦВС,

$S_{\text{кв}} = 2^{-2N-0,59} \left(\frac{f_{\text{out}}}{f_T^2} \right) \left(\sin(\pi K_{\text{ЦВС}}) / (\pi K_{\text{ЦВС}}) \right)^2$ - шумы квантования, N - количество разрядов ЦАП.

Для $N \leq 10$ шумы квантования преобладают над аддитивными шумами. У современных интегральных ЦВС $N = 14$, поэтому шумы квантования для них можно не учитывать.

В [2] предложен алгоритм определения коэффициентов СПМ фазовых шумов k_i по экспериментальным шумовым характеристикам, приводимым в данных ЦВС, количество которых очень ограничено. При этом коэффициент k_3 определяет аддитивный уровень шума при максимальной расстройке (обычно $F=1$ МГц) и рассчитывается для минимальной частоты ЦВС (желательно $K_{\text{ЦВСmin}} \leq 0,02$), когда составляющая $10^{k_4} K_{\text{ЦВСmin}}^2$ будет существенно меньше собственных аддитивных шумов ЦВС, определяемых составляющей 10^{k_3} . Например, для AD9911 при $K_{\text{ЦВСmin}} = 0,02$ минимальный уровень шума составляет $10^{-16,8}$ и $k_3 = -16,8$. При этом погрешность модели СПМ невелика.

Если $K_{\text{ЦВСmin}} \geq 0,02$, расчет коэффициента $k_3 = \lg \left(10^{S_{\text{дБ}}(F, f_{\text{out min}})/10} - 2^{-2N-0,59} \frac{f_{\text{out min}}}{f_T^2} \right)$ для некоторых микросхем оказывается невозможным (получается логарифм отрицательного числа) и приходится выбирать его с погрешностью.

Предлагается воспользоваться моделью СПМ фазовых шумов на основе регрессии выборки данных линейной комбинацией функций вида $\sum_{i=0}^2 C_i F^{-i}$. При этом задается по точкам СПМ фазовых шумов при низкой выходной частоте ЦВС и с помощью, например, программы Маткад вычисляются коэффициенты C_i . Далее по формулам вычисляются коэффициенты $k_1 = \lg C_1$, $k_2 = \lg C_2$. Коэффициенты k_3 и k_4 определяются из уравнения $10^{k_4} (K_{\text{ЦВС}})^2 + 10^{k_3} = 10^{C_0}$.

Для их нахождения составляется системы уравнений с использованием значений экспериментальных СПМ фазовых шумов при максимальной отстройке для различных выходных частот ЦВС f_{out1} и f_{out2}

$$\begin{aligned} 10^{k_4} (K_{\text{ЦВС1}}) + 10^{k_3} &= 10^{S_{\text{дБ}}(F, f_{\text{out1}})/10} \\ 10^{k_4} (K_{\text{ЦВС2}}) + 10^{k_3} &= 10^{S_{\text{дБ}}(F, f_{\text{out2}})/10} \end{aligned}$$

Секция 2. Анализ сигналов и систем

Для ЦВС AD9914 таким образом определены коэффициенты $k_1 = -9,08$, $k_2 = -8,3$, $k_3 = -16,8$, $k_4 = -13,7$ (для сравнения полученные ранее в [3, 4] коэффициенты равны $k_1 = -9,1$; $k_2 = -8,2$; $k_3 = -16,0$; $k_4 = -13,8$). Рассчитанные шумовые характеристики с использованием полученной модели и сравнение их с экспериментальными приведены на рис. 1 б, на рис. 1 а – данные из [3]. Как видно, погрешность модели, особенно на невысоких выходных частотах ЦВС, уменьшилась почти на 5 дБ/Гц.

