

Волков И.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: Vanvkrgr91@mail.ru*

### **Методика организации натуральных испытаний РЛС на радиотехническом полигоне**

Испытание является наиболее достоверным способом оценки характеристик радиолокационных станций (РЛС). В процессе испытания определяют все основные характеристики РЛС: дальность обнаружения целей, дальность обнаружения траекторий целей, количество сопровождаемых траекторий целей, точность измерения координат и другие [1]. Испытание РЛС представляет собой технически и организационно сложный, дорогостоящий и продолжительный этап. Цель доклада – рассмотреть методику организации натуральных испытаний РЛС на радиотехническом полигоне.

Наиболее широко используемым на практике является способ испытания РЛС, включающий создание натурной целевой и помеховой радиолокационной обстановки с использованием целей и постановщиков помех, пускаемых по заданным траекториям, обнаружение, захват и сопровождение целей, статистическую обработку измеренных параметров траекторий целей [2]. В процессе испытаний проводятся полеты летательного аппарата (ЛА) с заданной отражающей поверхностью по заранее избранным маршрутам, дальность обнаружения РЛС определяется непосредственно (координаты РЛС известны заранее, координаты ЛА известны для любого момента времени), момент времени обнаружения определяется в процессе испытаний.

Основными недостатками такого способа являются значительное количество технических средств, требуемых для проведения испытаний, а, следовательно, и его высокая стоимость. Это объясняется тем, что испытание такого сложного устройства как РЛС связано с целым рядом дорогостоящих организационных и технических мероприятий, включающих обеспечение полетов целей (самолетов, вертолетов, ракет и других объектов различных классов и назначения) в зоне обзора РЛС по заданным траекториям, привлечение специальных постановщиков помех, аппаратуры регистрации измерений и оценки результатов испытания.

Известен способ испытания РЛС, использующий математическое моделирование [3]. Способ основан на замене реальных сигналов, отраженных от целей, их математическими моделями. Моделируемые величины подаются в систему обработки радиолокационной информации РЛС вместо реальных сигналов, производится многократное обнаружение моделируемых сигналов и измерение координат целей в различных режимах работы РЛС, по окончании испытания проводят статистическую обработку измерений. Испытания РЛС в данном случае проводятся без использования реальной цели. В процессе испытаний измеряются непосредственно чувствительность приемного тракта РЛС, мощность передатчика, частота излучаемой энергии и т.д. Результаты измерений подставляются в формулу радиолокации, и определяется дальность обнаружения РЛС [2]. Основным недостатком данного способа состоит в необходимости обеспечения адекватности моделей реальным процессам, что требует их тщательной калибровки с использованием эталонных РЛС.

Решением задачи является комбинирование методов испытаний путем уменьшения количества пусков реальных целей и проведения статистических испытаний, при которых реальные сигналы, отраженные от целей, заменяются их математическими моделями при сохранении достоверности испытаний. Таким образом, комбинированный метод испытаний РЛС является наиболее перспективным.

### **Литература**

1. ГОСТ РВ 20.57.306-98 Комплексная система контроля качества. Аппаратура, приборы, устройства и оборудование военного назначения.
2. Сайбель А.Г. Основы радиолокации. – М.: Сов. радио, 1953.

3. Быков В.В. Цифровое моделирование в статической радиотехнике. – М.: Сов. радио, 1971.

Данилин С.Н., Щаников С.А., А.Д. Зуев, Борданов И.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: dsn-55@mail.ru

### **Новые возможности исследования электрофизических свойств энергонезависимых мемристоров**

Современный уровень нанотехнологий позволил реализовать элемент, предложенный в 1971 году профессором Л. Чуа [1] – энергонезависимый мемристор. Это наноразмерный пассивный аналоговый элемент с эффектом памяти. Область его применения - новые более емкие и эффективные энергонезависимые виды памяти, коммутаторы, RFID-компоненты, сенсоры и т.д. Мемристор изменяет свое сопротивление в зависимости от протекающего через него заряда. Данное свойство позволяет использовать мемристор, как синапс искусственной нейронной сети (ИНС) при её аппаратной реализации. Как показывают исследования, ИНС на основе мемристоров (ИНСМ) открывают возможности для перехода вычислительной техники на более высокий (эксафлопный) уровень производительности, при снижении уровня энергопотребления на несколько порядков [2].

Одной из нерешённых проблем в данном научном направлении является разработка методов и алгоритмов создания ИНСМ с необходимой точностью функционирования. Теоретические и экспериментальные исследования процессов и закономерностей изменения точности электрофизических параметров и характеристик мемристоров, проведенные многими научными коллективами [3-8], показали наличие специфических явлений, препятствующих работе мемристоров и технических средств на их основе с необходимой точностью.

Л.Чуа в работе [9] составил список из пяти уникальных свойств произвольных энергонезависимых мемристоров, показал причину их появления и привел математические доказательства их природы.

Авторы доклада приступили к углубленному исследованию электрофизических свойств и характеристик энергонезависимых мемристоров на основе стабилизированного диоксида циркония [10-11] и технических средств на их основе [12].

Работа выполнена при поддержке гранта РФФИ №18-38-00592.

### **Литература**

1. Chua L.O. Memristor – the missing circuit element // IEEE Trans. Circuit Theory. 1971. Vol. 18. PP. 507-519.
2. Галушкин А.И. На пути к нейрокомпьютерам с использованием мемристоров // «Нейрокомпьютеры с использованием мемристоров» - приложение к журналу «Информационные технологии». 2014. №4. С. 3-48.
3. T.W. Hickmott, Low frequency negative resistance in thin oxide films. J. Appl. Phys. 33, 2669–2682 (1962). <https://doi.org/10.1063/1.1702530>
4. J.F. Gibbons, W.E. Beadle, Switching properties of thin NiO films. Solid-State Electron. 7, 785–797 (1964). [https://doi.org/10.1016/0038-1101\(64\)90131-5](https://doi.org/10.1016/0038-1101(64)90131-5)
5. J.G. Simmons, R.R. Verderber, New conduction and reversible memory phenomena in thin insulating films. Proc. Roy. Soc. A. 301, 77–102 (1967). <https://doi.org/10.1098/rspa.1967.0191>
6. Y.G. Kriger, N.F. Yudanov, I.K. Igumenov, S.B. Vashchenko, Study of test structures of a molecular memory element. J. Struct. Chem. 34, 966–970 (1993). <https://doi.org/10.1007/BF00752875>
7. A. Beck, J.G. Bednorz, C.H. Gerber, C. Rossel, D. Widmer, Reproducible switching effect in thin oxide films for memory applications. Appl. Phys. Lett. 77, 139–141 (2000). <https://doi.org/10.1063/1.126902>

8. C.J. O'Kelly, H.N.M. Abunahla, M.A. Jaoude, D. Homouz, Sub-threshold continuum conductance change in NbO Pt memristor interfaces. *J. Phys. Chem. C* 120, 18971–18976 (2016). <https://doi.org/10.1021/acs.jpcc.6b05010>

9. Chua, L. Five non-volatile memristor enigmas solved // *Applied Physics*. 2018. 124. PP. 563-606. doi:10.1007/s00339-018-1971-0.

10. Koryazhkina M.N., Tikhov S.V., Mikhailov A.N., Belov A.I., Korolev D.S., Antonov I.N., Karzanov V.V., Gorshkov O.N., Tetelybaum D.I., Karakolis P., Dimitrakis P. Bipolar resistive switching in metal-insulator-semiconductor nanostructures based on silicon nitride and silicon oxide // *Journal of Physics: Conference Series*. V. 993. 2018. P. 012028.

11. Тихов С.В., Горшков О.Н., Антонов И.Н., Михайлов А.Н., Белов А.И., Морозов А.Е., Р. Karakolis Особенности поведения МДП-мемристоров с нанослоем Si<sub>3</sub>N<sub>4</sub>, изготовленных на основе проводящей подложки из кремния // *Физика и техника полупроводников*. № 12. Т. 52. 2018. С. 1436–1442.

12. Данилин С.Н., Щаников С.А. Исследование точности функционирования нейросетевых компонентов РТС на основе мемристоров // *Радиотехнические и телекоммуникационные системы*. 2015. №1. С. 39-48.

Данилин С.Н., Щаников С.А., А.Д. Зуев, Ивентьев А.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: dsn-55@mail.ru

### **Разработка нейросетевых компонентов на базе мемристоров для системы распознавания сигналов**

Современные инфокоммуникационные системы обрабатывая и передавая необходимую информацию обеспечивают штатное функционирование всех технических объектов гражданского, оборонного или специального назначения. Правильное распознавание передаваемых сообщений в присутствии естественных, искусственных и особенно преднамеренных помех различной природы является сложной технической задачей [1,2].

Анализ отечественных и зарубежных научно-технических публикаций [2,3] и собственные исследования авторов [4-6] показали, что применение искусственных нейронных сетей (ИНС) позволяет решать задачу правильного распознавания передаваемых по каналам связи сообщений на более высоком качественном уровне по всем основным показателям (достоверность, пропускная способность, вычислительные затраты, отказоустойчивость, надежность, информационная безопасность).

Принципиальные преимущества аппарата ИНС перед методами и алгоритмами статистической радиотехники основаны на ряде обстоятельств. Во-первых, ИНС позволяют одновременно распознавать несколько сигналов произвольной размерности и различной сложности. Во-вторых, реализация нейросетевых алгоритмов возможна как на универсальных или специализированных компьютерах с архитектурой фон-Неймана, так и на нейрокомпьютерах. В-третьих, решение задач в нейросетевом логическом базисе происходит без разделения на частные подзадачи. [4-8] В-четвертых, перспективная элементная база на основе наноразмерных элементов, позволит достичь производительности вычислительных средств на 2-3 порядка больше существующих в настоящее время при меньших на 2-4 порядка энергозатратах [9-12].

На практическом примере показаны результаты проектирования нейросетевых компонентов для системы распознавания сигналов [13].

Работа выполнена при поддержке гранта РФФИ №18-38-00592.

### **Литература**

1. Гуляев Ю.В. Нейрокомпьютеры в системах обработки сигналов / Ю.В. Гуляев, А.И. Галушкин. – М.: Радиотехника, 2003. – 224 с.
2. Татузов А.Л. Нейронные сети в задачах радиолокации. Кн.28.- М.: Радиотехника, 2009. – 432 с.
3. Merritt R. AI Becomes the New Moore's Law [Электронный ресурс] // EE Times. 2018. 13 июля. URL: [https://www.eetimes.com/document.asp?doc\\_id=1333471](https://www.eetimes.com/document.asp?doc_id=1333471) (Дата обращения: 3.09.2018).
4. 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.
5. Данилин С.Н., Щаников С.А. Нейросетевой алгоритм контроля абсолютного значения фазового сдвига ЛЧМ-сигнала // Методы и устройства передачи и обработки информации. 2016. №18. С.60-64.
6. Danilin S.N., Shchanikov S.A., Iventev A.A., Zuev A.D. Advanced Techniques of Artificial Networks Design for Radio Signal Detection // Journal of Physics: Conference Series. Vol.1015(3). 032168. (DOI: 10.1088/1742-6596/1015/3/032168)
7. Галушкин А.И. Нейронные сети: основы теории. – М.: Горячая линия – Телеком, 2013. – 496 с.

8. Старовойтов А.В., Галушкин А.И. Новые технологии микроэлектроники и разработки перспективных нейрокомпьютеров // Информатизация и связь. 2017. №1. С.7-17.
9. Галушкин А.И. Пантюхин Д.В. СуперЭВМ и мемристоры // Информационные технологии. 2016. №4. Т.22. С. 304-312.
10. Mikhailov A.N. Metal-Oxide Memristive Devices for Neuromorphic and Neurohybrid Systems // Opera Medica et Physiologica. Issue Supplement S1. Vol. 4. 2018. PP. 91.
11. Antonov I.N., Belov A.I., Mikhaylov A.N., Morozov O.A., Ovchinnikov P.E. Formation of Weighting Coefficients in an Artificial Neural Network Based on the Memristive Effect in Metal–Oxide–Metal Nanostructures // Journal of Communications Technology and Electronics. 2018. 63(8). PP. 950-957.
12. Yang C., Kim H., Adhikari S.P., Chua L.O. A Circuit-Based Neural Network with Hybrid Learning of Backpropagation and Random Weight Change Algorithms // Sensors. 2017. Vol. 17(1). doi:10.3390/s17010016
13. Данилин С.Н., Пантелеев С.В., Щаников С.А., Ивентьев А.А. Разработка методов инженерного проектирования искусственных нейронных сетей на базе мемристоров с заданной точностью функционирования // Алгоритмы, методы и системы обработки данных. 2017. № 2(36). С. 31-42.

Данилин С.Н., Щаников С.А., Борданов И.А., А.Д. Зуев  
*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: dsn-55@mail.ru

### **Особенности определения надежности и отказоустойчивости наномемристоров и нейронных сетей на их основе**

Автор российской концепции создания супернейрокомпьютеров на основе наномемристоров выделил ряд важнейших направлений, в которых необходимо работать для решения сложных научно-практических задач. К таким направлениям он отнес надежность нейронных сетей и необходимость унификации понятий и определений во всей области теории и практики искусственных нейронных сетей [1,2].

Обзор российских и зарубежных научно-технических источников показал, что внешне не сложная задача таковой не является, так как толкование, смысл, частные свойства и их метрики даже основополагающего свойства «надежность» существенно отличаются в отечественном (и межгосударственном со странами СНГ) стандарте [3] и зарубежных стандартах, а также научно-технической литературе [4].

Определение «отказоустойчивости» и характеризуемые им свойства технических средств, в различных отраслях промышленности отличаются значительно. Согласно одной точки зрения, отказоустойчивость — это свойство объекта, позволяющее ему функционировать с сохранением номинальных показателей и характеристик при отказе отдельных составных частей. Согласно другой точки зрения, отказоустойчивость является частным свойством надежности объекта [5].

Авторы в своих работах опираются на российские государственные стандарты. В стандарте [3] «Надежность в технике. Термины и определения» приводится определение «устойчивость к неисправности», как свойство объекта продолжать функционирование при отдельных видах неисправности. Качество функционирования не характеризуется.

В стандарте [5] «Качество программных средств. Термины и определения» написано: «отказоустойчивость программного средства это совокупность свойств программного средства, характеризующая его способность поддерживать необходимый уровень пригодности при проявлении дефектов программного средства или нарушении установленных интерфейсов». Приведено разъяснение понятия «необходимого уровня пригодности программного продукта».

Нормативный документ «Программное обеспечение встроенных систем. Общие требования к разработке и документированию» [6] трактует исследуемое понятие без упоминания качества функционирования: «отказоустойчивость — это свойство встроенной системы продолжать заданное выполнение функций при наличии определенного числа аппаратных или программных дефектов».

Авторы показали в ряде работ [7,8] необходимость проектировать и исследовать произвольные ИНС, как единые физическо-информационные объекты, реализованные аппаратно-программными обучаемыми средствами на различных структурно-функциональных уровнях. Анализ работ [9-11] показал наличие уникальных электрофизических свойств энергонезависимых мемристоров, которые вызывают необходимость определять их технические показатели, в том числе надежность и отказоустойчивость, также как единых физическо-информационных обучаемых нелинейных и многомерных объектов, что не свойственно иным пассивным электронным элементам.

При названном подходе адекватным будет определение отказоустойчивости мемристоров и ИНСМ, предложенное авторами в [12] с соответствующим системным количественным критерием отказоустойчивости.

Работа выполнена при поддержке гранта РФФИ №19-07-01215

### Литература

1. Галушкин А.И. Нейронные сети: основы теории. – М.: Горячая линия – Телеком, 2013. – 496 с.
2. Галушкин А.И. Пантюхин Д.В. СуперЭВМ и мемристоры // Информационные технологии. 2016. №4. Т.22. С. 304-312
3. ГОСТ Р 27.002-2015 Надежность в технике. Термины и определения. - М.: Стандартинформ, 2016. -24 с.
4. IEC, Electropedia del 192 Dependability, <http://www.electropedia.org>, select 192 Dependability, see 192-01-22 Dependability
5. ГОСТ 28806-90 Качество программных средств. Термины и определения // Информационная технология. Термины и определения: Сб. ГОСТов. - М.: Стандартинформ, 2005. С. 80-87.
6. ГОСТ Р 51904-2002: Программное обеспечение встроенных систем. Общие требования к разработке и документированию. М.: Госстандарт России, 2005. -68 с.
7. Данилин С.Н., Щаников С.А. Общий подход к разработке методов определения и обеспечения точности функционирования искусственных нейронных сетей на основе мемристоров // XIII Всероссийская научная конференция «Нейрокомпьютеры и их применение». Тезисы докладов. – М: МГППУ, 2015. С. 51-52.
8. Данилин С.Н., Щаников С.А. Проблемы проектирования искусственных нейронных сетей на базе мемристоров с заданной точностью функционирования // Алгоритмы, методы и системы обработки данных. 2016. №4. С. 3-11.
9. Chua, L. Five non-volatile memristor enigmas solved // Applied Physics. 2018. 124. PP. 563-606. doi:10.1007/s00339-018-1971-0.
10. Karzanov V.V., Gorshkov O.N., Tetelybaum D.I., Karakolis P., Dimitrakis P. Bipolar resistive switching in metal-insulator-semiconductor nanostructures based on silicon nitride and silicon oxide // Journal of Physics: Conference Series. V. 993. 2018. P. 012028.
11. Тихов С.В., Горшков О.Н., Антонов И.Н., Михайлов А.Н., Белов А.И., Морозов А.Е., P. Karakolis Особенности поведения МДП-мемристоров с нанослоем Si<sub>3</sub>N<sub>4</sub>, изготовленных на основе проводящей подложки из кремния // Физика и техника полупроводников. № 12. Т. 52. 2018. С. 1436–1442.
12. Данилин С.Н., Щаников С.А., Зуев А.Д. Системный критерий отказоустойчивости искусственных нейронных сетей // Нейрокомпьютеры и их применение XVI Всероссийская научная конференция: тезисы докладов. Москва, 2018. С. 135-137. (РИНЦ)

Жиганов С.Н., Иванов А.Г.