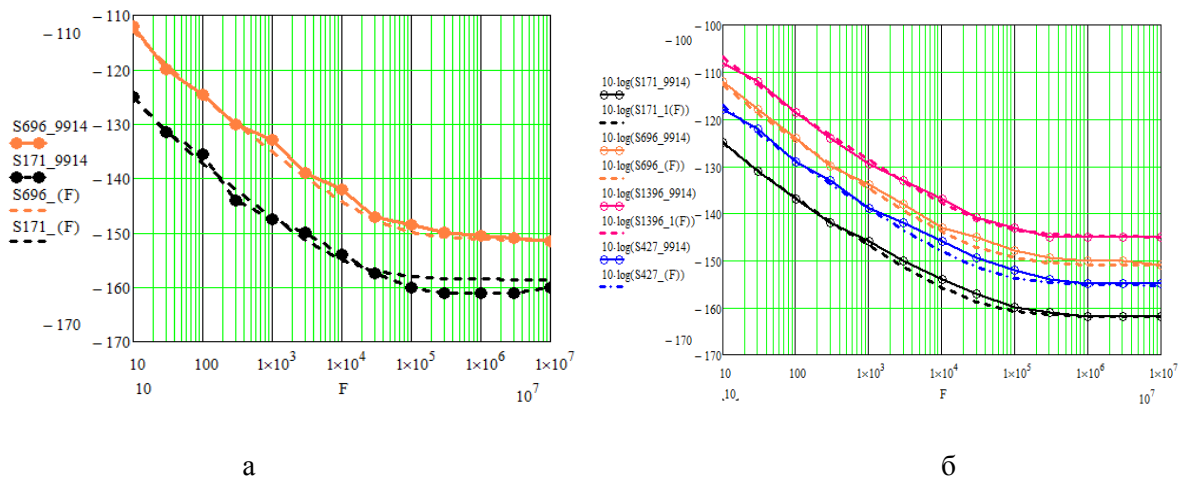


Рис. 1. СПМ фазовых шумов ЦВС AD9914 (пунктир – рассчитанные, сплошные с кружочками – экспериментальные): а – по старой модели, б – по новой модели

Таким образом, предложенная уточненная методика расчета коэффициентов аппроксимации СПМ фазовых шумов цифровых вычислительных синтезаторов позволила существенно повысить точность модели.

Литература

1. Romashov V.V., Romashova L.V., Khramov K.K. Research of Phase Noise of Direct Digital Synthesizers // Proc. of the 2011 IEEE International Siberian Conference on Control and Communications, SIBCON-2011, Krasnoyarsk, Russia, September 15-16, 2011. – IEEE. - Pp. 168-171.
2. В.В.Ромашов, Л.В.Ромашова Методика расчета коэффициентов аппроксимации спектральной плотности мощности фазовых шумов цифровых вычислительных синтезаторов // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. 2012, №1. С. 23 - 26.
3. Ромашов В.В., Ромашова Л.В., Храмов К.К., Докторов А.Н. Моделирование шумовых характеристик новых интегральных цифровых вычислительных синтезаторов компании Analog Devices // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. 2013, №2. С. 26 – 32.
4. 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.

В.В. Ромашов, Л.В. Ромашова, А.Н. Докторов, Д.А. Хазов
 Муромский институт (филиал) Владимирского государственного университета
 602264, г. Муром, Владимирской обл., ул. Орловская, 23
 E-mail: romashovmurom@mail.ru, doctorov_a_n@mail.ru

Измерение спектральной плотности мощности фазовых шумов ЦВС с использованием высокостабильного генератора опорной частоты

Цифровые вычислительные синтезаторы (ЦВС) широко используются во многих радиотехнических системах, измерительных приборах, а также системах передачи данных. 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]. Для проверки результатов моделирования, и оценки его точности, необходимо провести экспериментальное измерение уровня фазовых шумов ЦВС на основной частоте выходного сигнала.

Кроме того, имеется возможность использовать образы основной частоты ЦВС для формирования радиосигналов. Моделирование СПМ фазовых шумов ЦВС на образцах рассмотрено в [3, 4].

Эксперимент проводился с цифровым вычислительным синтезатором AD9910, тактовым сигналом для которого был выходной сигнал высокостабильного генератора опорной частоты SMA100A компании Rohde & Schwarz. Измерение фазовых шумов ЦВС AD9910 было выполнено с помощью анализатора сигналов и спектра R&S FSUP8.

Непосредственно перед измерением СПМ фазовых шумов ЦВС была измерена шумовая характеристика ГОЧ SMA100A (рис.1, а) на частоте 300 МГц.