*Муромский институт (филиал) федерального государственного образовательного учреждения высшего образования «Владимирский государственный университет имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых»  
602264, г. Муром, Владимирская обл., ул. Орловская, 23  
E-mail: s\_zh\_72@mail.ru*

### **Исследование методов формирования случайных величин с заданным законом распределения**

Значение случайной величины невозможно предсказать при единичном наблюдении. Свойство случайных процессов принято описывать, рассматривая не просто те величины, которые наблюдаются в какой-нибудь момент времени, а изучая совокупности этих величин, относящихся к различным фиксированным моментам времени. Строго говоря, любая физическая величина случайна, а статистическая трактовка оправдана лишь точностью выполнения расчетов.

Из этого следует, что большинство параметров, характеризующих работу любой системы, случайны. Тогда, используя аппарат теории вероятностей, а в более сложных случаях и аппарат теории случайных функций, можно предсказать и количественно описать случайные закономерности. Числовые характеристики случайной величины определяются из анализа единичных реализаций, происходящих в период наблюдения за этой величиной. Поэтому методы обработки случайных величин называются статистическими.

При формировании случайных величин с заданными статистическими свойствами используют методы имитационного моделирования на ЭВМ. Исходным материалом для формирования служат равномерно распределенные в интервале от 0 до 1 случайные числа, которые вырабатываются на ЦВМ программным датчиком случайных чисел.

В работе рассмотрены следующие методы для генерирования случайных величин с заданным законом распределения:

- метод обратной функции;
- приближенный метод;
- метод исключения и т.д.

При проведении исследований были использованы случайные величины с законами распределения: нормальным, равномерным, Вейбула. Для анализа точности формирования случайных величин использовались построение гистограмм распределения и метод фазового портрета. Проведены исследования влияния объема выборки и параметров распределения на точность формирования случайной величины. Это позволило сравнить методы формирования случайных величин между собой.

Жиганов С.Н., Михеев К.В.

*Муромский институт (филиал) федерального государственного образовательного учреждения высшего образования «Владимирский государственный университет имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых»*  
602264, г. Муром, Владимирская обл., ул. Орловская, 23  
E-mail: s\_zh\_72@mail.ru

### Сравнение методов аппроксимации гармонической функции

При реализации операций вычисления различных функциональных зависимостей в современных вычислительных устройствах, при формировании гармонических сигналов в цифровых синтезаторах частот, при формировании тестовых воздействий в современных информационно-измерительных системах используют методы аппроксимации. Существует огромное количество методов аппроксимации функциональных зависимостей. Наиболее пригодный для реализации в современных цифровых устройствах является метод, основанный на полиномах Чебышева [1,2], обеспечивающий наименьшие вычислительные затраты при его реализации при заданной точности по сравнению с другими методами. Существуют различные методы нахождения коэффициентов полиномов Чебышева, некоторые из них можно найти в работах [3-5]. В работе проводится сравнение двух методов вычисления коэффициентов полиномов Чебышева второго порядка на примере аппроксимации функции  $\sin(x)$  на интервале изменения значений аргумента от нуля до  $\pi$ . При этом рассматриваются метод минимизирующий максимальную ошибку аппроксимации на интервале значения функции и метод минимизирующий площадь ошибки.

При аппроксимации функции  $f(x)$  будем использовать полином Чебышева порядка  $n$  вида

$$L_n(x) = a_0 + a_1x + \dots + a_nx^n = \sum_{i=1}^n a_i x^i, \quad (1)$$

где  $a_0, \dots, a_{n+1}$  – коэффициенты полинома.

При сравнении методов вычисления коэффициентов полинома (1) в качестве  $f(x)$  возьмем функцию синуса на интервале значений  $x \in [0, \pi]$ , т.е.  $f(x) = \sin(x)$ , а степень полинома выберем вторую, т.е.  $n = 2$ , а

$$L_2(x) = a_0 + a_1x + a_2x^2. \quad (2)$$

Из (2) видно, что для задания полинома необходимо определить три коэффициента:  $a_0, a_1$  и  $a_2$ . Ошибки аппроксимации описываются функцией

$$\delta(x) = f(x) - L_2(x) = \sin(x) - L_2(x) = \sin(x) - a_0 - a_1x - a_2x^2. \quad (3)$$

Площадь ошибок аппроксимации функции можно определить из соотношения

$$S = \int_{x_{\min}}^{x_{\max}} |f(x) - L_2(x)| dx = \int_0^{\pi} |\sin(x) - a_0 - a_1x - a_2x^2| dx. \quad (4)$$

Первый метод нахождения коэффициентов полинома (1) основан на том, что максимальные значения ошибок на всем интервале значения  $x$  будут принимать одинаковые значения. Этот метод подробно описан в [5], там же получено выражение для полинома, которое имеет вид

$$L_2^1(x) = -0,405 \left( x - \frac{\pi}{2} \right)^2 + 0,97. \quad (5)$$

В выражении (5) верхний индекс в обозначении полинома  $L_2(x)$  определяет номер метода.

При использовании этого полинома максимальное значение ошибки аппроксимации составляет  $\delta_{\max} = 0,03$ , а площадь под кривой ошибок составляет  $S^1 = 0,055$ .

Второй метод нахождения коэффициентов полинома (1) основан на минимизации площади под кривой ошибок  $\delta(x)$ , т.е. необходимо найти коэффициенты полинома таким образом, чтобы выражение (4) было минимальным. Поскольку разность  $f(x) - L_2(x)$  принимает положительные и отрицательные значения на интервале значений функции, то решать интеграл (4) необходимо на

подинтервалах. Результатом решения будет некоторая функция, зависящая от трех неизвестных коэффициентов  $a_0$ ,  $a_1$  и  $a_2$  –  $S(a_0, a_1, a_2)$ .

Для нахождения значений коэффициентов, минимизирующих выражение (4) необходимо решить систему уравнений вида

$$\begin{cases} \frac{\partial S(a_0, a_1, a_2)}{\partial a_0} = 0 \\ \frac{\partial S(a_0, a_1, a_2)}{\partial a_1} = 0 \\ \frac{\partial S(a_0, a_1, a_2)}{\partial a_2} = 0 \end{cases} \quad (6)$$

Средствами программы MathCAD была решена система уравнений (6) для разных исходных данных. В работе проведено сравнение двух описанных методов расчета коэффициентов полинома Чебышева второго порядка, применяемого при аппроксимации функции  $\sin(x)$  на интервале  $x \in [0, \pi]$ .

Работа выполнена при поддержке гранта РФФИ № 18-37-00077.

### Литература

1. Бахвалов Н.С., Жидков Н.П., Кобельков Г.М. Численные методы. – М.: Лаборатория Базовых Знаний. - 2000. – 624с.
2. Ремез Е.Я. Основы численных методов чебышевского приближения. – Киев.: Наукова Думка. - 1969. – 625 с.
3. Chekushkin V.V., Panteleev I.V., Mikheev K.V. Improving Polynomial Methods of Reconstruction of Functional Dependences in Information-Measuring Systems. Measurement Techniques July 2015, Volume 58, Issue 4, PP 385-392. ISSN 0543-1972.
4. Galushkin A.I., Danilin S.N., Shchanikov S.A. The research of memristor-based neural network components operation accuracy in control and communication systems // Source of the Document 2015 International Siberian Conference on Control and Communications, SIBCON 2015 - Proceedings. 2015. PP. 1-6. (DOI: 10.1109/SIBCON.2015.7147034)
5. Чекушкин В.В., Булкин В.В. Вычислительные процессы в информационно-измерительных системах: учеб. пособие. — Изд.-полиграфический центр МИ ВлГУ. - 2009. - 120с.

Жиганов С.Н., Самарин А.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: s\_zh\_72@mail.ru*

### **Исследование методов аппроксимации корреляционных функций и спектральных плотностей случайных процессов**

В практических приложениях для описания стационарных случайных процессов широко используются корреляционные функции и спектральные плотности. Связанные парой преобразований Фурье эти две функции являются полной характеристикой случайных процессов в различных прикладных приложениях. При работе с реальными случайными процессами встает задача аппроксимации, приближенного представления корреляционной функции или спектральной плотности, описание его в виде, по возможности простой функциональной зависимостью, определяющей через неизвестные параметры.

В работе проведен анализ известных методов аппроксимации корреляционных функций и спектральных плотностей, основанных на определении неизвестных параметров и метод основанный на разложении этих функций в ряд Лагерра.

При проведении исследований были использованы случайные величины, описываемые рядом корреляционных функций и соответствующим им спектральным плотностям. Для анализа точности формирования случайных величин проводились расчеты корреляционных функций и спектральных плотностей и метод вычисления фазового портрета. Проведены исследования влияния объема выборки и параметров распределения на точность формирования случайной величины. Это позволило сравнить методы формирования случайных величин между собой.