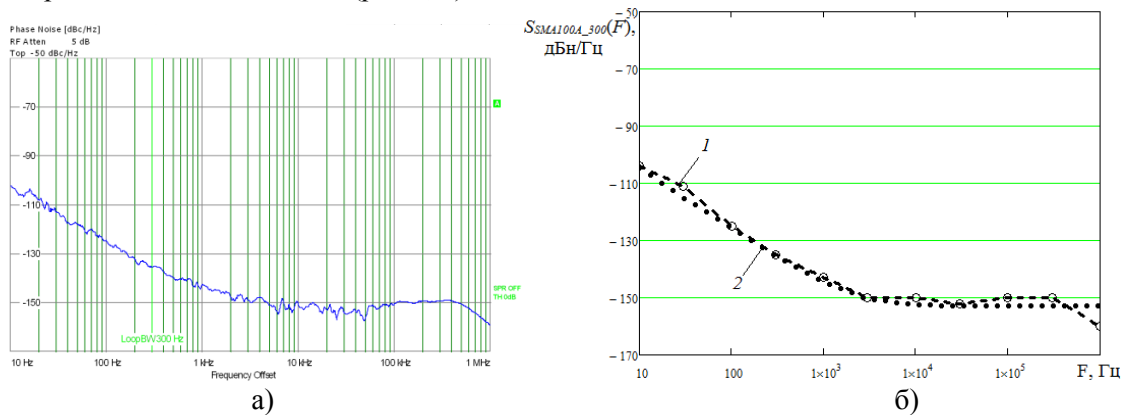


Рис.1. СПМ фазовых шумов ГОЧ SMA100A при $f_T = f_{ГОЧ} = 300$ МГц: а) эксперимент, б) сравнение эксперимента (1) с аппроксимацией СПМ фазовых шумов ГОЧ (2)

В дальнейшем, данная характеристика ГОЧ SMA100A потребуется при моделировании СПМ фазовых шумов ЦВС AD9910. Аппроксимация полученной характеристики с помощью математической модели

$$S_{SMA100A_300MHz}(F) = \frac{10^{-8.0}}{F^3} + \frac{10^{-8.6}}{F^2} + \frac{10^{-8.0}}{F} + 10^{-15.3} \quad (1)$$

показана на рис. 1, б, кривая 2.

С использованием данного высокостабильного генератора опорной частоты было проведено измерение спектральной плотности мощности фазовых шумов ЦВС AD9910 на основной частоте выходного сигнала. Результаты измерения, а также их сравнение с теоретическим уровнем СПМ фазовых шумов, полученным с помощью математического моделирования, приведены на рис. 2. а, б. Тактовая частота ЦВС AD9910 в данном случае равна 300 МГц, т.е. выходной частоте ГОЧ SMA100A.

СПМ фазовых шумов ЦВС можно определить по следующей формуле

$$S_{ЦВС}(F) = S_{ГОЧ}(F) \cdot K_{ЦВС}^2 + S_{ЦВС_собств}(F), \quad (2)$$

Секция 2. Анализ сигналов и систем

здесь $K_{\text{ЦВС}} = f_{\text{ЦВС}} / f_T$, $S_{\text{ЦВС_собств}}(F)$ - СПМ собственных фазовых шумов ЦВС, может определяться моделью СПМ фазовых шумов ЦВС [4].

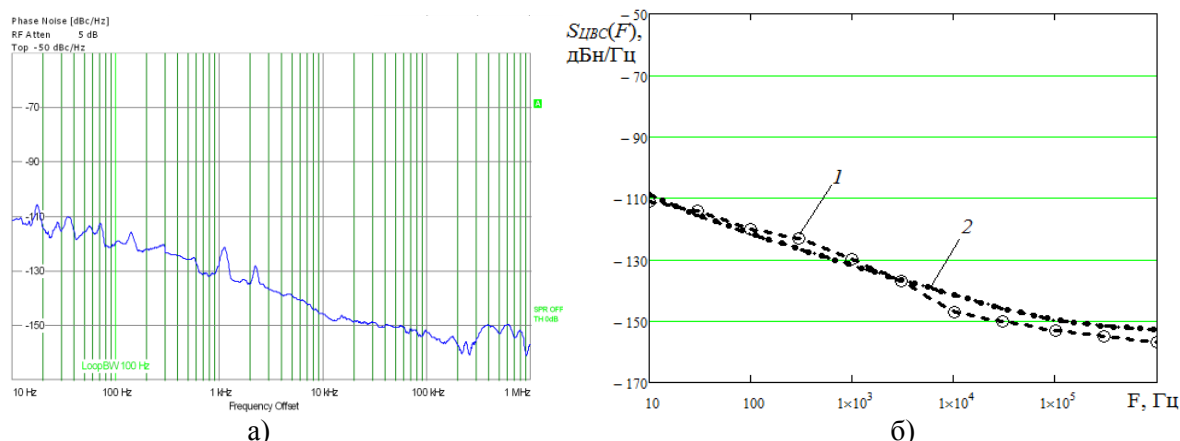


Рис. 2. СПМ фазовых шумов ЦВС AD9910 при $f_T = 300$ МГц, $f_{\text{ЦВС}} = 25$ МГц : а) эксперимент, б) сравнение эксперимента (1) с аппроксимацией СПМ фазовых шумов ЦВС (2)

Сравнение математического моделирования и экспериментального измерения СПМ фазовых шумов показывает, что метод математического моделирования позволяет определить уровень СПМ фазовых шумов интегральных ЦВС на приемлемом для практических применений ЦВС уровне.

В дальнейшем потребуется определить погрешность метода моделирования, что достаточно сложно, поскольку потребуется провести значительный ряд измерений. Необходимо выработать рекомендации по снижению погрешности, точному выбору и возможному диапазону значений коэффициентов аппроксимации k_1, k_2, k_3, k_4 в модели собственных фазовых шумов ЦВС.

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. 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.
4. Romashov V.V., Romashova L.V., Khramov K.K., Yakimenko K.A. The use of images of DDS in the hybrid frequency synthesizers // 24th International Crimean Conference Microwave and Telecommunication Technology, CriMiCo 2014. Pp.302-303. Category number CFP14788-CDR; Code 109221. (DOI: 10.1109/CRMICO.2014.6959404)

Разработка схемотехнических моделей гибридных синтезаторов частот в программе Multisim

Гибридные синтезаторы частот на основе систем фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ) и цифровых вычислительных синтезаторов (ЦВС) способны обеспечивать малый шаг перестройки частоты, свободный от побочных составляющих спектр выходного сигнала. Существует несколько перспективных структурных схем гибридных синтезаторов частот. Целью данного исследования является разработка схемотехнических моделей гибридного синтезатора частот с ЦВС в цепи обратной связи и гибридного синтезатора частот с ЦВС в качестве опорного генератора. Принцип действия, структурные схемы, исследование спектра выходного сигнала данных синтезаторов приведены в [1-3]. Схемотехнические модели будут разработаны в программе Multisim.

На рис. 1 приведены структурные схемы гибридных синтезаторов (а - гибридный синтезатор частот с ЦВС в цепи обратной связи, б - гибридный синтезатор частот с ЦВС в качестве опорного генератора).

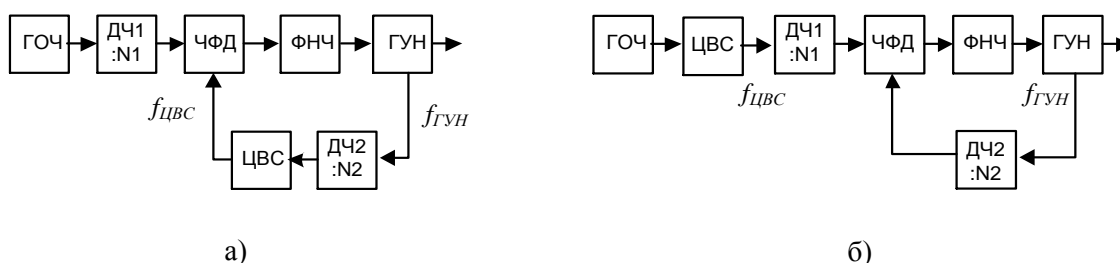


Рис.1. Структурные схемы гибридных синтезаторов частот

На рис.1 применены следующие обозначения звеньев синтезатора: ГОЧ – генератор опорной частоты; ЦВС – цифровой вычислительный синтезатор с выходной частотой $f_{ЦВС}$; ДЧ1, ДЧ2 - делители частоты с фиксированными коэффициентами деления $N1$, $N2$; ЧФД – частотно-фазовый детектор; ФНЧ – фильтр нижних частот; ГУН – генератор, управляемый напряжением с выходной частотой $f_{ГУН}$.