Костров В.В., Волков И.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: vvk@mit.ru*

### **Принципы построения радиотехнических полигонов для испытания радиолокационных станций**

Испытание радиолокационных станций (РЛС) представляет собой сложную задачу. Специалисты по РЛС предпочли бы довериться полевому испытательному полигону, который обычно занимает большое пространство, где несколько кораблей или самолётов могли бы следовать по определённому курсу, чтобы оценить правильно ли РЛС отображает на экране их местоположение и скорость. Хотя полевые испытания часто обеспечивают реалистические условия окружающей среды, обычно это худший вариант для разработчиков.

Сложность работы в полевых условиях является основной причиной, по которой большинство инженеров-испытателей РЛС предпочитают создавать искусственный испытательный полигон. Такой полигон представляет комплект испытательного оборудования, способного имитировать возвратные эхо-сигналы РЛС, необходимые для проверки её характеристик. Хотя полевое испытание может быть полезно в части имитации условий окружающей среды, таких как береговые линии, горы и облака, это часто непрактично для имитации реалистических сценариев военного назначения. Кроме того, полевые испытания в значительной степени связаны с обеспечением безопасности (например, возможностью столкновения), чего нет при лабораторных испытаниях. Затраты на многократные переустановки РЛС и целей в заданные положения при дальности более сотен миль не позволяют полностью выявить возможности приёмника РЛС. При испытании радиолокационных систем космических кораблей цена полевых испытаний оказывается совсем недоступной. Чтобы преодолеть эти проблемы, генераторы сигналов для создания импульсов позволяют создать искусственный испытательный полигон в лабораторных условиях.

Цель доклада – рассмотреть принципы построения радиотехнических полигонов для испытания РЛС.

Испытательный полигон предназначен для решения задач по проведению испытаний разрабатываемого и серийного производимого вооружения, военной и специальной техники. Основными задачами испытательных полигонов является:

- осуществление всесторонних испытаний разрабатываемых (опытных) образцов, оценка соответствия их тактико-технических характеристик заданным тактико-техническим требованиям;
- контрольные испытания установочных партий, серийных и находящихся в эксплуатации образцов изделий;
- исследования по отработке технологий создания и совершенствования изделий, в том числе проведение натуральных демонстрационных экспериментов.

В зависимости от назначения полигоны могут быть оборудованы: наблюдательными пунктами, укрытиями, средствами связи, трансформаторной подстанцией промышленной частоты, контрольно измерительными приборами, транспортными средствами. На некоторых полигонах его отдельные участки иногда называли площадками. Площадка на полигоне – это обычно единый ограниченный участок полигона, предназначенный для какой-то конкретной деятельности (хозяйственной, испытательной, жилой, учебной и так далее). Обычно площадка огораживается колючей проволокой, реже забором, и имеет один или несколько контрольно-пропускных пунктов.

На площадке управления может размещаться командный пункт, функцией которого является координация испытаний, со своими административными зданиями, автомобильным парком, трансформаторной подстанции для обеспечения питания полигона, пожарного водоема для оперативного устранения пожаров на территории полигона, гостиницами для

командированных и т.д. На испытательных площадках находятся объекты испытаний, помещения для инженерно-технических служб, измерительные комплексы, стендовое оборудование (например, имитатор дальней зоны).

Существует площадка управления всем полигоном, остальные площадки разделяются на одиночные или группы площадок по видам испытаний. В зависимости от режима секретности, степени опасности проводимых испытаний, площадки могут либо группироваться на достаточно малом расстоянии друг от друга, либо выноситься на достаточно большое расстояние друг от друга (например, летная площадка и площадка для испытаний РЛС).

Таким образом, в настоящее время можно выделить следующие направления развития испытательных радиотехнических полигонов:

- испытательные полигоны модернизируются и оснащаются высокотехнологическим оборудованием, чтобы соответствовать характеристикам и возможностям технических решений, необходимых для генерации испытательных сигналов РЛС;

- последние поколения РЛС и радиолокационных комплексов работают в различных полосах частот и используют широкополосные или сверхширокополосные сигналы, которые поддерживают очень сложные схемы модуляции; соответственно, имитаторы сигналов и помех также должны поддерживать эти виды модуляции.

#### Список литературы:

1. ГОСТ 16504-81: Система государственных испытаний продукции. Испытания и контроль качества продукции. Основные термины и определения.
2. Ширман Я.Д., Голиков В.Н. Основы теории обнаружения радиолокационных сигналов и измерение их параметров. – М.: Сов. радио, 1963.
3. Леонов А.И., Васенев В.Н., Гайдуков Ю.И. Моделирование в радиолокации. – М.: Сов. радио, 1979.

Кострова Т.Г.

*Муромский колледж радиоэлектронного приборостроения  
602267 г. Муром, Владимирская обл., ул. Комсомольская, 55**E-mail: kostrovatg@yandex.ru***Обеспечение электромагнитной совместимости при совместной работе РЛС**

При разработке и проектировании информационного поля для наблюдения воздушного пространства и обнаружения объектов, находящихся в зоне ответственности поля, часто используются радиолокационные станции (РЛС), работающие в дежурном режиме. Такие РЛС создают радиолокационное поле и, как правило, работают в общей полосе частот. Сами РЛС могут быть как однотипными, так и различных типов, но в любом случае они не должны создавать друг другу недопустимых помех, т.е. работа всего распределенного комплекса связана с обеспечением электромагнитной совместимости (ЭМС) этих станций [1]. При решении задач ЭМС рассматриваются технические характеристики РЛС, определяющие уровень взаимных помех, с учетом организационных мер по снижению степени воздействия вредных помех на приемные устройства РЛС. К числу организационных мер можно отнести различные законодательные и рекомендательные акты, которые издаются международными и национальными организациями и которым должны удовлетворять технические характеристики РЛС. Типичным примером таких документов могут служить [2,3], которые помогают ослабить воздействие вредных помех, создаваемых нежелательными излучениями передатчиков РЛС при совпадении в пространстве главных лепестков диаграммы направленности антенн (ДНА). Вместе с тем, только организационными мерами всего разнообразия задач ЭМС не решить.

Целью данной работы является разработка критериев и технических мер для обеспечения ЭМС РЛС при их совместной работе для создания радиолокационного поля.

В качестве базовой модели использовалась РЛС обзорного типа, рассчитанная на работу в L-диапазоне с импульсной мощностью 1,2 кВт и дальностью действия 120 км. Для двух однотипных (РЛС-1 и РЛС-2) рассмотрены наиболее вероятные сценарии воздействия помех от РЛС-2 на приемник станции РЛС-1:

- зондирующие импульсы, излучаемые передатчиком РЛС-2, могут воздействовать, как по главному, так и по боковым лепесткам диаграммы направленности антенны РЛС-1;
- время воздействия помех по боковым лепесткам ДНА может быть продолжительным;
- угол между направлением на цель и на мешающую РЛС может приближаться к нулю;
- расстояние между РЛС-1 и РЛС-2 может быть больше расстояния прямой видимости, поэтому РЛС будут находиться в зоне полутени.

Для анализа использовались упрощения в модели и параметрах взаимодействия РЛС. Так в качестве ширины ДНА  $\Theta_{ant}$  при анализе ЭМС использовалась средняя ширина ДНА по уровню минус 10 дБ от максимального уровня, а уровень боковых лепестков принимается постоянным и равным уровню максимального лепестка. Для описания ДНА рассматривается только азимутальная плоскость  $F_{ant}(\alpha, \beta) \equiv F_{ant}(\alpha)$ , что дает наихудший случай взаимодействия антенн. При анализе с учетом атмосферы использовались рекомендации [4].

Проведено исследование влияния асинхронного сканирования антенн, оценены вероятности возникновения типовых ситуаций взаимодействия антенн по основному и боковым лепесткам. Показано, что координационное расстояние в случае взаимодействия по основным направлениям при передаче и приеме большую часть времени (порядка 97...99% от общего времени работы) меньше, чем расстояние прямой видимости между станциями.

Если организовать работу станций на соседних частотах, то получим дополнительное ослабление мешающего сигнала и уменьшение координационного расстояния до границы прямой видимости, кроме режима работы на основных направлениях. При этом коэффициент помехоустойчивости повышается на 12...14 дБ, однако рассогласование принимаемого сигнала с опорным колебанием рабочей РЛС приводит к искажениям формы сигнала.

При решении прямой задачи ЭМС (расчет уровня взаимных помех в различных режимах работы рабочей и мешающей станций) возможность совместной работы РЛС оценивалась по коэффициенту помехоустойчивости, определяемому через отношение сигнал-помеха [5]. Для

решения обратной задачи ЭМС (расчет минимально допустимого рабочего расстояния между РЛС без создания взаимных помех) наиболее вероятные сценарии просчитывались дважды, а затем из полученных результатов выбиралось наибольшее координационное расстояние. Также для оценки ЭМС использовались статистические критерии, например, разработана методика расчета координационного расстояния по параметру вероятности обнаружения помехи.

По результатам расчетов для модели РЛС были сделаны следующие выводы.