Программа Multisim позволяет создавать схемотехнические модели электронных систем. К достоинствам данной программы можно отнести наглядность, возможность посмотреть осциллограммы и спектр сигнала в любом узле схемы.

В рамках предварительных исследований были разработаны схемотехнические модели системы ФАПЧ, а также ЦВС с восьмиразрядным цифро-аналоговым преобразователем [4]. На их основе были построены модели гибридных синтезаторов частот.

Исходные данные для моделирования: диапазон изменения выходной частоты ГУН $f_{ГУНmin} \dots f_{ГУНmax} = 28..30$ МГц.

На рис. 2 приведена модель гибридного синтезатора частот с ЦВС в цепи обратной связи системы ФАПЧ. Цифрами на данной модели обозначены следующие звенья синтезатора: 1 – генератор опорной частоты; 2 – фазовый детектор на логических элементах; 3 – ФНЧ системы ФАПЧ; 4 – генератор, управляемый напряжением; 5 – ФНЧ, сглаживающий ступенчатую синусоиду на выходе ЦВС; 6 – ключ-компаратор; 7 – цифровой вычислительный синтезатор. Тактовой частотой для ЦВС в данном случае служит выходной сигнал ГУН.

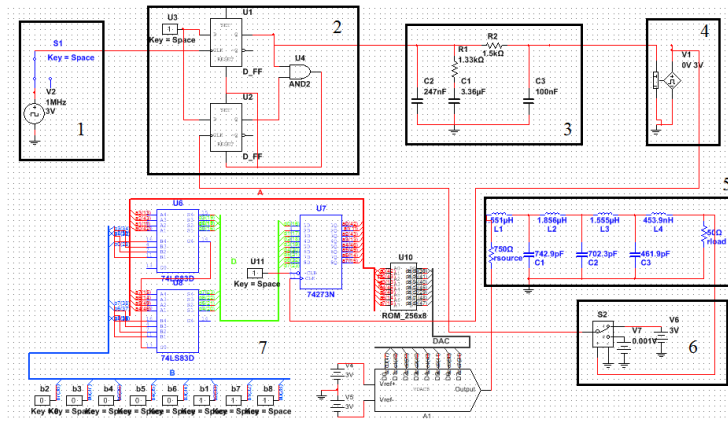


Рис.2. Модель гибридного синтезатора частот с ЦВС в цепи обратной связи

На рис. 3 приведена модель гибридного синтезатора частот с ЦВС в качестве опорного генератора системы ФАПЧ. Цифрами на данной модели обозначены следующие звенья синтезатора: 1 – фазовый детектор; 2 – ФНЧ системы ФАПЧ; 3 – генератор, управляемый напряжением; 4 – делитель частоты с коэффициентом деления $N=30$; 5 – ФНЧ, сглаживающий ступенчатую синусоиду на выходе ЦВС; 6 – ключ-компаратор; 7 – цифровой вычислительный синтезатор.

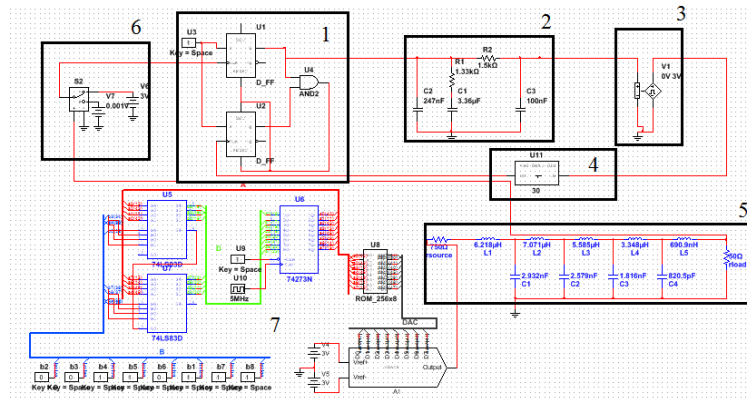


Рис.3. Модель гибридного синтезатора частот с ЦВС в качестве опорного генератора

Таким образом, в ходе данного исследования были разработаны схемотехнические модели двух типов гибридных синтезаторов частот. Данные модели позволяют на этапе проектирования исследовать спектральные и временные характеристики, провести расчет частотного плана и необходимых фильтров с помощью программы Multisim.