1) При создании радиолокационного поля из однотипных РЛС для обеспечения ЭМС целесообразно применять специальные сложные сигналы с расширением спектра за счет использования различных методов кодирования зондирующего сигнала. Длительность зондирующих импульсов и база сигнала остаются для различных РЛС одинаковыми, однако сами сигналы должны обладать свойствами ортогональности или квазиортогональности. В частности, это достигается сменой направления закона ЛЧМ, поимпульсным кодированием фазы сигнала по псевдослучайному закону [6], дополнительным фазовым кодированием ЛЧМ сигнала, поимпульсной сменой фазовой и частотной модуляции и т.д.

2) Для снижения взаимных помех и ослепления по главным лепесткам антенн рабочей и мешающей станций целесообразно использовать бланкирование моментов такой работы, что приведет к потерям времени до 2%.

3) Для снижения вероятности встречи станций по главным лепесткам целесообразно ввести внешнюю синхронизацию режимов обзора и прогнозирование взаимного пространственного положения лучей.

4) Эффективным средством подавления синхронных импульсных помех является вобуляция (несколько дискрет по дальности) периода следования зондирующих импульсов с последующей селекцией временного положения эхо-сигналов [7].

5) Разнос станции по частоте позволяет существенно снизить координационное расстояние, в худшем случае взаимодействия станций по основным направлениям координационное расстояние в 1,3...1,5 раза превышает пределы прямой радиовидимости.

Таким образом, создание поля РЛС требует территориального, частотного, сигнального и других видов планирования, т.е. для обеспечения ЭМС требуется системный подход. Рассмотренная комбинация технических средств снижения взаимных помех, создаваемых РЛС, обладает определенными преимуществами: снижение координационного расстояния не приведет к снижению показателей качества обнаружения РЛС, что важно при организации дежурного режима работы; предложенные меры могут быть реализованы изменением соответствующего программного обеспечения, что не приводит к изменению аппаратной части и к увеличению массогабаритных характеристик РЛС.

## Литература

1. Справочник по радиоэлектронным системам: В 2-х томах. Т. 2. / Под ред. Б.Х. Кривицкого. – М.: Энергия, 1979. – 368 с.
2. НОРМЫ 18-07 Радиопередающие устройства гражданского назначения. Требования на допустимые уровни побочных излучений. Методы контроля. // Приложение к решению ГКРЧ от 12.02.2007 № 07-19-07-001.
3. Рекомендация МСЭ-R SM.1541-4 (09/2011). Нежелательные излучения в области внеполосных излучений.
4. Рекомендация МСЭ-R P.530-13 (10/2009). Данные о распространении радиоволн и методы прогнозирования, требующиеся для проектирования наземных систем прямой видимости.
5. Сосулин Ю.Г. Теоретические основы радиолокации и радионавигации. – М.: Радио и связь, 1992. – 304 с.
6. Шумоподобные сигналы в системах передачи информации / Под ред. проф. В.Б. Пестрякова. – М.: Советское радио, 1973. – 424 с.
7. Патент РФ № 2386978. Устройство отображения информации о целях в импульсной обзорной РЛС с вобуляцией периода следования зондирующих сигналов // Беляков Е.С., Кострова Т.Г., Антуфьев Р.В., Костров В.В. / Класс МПК G 01 S 7/12. Приоритет от 16.06.2008. Оpubл. 20.04.2010. Бюл. №11.



Кострова1 Т.Г., Пронин2 А.А.

<sup>1</sup>Муромский колледж радиоэлектронного приборостроения  
602267 г. Муром, Владимирская обл., ул. Комсомольская, 55

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: kostrovatg@yandex.ru

### **Особенности обнаружения объектов в области радиотени**

Одной из проблем современных радиолокационных станций (РЛС) является увеличение дальности действия при ограниченных энергетических ресурсах. Кроме того, работа РЛС в пределах прямой видимости предполагает для увеличения дальности установку антенны на высоту 20...50 м с помощью стационарно устанавливаемых мачт или на высотные объекты (здания, трубы и т.п.). Особенно остро эта проблема стоит в подвижных РЛС, которые не могут использовать специализированные антенно-мачтовые устройства с высотой более 10 м для подъема антенны. Поэтому работа на предельных дальностях ведется за линией радиогоризонта, т.е. в области радиотени [1,2].

Целью данной работы является анализ энергетических характеристик при работе РЛС в области радиотени.

Для расчета энергетики сигнала в области радиотени использовалась дифракционная формула расчета напряженности поля в направлении основного излучения антенны. При расчете использовались мощность передатчика, расстояние до объекта с учетом кривизны Земли, интерференционный множитель, учитывающий нормированную высоту установки антенны. Расчеты наглядно показывают, что в области радиотени мощность сигнала быстро убывает. Так, например, чтобы в области радиотени увеличить дальность действия РЛС в два раза необходимо увеличить мощность передатчика на семь порядков. Напомним, что в пределах прямой видимости для этого понадобилось бы увеличение мощности в 16 раз. Отсюда видно, что при ограниченных конструктивных факторов в первую очередь стоит задача повышения энергетического обеспечения.

В современных РЛС для повышения энергии сигнала при ограниченной импульсной мощности применяются специальные сложные сигналы с расширением спектра за счет использования различных методов кодирования зондирующего сигнала. Дальнейшее направление развития РЛС малой мощности связано с увеличением длительности сложного сигнала и переходом к квазинепрерывным сигналам. Появляющаяся при этом неоднозначность измерения дальности устраняется применением комплекса мер, связанных с получением ортогональности (или квазиортогональности) зондирующих сигналов: смена направления закона ЛЧМ, поимпульсное кодирование фазы сигнала по псевдослучайному закону, дополнительное фазовое кодирование ЛЧМ сигнала и т.д. Кроме того, эффективным средством разрешения неоднозначности измерений является вобуляция периода следования и применения нескольких шкал отсчета дальности [3].

### **Литература**

1. Справочник по радиолокации / Под ред. М Скольника. В 4-х томах. Т.4. – М.: Сов.радио, 1978. – 376 с.
2. Теоретические основы радиолокации: Учебное пособие для вузов / А. А. Коростелев, Н. Ф. Ключев, Ю. А. Мельник и др.; Под ред. В. Е. Дулевича. – М.: Советское радио, 1978. – 608 с.
3. Патент РФ № 2358284. Устройство устранения неоднозначных измерений дальности до целей, находящихся за пределами рабочей зоны радиолокационной станции // Беляков Е.С., Кострова Т.Г., Антуфьев Р.В., Костров В.В. / Класс МПК G 01 S 13/08. Заявка на Патент РФ № 2007126665/09 от 12.07.2007 (опубл. 20.01.2009) Бюл. № 16 от 10.06.2009.

Ракитин А.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: alexey@mit.ru*

### **Стенд для отладки программ цифровой обработки сигналов на базе процессора 1892ВМ14Я**

В целях уменьшения временных и финансовых затрат на разработку встраиваемых систем цифровой обработки сигналов прототипы создаваемых устройств обычно выполняются на основе отладочных плат, широко представленных на рынке для практически любого микропроцессора или микроконтроллера. При таком подходе одной из основных стоящих перед разработчиком проблем являются задачи организации потоков обрабатываемой и управляющей информации, соответствующих реальным условиям работы будущего устройства, и последующей их передачи на отладочный модуль в режиме реального времени.

В процессе разработки узла цифровой обработки сигналов на базе отечественной системы на кристалле SoC1892ВМ14Я возникла аналогичная задача, для чего был создан соответствующий отладочный стенд. В качестве прототипа аппаратной части узла цифровой обработки был использован отладочный модуль Салют-ЭЛ24ОМ1 [1] с установленным процессорным модулем Салют-ЭЛ24МП2 [2]. Модуль Салют-ЭЛ24ОМ1 содержит интерфейсную часть с широким набором современных последовательных и параллельных интерфейсов передачи данных (Ethernet 10/100/1000; USB 2.0 Host, Type A; SpaceWire; RS-485; CAN; I2C; SPI; UART; до 26 GPIO; Wi-Fi; Bluetooth; HDMI; DSI; RGB 24-bit; CSI; CMOS 10-bit и ряд других). Модуль Салют-ЭЛ24МП2 содержит микропроцессорную часть в составе: МП 1892ВМ14Я; 2ГБ ОЗУ DDR3L; NANDFlash 4 ГБ; 32 ГБ eMMC; 4 МБ SPI Flash, а также собственную периферийную и интерфейсную части.

Для имитации внешнего периферийного и управляющего оборудования, а также источника данных использовались демонстрационная плата на базе микроконтроллера STM32F103C [3], а также конвертор USB-UART/SPI/I2C, выполненный на базе хорошо известного чипа СН341А.

Было разработано программное обеспечение, позволяющее загружать в память микроконтроллера STM32F103C исходные натурные данные, а затем выдавать их на плату ЦОС с заданным темпом и в заданных форматах, чем осуществлялась имитация источника данных для обработки. Вторая часть программного обеспечения формировала в соответствии с заданными протоколами обмена и выводила через заданные интерфейсы необходимые управляющие последовательности. Разработка ПО велась на языке С для платформы Microsoft Windows.