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

Литература

1. 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.
2. Ромашов В.В., Ромашова Л.В., Храмов К.К., Якименко К.А. Применение образов основной частоты ЦВС в гибридных синтезаторах частот // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. 2013, №3. С. 19-24.
3. Romashov, V.V., Romashova, L.V., Khramov, K.K., Yakimenko, K.A. The use of images of DDS in the hybrid frequency synthesizers / CriMiCo 2014 - 2014 24th International Crimean Conference Microwave and Telecommunication Technology, Conference Proceedings.
4. Якименко К.А. Моделирование гибридного синтезатора частот, использующего образы основной частоты цифрового вычислительного синтезатора, в программе Multisim // Методы и устройства передачи и обработки информации. 2015, №1 (17). С. 18-24.

Автоматизированная система анализа статических характеристик квадратурного модулятора

При формировании радиосигналов в современных системах связи, телевидения и радиолокации широкое распространение получили квадратурные формирователи сигналов. Их основой являются аналоговые или цифровые квадратурные модуляторы [1, 2]. Входными сигналами квадратурного модулятора являются высокочастотное опорное колебание LO и квадратурные I и Q модулирующие видеосигналы, как правило, дифференциальные: IP , IN и QP , QN .

При использовании аналогового квадратурного модулятора для модуляции и/или преобразования частоты сигнала возникает проблема компенсации рассогласования (дисбаланса) амплитуды и фазы квадратурных составляющих [1]. Процедура компенсации требует предварительного измерения (оценки) величины исходного рассогласования в каждом из квадратурных каналов. Наиболее полную картину об ошибке по амплитуде и фазе можно получить, анализируя статические передаточные характеристики квадратурного модулятора, в том числе при изменении температуры окружающей среды. Однако процесс получения таких характеристик является достаточно трудоемким.

Для решения этой задачи в работе предлагается использование автоматизированной системы анализа статических характеристик квадратурного модулятора, приведенной на рис. 1.

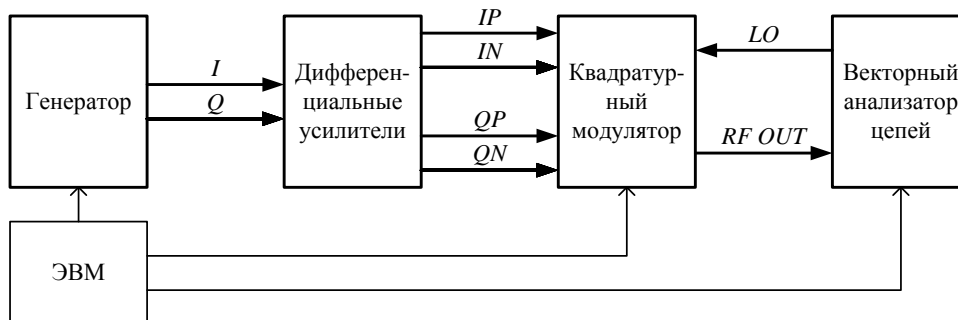


Рис.1. Структурная схема системы анализа статических характеристик квадратурного модулятора

Генератор под управлением ЭВМ формирует требуемые напряжения квадратурных каналов I и Q , которые преобразуются в дифференциальные напряжения с необходимым смещением по постоянному току и поступают на квадратурный модулятор. Векторный анализатор цепей обеспечивает подачу высокочастотного входного сигнала и измерение его уровня на выходе модулятора. Таким образом, система позволяет проводить измерения коэффициента передачи квадратурного модулятора при произвольном изменении дифференциальных напряжений в каналах I и Q .

В докладе рассматриваются программная и аппаратная реализация системы, приводятся результаты измерений статических характеристик квадратурных модуляторов, анализируются их передаточные характеристики при изменении температуры окружающей среды, рассматриваются вопросы компенсации дисбаланса амплитуды и фазы квадратурных составляющих.

Литература

1. Абраменко А.Ю., Гошин Г.Г. Метод коррекции дисбаланса квадратурных составляющих в передающем устройстве // Доклады ТУСУРа. – 2014. – № 3 (29). – С. 5–9.

2. Храмов К.К. Исследование тракта модулирующих сигналов квадратурного формирователя // Наука и образование в развитии промышленной, социальной и экономической сфер регионов России. VII Всероссийские научные Зворыкинские чтения: сб. тез. докл. Всероссийской межвузовской научной конференции. Муром, 6 февр. 2015 г. – Муром: Изд.-полиграфический центр МИ ВлГУ, 2015. – 551 с.: ил. – [Электронный ресурс]: 1 электрон. опт. диск (CD-ROM).

К.К. Храмов¹, М.Ю. Ивушкин²

¹Муромский институт (филиал) Владимирского государственного университета имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых»
602264, г. Муром, Владимирской обл., ул. Орловская, 23
E-mail: hramovkk.lan@mit.ru

²АО «Муромский завод радиоизмерительных приборов»
602267, г. Муром, Владимирская обл., Карачаровское шоссе, 2.
E-mail: global@mzrip.ru

Формирование квадратурных модулирующих сигналов специальной формы

При разработке устройств формирования сложных радиосигналов с требуемыми спектрально-временными характеристиками с помощью квадратурных модуляторов возникает задача синтеза модулирующих сигналов, которые обеспечивают такие характеристиками. Чаще всего эта задача решается посредством использования векторных генераторов, позволяющих синтезировать квадратурные модулирующие сигналы для реализации радиосигналов различных форм – от непрерывных немодулированных колебаний до многочастотных сигналов с различными видами модуляции.

Однако в ряде случаев стандартных функциональных возможностей векторных генераторов может оказаться недостаточно для формирования радиосигналов специальной (нестандартной) формы. В таком случае для разработчика оказываются полезными дополнительные функции генераторов, заключающиеся в возможности работы с внешними данными.

Рассмотрим один из вариантов построения отладочного устройства формирования квадратурных модулирующих сигналов (рис. 1) на базе векторного генератора SGT100A компании Rohde & Schwarz. Для получения модулирующего видеосигнала, содержащего квадратурные I и Q компоненты, этот генератор также поддерживает функцию работы с внешними файлами формата *.wv.

В работе предлагается формировать в среде программирования Matlab отсчеты цифровых сигналов I и Q с требуемыми спектрально-временными характеристиками и сохранять их файл формата *.wv. Этот файл может использоваться пакетами программ R&S SGMA-GUI и R&S WinIQSIM2 для задания и изменения режимов работы векторного генератора. При этом отсчеты модулирующих сигналов, содержащиеся в wv-файле, вместе с управляющими сигналами загружаются в генератор SGT100A, посредством интерфейсов LAN/USB/PCIe. Сформированный таким образом комплексный сигнал может использоваться как для модуляции радиосигнала (сигнала промежуточной частоты) с помощью встроенного в векторный генератор квадратурного модулятора, так и для подачи на внешний квадратурный модулятор (или оценочную плату) через IQ -выходы генератора.

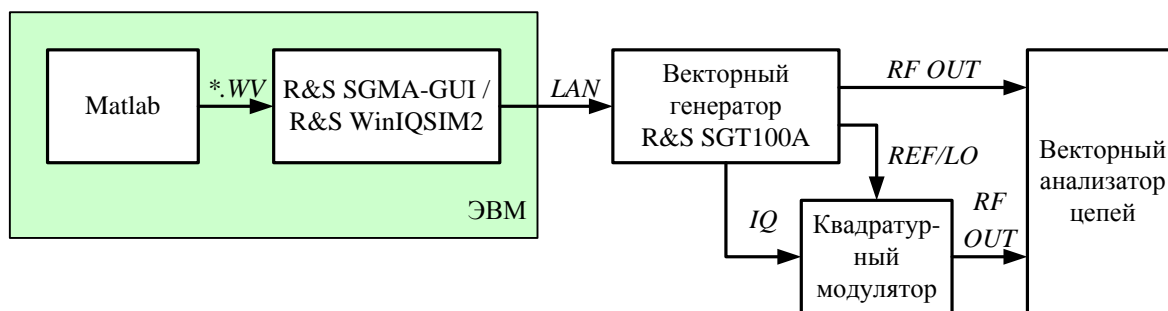


Рис. 1. Вариант формирования квадратурных модулирующих сигналов

В докладе рассматриваются особенности программной и аппаратной реализации отладочного устройства формирования, приводятся результаты исследования его работы, анализируются вопросы практического применения полученных результатов.