В результате выполненных работ был разработан и реализован стенд для отладки программ цифровой обработки сигналов на базе сигнального процессора 1892ВМ14Я, позволяющий имитировать, анализировать и отлаживать работу системы ЦОС с задающей и управляющей аппаратурой в реальном времени.

### **Литература**

1. МОДУЛЬ ОТЛАДОЧНЫЙ САЛЮТ-ЭЛ24ОМ1 РЕВ. 1.2 РУКОВОДСТВО ПОЛЬЗОВАТЕЛЯ РАЯЖ.441461.028Д17. – АО НПЦ «ЭЛВИИС», 2018.  
[http://multicore.ru/mc/data\\_sheets/Manual\\_Salute\\_EL24OM1\\_rev1\\_2.pdf](http://multicore.ru/mc/data_sheets/Manual_Salute_EL24OM1_rev1_2.pdf)
2. МОДУЛЬ ПРОЦЕССОРНЫЙ САЛЮТ-ЭЛ24МП2 РУКОВОДСТВО ПОЛЬЗОВАТЕЛЯ РАЯЖ.441461.031Д17. – АО НПЦ «ЭЛВИИС», 2018.  
[http://multicore.ru/mc/data\\_sheets/Manual\\_Salute\\_EL24PM2.pdf](http://multicore.ru/mc/data_sheets/Manual_Salute_EL24PM2.pdf)
3. STMicroelectronics STM32F103x8 STM32F103xB Datasheet – production data. DocID13587 Rev. 17, April 2015, 117 p. <http://www.st.com/resource/en/datasheet/stm32f103c8.pdf>

Романов Д.Н.

Муромский институт (филиал) федерального государственного образовательного учреждения высшего образования «Владимирский государственный университет имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых»  
602264, г. Муром, Владимирская обл., ул. Орловская, 23  
E-mail: radon81@mail.ru

### Расчет радиуса кривизны трехмерной траектории движения воздушного объекта

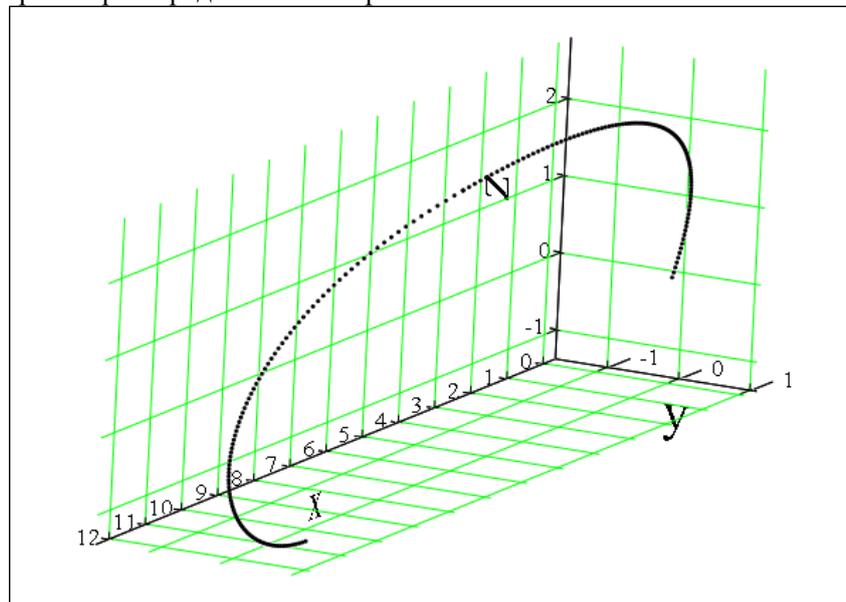
При моделировании воздушной обстановки одним из важных аспектов является соответствие моделируемой траектории движения реальным воздушным объектам. Для этого необходимо учитывать перегрузку, допустимую для того или иного воздушного объекта. Перегрузка возникает в результате действия центростремительного ускорения. При движении воздушного объекта с постоянной скоростью максимальное центростремительное ускорение достигается на участках траектории с минимальным радиусом кривизны.

Рассмотрим траекторию, построенную с помощью трехмерных кривых Безье по следующим точкам: A(0,0,0); B(2,2,4); C(5,-0.5,2); D(8,-3,0); E(11,-1,-2); F(12,1,-1). Данная траектория состоит из двух кривых Безье второго и третьего порядка соответственно, построенных на основе следующего выражения:

$$B(t) = \sum_{i=0}^n P_i B_i^n(t)$$

где  $n$  – степень кривой;  $i$  – порядковый номер опорной вершины;  $P_i$  – вектор координат  $i$ -й опорной точки по каждой из координат;  $B_i^n(t) = \frac{n!}{i!(n-i)!} \cdot t^i \cdot (1-t)^{n-i}$  – полином Бернштейна степени  $n$ ,  $t$  – безразмерный параметр, расположенный в интервале  $t \in [0; 1]$ .

Итоговая траектория представлена на рис. 1.



(x1, y1, z1), (x2, y2, z2)

Рис. 1 Траектория движения объекта

Минимальный радиус кривизны дуги рассчитывается по выражению [1]:

$$R = \frac{\sqrt{\left( (x'(t))^2 + (y'(t))^2 + (z'(t))^2 \right)^3}}{\sqrt{\left( (y'(t)z''(t) - y''(t)z'(t))^2 + (z'(t)x''(t) - z''(t)x'(t))^2 + (x'(t)y''(t) - x''(t)y'(t))^2 \right)}}$$

Для траектории, представленной на рис. 1, радиус кривизны имеет зависимость от параметра  $t$ , представленную на рисунках 2 и 3.

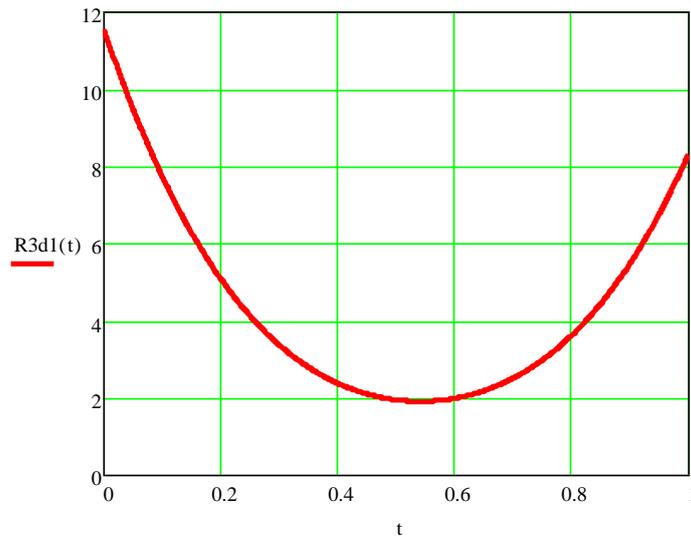


Рис. 2. График для определения минимального радиуса кривизны кривой второго порядка

Для графика, представленного на рис.2 минимальный радиус кривизны составляет 1,907.

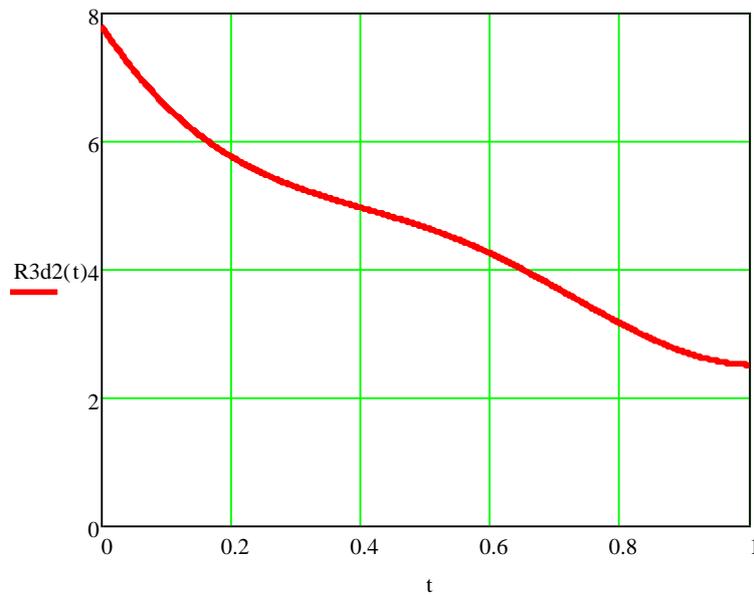


Рис. 3. График для определения минимального радиуса кривизны кривой третьего порядка

Для графика, представленного на рис.2 минимальный радиус кривизны составляет 2,512.

### Литература

1. Выгодский М.Я. Справочник по высшей математике. Изд-во "Наука". М. 1977 г.

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

### Математическая модель шумовых характеристик гетеродина анализатора спектра СК4-Белан

Гетеродины современных анализаторов спектра должны формировать широкий диапазон частот, маленький шаг перестройки, а также обеспечивать низкий уровень фазовый шумов и малое количество дискретных побочных составляющих спектра выходного сигнала. Для достижения данных параметров гетеродина, как правило, реализуются на основе гибридного метода синтеза частот. Гибридные синтезаторы частот (ГСЧ) сочетают прямой аналоговый, косвенный и прямой цифровой методы синтеза, за счёт этого недостатки, присущие синтезаторам, построенным на основе одного метода синтеза, компенсируются достоинствами синтезаторов на основе другого метода [1, 2].

Спектральная плотность мощности (СПМ) фазовых шумов – важнейший критерий оценки любого источника гармонического сигнала. Она является качественным показателем того, насколько точно данный генератор может воспроизводить одну и ту же частоту. Для теоретического анализа шумовых характеристик синтезаторов частот применяются математические модели СПМ фазовых шумов [3].

Целью данной работы является разработка математической модели СПМ фазовых шумов малозумящего гетеродина анализатора спектра СК4-Белан 240 [4] и исследование с её помощью шумовых характеристик гетеродина.

Гетеродин является гибридным синтезатором частот, состоящим из двух синтезаторов прямого цифрового метода синтеза – цифровых вычислительных синтезаторов ЦВС1 и ЦВС2, и двухкольцевой системы фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ).

Математическая модель СПМ фазовых шумов гетеродина основана на математической модели СПМ фазовых шумов гибридного синтезатора, построенного на ЦВС и двухкольцевой ФАПЧ [2, 7], и имеет вид

$$S_{Б240}(F) = [S_{Гоч}(F) \cdot K_{ЦВС1}^2 + S_{ЦВС1}(F) + S_{Фд1}(F) + S_{Фнч1}(F) + S_{Пф}(F) + S_{См}(F) + S_{Подст2}(F)] \cdot |H_{311}(j2\pi F)|^2 + S_{Жиг}(F) \cdot |H_{321}(j2\pi F)|^2, \quad (1)$$

где  $S_{Гоч}(F)$ ,  $S_{ЦВС1}(F)$ ,  $S_{Фд1}(F)$ ,  $S_{Фнч1}(F)$ ,  $S_{Пф}(F)$ ,  $S_{См}(F)$ ,  $S_{дч}(F)$ ,  $S_{днз}(F)$ ,  $S_{Жиг}(F)$  – модели СПМ фазовых шумов генератора опорной частоты, цифрового вычислительного синтезатора ЦВС1 с коэффициентом передачи  $K_{ЦВС1}$ , фазового детектора ФД1, петлевого ФНЧ1, полосового фильтра ПФ, смесителя, делителя ДЧ, диода с накоплением заряда ДНЗ, ЖИГ-генератора, соответственно;  $H_{311}(j2\pi F) = H_{11}(j2\pi F)/(1 + H_{11}(j2\pi F))$  – передаточная функция первого кольца ФАПЧ по внешним шумам,  $H_{321}(j2\pi F) = 1/(1 + H_{11}(j2\pi F))$  – передаточная функция первого кольца ФАПЧ по внутренним шумам,

$H_{11}(j2\pi F) = \left( \frac{F_{Фнч1}(j2\pi F) \cdot s_{Фд1} \cdot s_{Жиг}}{j2\pi F} \right)$  – передаточная функция разомкнутого кольца ФАПЧ,

$F_{Фнч1}(j2\pi F)$  – передаточная функция ФНЧ1,  $s_{Фд1}$  – крутизна дискриминационной характеристики ФД1;  $s_{Жиг}$  – крутизна регулировочной характеристики ЖИГ-генератора;

$$S_{Подст2}(F) = \frac{1}{N_2^2} \cdot \left[ [S_{Гоч}(F) \cdot K_{ЦВС2}^2 + S_{ЦВС2}(F) + S_{Фд2}(F) + S_{Фнч2}(F) + S_{См2}(F) + S_{Гоч2}(F) \cdot n_1^2 + S_{Уч}(F)] \cdot |H_{312}(j2\pi F)|^2 + S_{Гун}(F) \cdot |H_{322}(j2\pi F)|^2 + S_{дч} \right] \cdot n_{днз}^2 + S_{днз}(F), \quad (2)$$

где  $S_{\text{ЦВС1}}(F)$ ,  $S_{\text{ФД1}}(F)$ ,  $S_{\text{ФНЧ1}}(F)$ ,  $S_{\text{ПФ}}(F)$ ,  $S_{\text{СМ}}(F)$ ,  $S_{\text{ЖИГ}}(F)$ ,  $S_{\text{дч}}(F)$ ,  $S_{\text{ДНЗ}}(F)$  – модели СПМ фазовых шумов генератора опорной частоты, цифрового вычислительного синтезатора ЦВС1, фазового детектора ФД1, петлевого ФНЧ1, полосового фильтра ПФ, смесителя, ЖИГ-генератора, делителя частот, ДНЗ, соответственно;  $n_{\text{ДНЗ}}$  – номер гармоники в ДНЗ;  
 $H_{312}(j2\pi F) = H_{12}(j2\pi F)/(1 + H_{12}(j2\pi F))$  – передаточная функция второго кольца ФАПЧ по внешним шумам,  $H_{322}(j2\pi F) = 1/(1 + H_{12}(j2\pi F))$  – передаточная функция первого кольца ФАПЧ по внутренним шумам,  $H_{12}(j2\pi F) = \left( \frac{F_{\text{ФНЧ2}}(j2\pi F) \cdot s_{\text{ФД2}} \cdot s_{\text{ГУН}}}{j2\pi F} \right)$  – передаточная функция разомкнутого второго кольца ФАПЧ,  $F_{\text{ФНЧ2}}(j2\pi F)$  – передаточная функция ФНЧ2,  $s_{\text{ФД2}}$  – крутизна дискриминационной характеристики ФД2;  $s_{\text{ГУН}}$  – крутизна регулировочной характеристики ГУН.

Проведённые исследования показали, что разработанная математическая модель СПМ фазовых шумов позволяет с высокой точностью провести моделирование СПМ фазовых шумов. В соответствии с результатами моделирования, основной вклад в результирующий уровень СПМ фазовых шумов на частотах отстройки до 7 кГц вносит ГОЧ2, на отстройках свыше 7 кГц – ФД2. Цифровой вычислительный синтезатор ЦВС2 практически не вносит вклад.

Таким образом, предлагаемая математическая модель позволяет на стадии проектирования рассчитать уровень спектральной плотности мощности фазовых шумов для любой архитектуры гибридных синтезаторов частот на основе прямого цифрового и косвенного методов синтеза, а также определить звенья, вносящие наибольший вклад в результирующий уровень СПМ фазовых шумов.

### Литература

1. Chenakin A. Frequency Synthesizers: From Concept to Product. New York: Artech House, 2010. 235 p.
2. Romashov V.V., Romashova L.V., Khramov K.K., Yakimenko K.A., Doktorov A.N. Wide-band hybrid frequency synthesizer with improved noise performance // Moscow Workshop on Electronic and Networking Technologies, MWENT 2018 - Proceedings. № 1. 2018. С. 1–4. DOI: 10.1109/MWENT.2018.8337224.
3. 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.
4. Бельчиков С. Фазовый шум: как спуститься ниже –120 дБн/Гц на отстройке 10 кГц в диапазоне частот до 14 ГГц, или борьба за децибелы // Компоненты и технологии. 2009. №6. С. 142–147.

Ростокин И.Н.

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

### **Особенности пассивного микроволнового радиометрического контроля облачной атмосферы**

Основное отличие пассивных микроволновых радиометрических исследований атмосферы от активных радиолокационных заключается в том, что статистические свойства «полезного» сигнала, принимаемого по главному лепестку диаграммы направленности антенны и «помехового» принимаемого по боковым и задним лепесткам, одинаковы - гауссов шум, а общий вклад этих компонент сигнала может быть сопоставим по своей интенсивности. Таким образом, распознавание и выявление этих компонент по чисто статистическим признакам невозможно. Более того, в целом ряде случаев «полезный» сигнал (или его пространственно-временная вариация) составляет величину, существенно меньшую, чем вклад шумового излучения в боковое поле диаграммы направленности антенны [1].

Одна из основных проблем наземных микроволновых радиометрических систем – максимальное уменьшение мощного фонового излучения от наземных объектов и атмосферы.

При определении высотных профилей необходимы микроволновые радиометрические измерения при разных углах места. Но при смене углового положения антенны относительно поверхности Земли изменяется вклад радиотеплового излучения подстилающей поверхности в составе входного сигнала радиометрической системы - вклад фоновых шумов, принимаемых через область рассеяния диаграммы направленности антенны. Влияние фоновых шумов сказывается в случайных вариациях помехового прироста входного сигнала радиометрической системы [2, 3].

Для повышения точности радиометрических измерений при оценке высотных профилей интегральных параметров облачной атмосферы необходима компенсация влияния фоновых шумов на системном уровне [4].

Перенос микроволнового излучения от объекта исследования до микроволнового радиометра сопровождается явлениями поглощения и рассеяния на отдельных частицах облаков (капли и кристаллы) и дополнительным излучением этих частиц.

Для атмосферы находящейся в состоянии термодинамического равновесия (до высот  $h < 90$  км), в радиодиапазоне, где  $h\nu \ll kT$  справедливо приближение Релея – Джинса для функции Планка, в этом случае уравнение переноса радиотеплового излучения примет следующий вид

$$\frac{dI_\nu}{dl} = -\gamma_\nu I_\nu + \frac{2k\nu^2}{c^2} \gamma_\nu T, \quad (1)$$

где  $I_\nu$  – спектральная интенсивность радиотеплового излучения;  $\gamma_\nu$  – коэффициент поглощения;  $\nu$  – частота;  $dl$  - элемент пути.

Проводя интегрирование уравнения (1) по траектории распространения волны при граничных условиях  $I_\nu(0) = 0$  и  $I_\nu(\infty) = I_\Phi$  получаем выражение для спектральной интенсивности нисходящего радиотеплового излучения атмосферы при наблюдении с поверхности Земли в направлении визирования

$$I_\nu = \frac{2k\nu^2}{c^2} \int_0^\infty T(l)\gamma_\nu(l) \exp\left(-\int_0^l \gamma_\nu(l') dl'\right) dl + I_\Phi \exp\left(-\int_0^l \gamma_\nu(l) dl\right) \quad (2)$$

Для получения физической информации об объекте микроволнового радиометрического зондирования используется радиояркая температура исследуемого объекта  $T_\nu$ , под которой понимается температура эквивалентного абсолютно черного тела, излучающего в данном направлении излучение с интенсивностью  $I_\nu$ , равное излучению исследуемого объекта, т.е.

$$T_{\text{я}} = \frac{c^2 I_{\text{в}}}{2k\nu^2} \quad (3)$$

При использовании плоскослоистой модели атмосферы  $dl = dh / \cos \Theta$ , выражение (2) в значениях радиояркой температуры примет следующий вид

$$T_{\text{я}} = \frac{1}{\cos \Theta} \int_0^{\infty} T(h) \gamma_{\text{в}}(h) \exp\left(-\frac{1}{\cos \Theta} \int_0^h \gamma_{\text{в}}(h') dh'\right) dh + T_{\text{ф}} \exp\left(-\frac{\tau_0}{\cos \Theta}\right) \quad (4)$$

где  $\tau_0 = \int_0^{\infty} \gamma_{\text{в}}(h) dh$  – полное вертикальное поглощение в атмосфере;  $\Theta$  – зенитный угол визирования;  $T_{\text{ф}}$  – температура фонового излучения.

При наблюдениях с поверхности Земли значения радиояркой температур для различных состояний атмосферы могут быть определены с помощью следующих выражений [1]:

- для безоблачной (ясной) атмосферы

$$T_{\text{я}} = \bar{T}(1 - e^{-\gamma_a}), \quad (5)$$

- для облачной атмосферы без осадков

$$T_{\text{я}} = \bar{T}_1(1 - e^{-\gamma_1}) + \bar{T}_2(1 - e^{-\gamma_2})e^{-\gamma_1} + \bar{T}_3(1 - e^{-\gamma_3})e^{-(\gamma_1 + \gamma_2)}, \quad (6)$$

- для облачной атмосферы с осадками в виде дождя

$$T_{\text{я}} = \bar{T}_1(1 - e^{-\gamma_1}) + \bar{T}_2(1 - e^{-\gamma_2})e^{-\gamma_1} + \bar{T}_3(1 - e^{-\gamma_3})e^{-(\gamma_1 + \gamma_2')} + \bar{T}_4(1 - e^{-\gamma_4})e^{-(\gamma_1' + \gamma_2 + \gamma_3)}. \quad (7)$$

где  $\bar{T}$  – средняя температура среды в которой происходит перенос излучения;  $\gamma_a$  – коэффициент поглощения газами атмосферы,  $\gamma_a = \tau \sec \theta$ ;  $\tau$  – оптическая толщина излучающего слоя;  $\theta$  – угол между нормалью к слою и направлением визирования;  $\bar{T}_1, \bar{T}_2, \bar{T}_3$  – средние температуры излучающих слоев;  $\gamma_1, \gamma_2, \gamma_3$  – коэффициент поглощения в газах атмосферы, облаках и осадках для каждого слоя.

Для дальнейшей процедуры восстановления «полезного» сигнала необходимо тщательно учитывать вклад излучения боковых лепестков и собственного излучения антенны в полный сигнал, поскольку в условиях экспериментальных исследований при изменении пространственного положения главного лепестка диаграммы направленности антенны (в режиме наведения или слежения) будет изменяться и этот «помеховый» сигнал практически неконтролируемым образом [5].

### Литература

1. Радиотеплокация в метеорологии / В.Д. Степаненко, Г.Г. Щукин, Л.П. Бобылев, С.Ю. Матросов. - Л.: Гидрометеиздат, 1987. - 283 с.
2. Щукин Г.Г., Степаненко В.Д., Снегуров А.В. Перспективные направления радиолокационных наблюдений за атмосферой // Труды Главной геофизической обсерватории им. А.И. Воейкова. - 2010. – № 561. – С. 223 - 241.
3. Ростокин И.Н., Федосеева Е.В., Щукин Г.Г. Сверхвысокочастотная радиометрическая система с внешним тестовым шумовым сигналом. // Труды Военно-космической академии имени А.Ф. Можайского. Выпуск 653. – СПб.: ВКА имени А.Ф. Можайского, 2016, С. 204 – 209.
4. Ростокин И.Н., Федосеева Е.В. Вопросы построения многочастотной СВЧ радиометрической системы дистанционного зондирования облачной атмосферы с компенсацией фонового излучения // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. – 2015. – №1 (17). – С. 5 – 12.
5. Ростокин, И. Н. Многочастотный микроволновый радиометрический метод обнаружения и контроля опасных атмосферных метеоявлений, устойчивый к изменяющимся условиям измерений // Вестник Поволжского государственного технологического университета. Сер.: Радиотехнические и инфокоммуникационные системы. 2018. № 1 (37). С. 6-21.

Ростокина Е.А.

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

### **Особенности спектров радиотеплового излучения облачной атмосферы с осадками**

Микроволновая радиометрия является средством пассивного дистанционного зондирования атмосферы и оценки ее метеопараметров по результатам измерений собственного радиотеплового излучения атмосферы, являющегося результатом теплового движения заряженных частиц. Наибольший вклад в формирование радиотеплового излучения облачной атмосферы вносят кислород, водяной пар, жидкокапельные облака и осадки. На основе данных микроволновых радиометрических измерений в результате решения обратных задач оценивают метеопараметры атмосферы, в частности, влагозапас атмосферы и водозапас облаков, а также интенсивность осадков, значительные вариации которых могут являться предикторами возникновения опасных метеорологических явлений [1].

Собственное радиотепловое излучение атмосферы на каждой частоте зависит как от параметров облачного слоя, так и от содержания в атмосфере водяного пара и вертикальных профилей метеоэлементов. Поэтому, для повышения точности оценок характеристик облачности, наблюдения необходимо вести на нескольких определенным образом выбранных частотах, что дает возможность разделить вклады облачности, водяного пара и кислорода в измеряемые величины – радиояркостные температуры [2].

Спектры молекулярного поглощения делятся на электронные, колебательные и вращательные – в зависимости от участвующих во взаимодействии излучения с молекулой состояний внутренней энергии. Поглощение излучения, обусловленное переходами между электронными, колебательными и вращательными уровнями энергии молекулы, имеет четкую спектральную структуру. В микроволновом диапазоне электромагнитного спектра заметно поглощают лишь газы, молекулы которых имеют дипольные моменты (переход между вращательными уровнями).

Кроме основных газов, среди которых молекула водяного пара  $H_2O$  обладает электрическим дипольным моментом, а молекула кислорода  $O_2$  – магнитным, дипольными моментами обладают также некоторые малые газовые примеси ( $CO$ ,  $SO_2$ ,  $NO$ ,  $NO_2$ ,  $O_3$ ), однако, их содержание в атмосфере и интенсивности линий поглощения настолько малы, что их вкладом в общее поглощение микроволнового излучения можно пренебречь.

Молекула водяного пара  $H_2O$  имеет вращательные линии на уровне 22,235 ГГц и 183,311 ГГц, а молекула кислорода  $O_2$  имеет серию вращательных спектральных линий, объединяющихся в группу с пиком на уровне 60 ГГц наряду с очень сильной резонирующей линией на уровне 118,75 ГГц. Наличие в атмосфере гидрометеоров (дождь, снег, град и др.) резко меняет спектральную картину поглощения в микроволновом диапазоне, по этой причине сравнительно слабые дождевые осадки с интенсивностью до 10 мм/ч практически полностью «блокируют» не только окна прозрачности, но и сами полосы поглощения кислорода.

Поскольку радиояркостная температура выражает интегральную по направлению зондирования информацию о состоянии окружающей среды, то целесообразно в первую очередь решать задачу определения интегральных метеопараметров облачной атмосферы.

#### **Литература**

1. Щукин Г.Г., Степаненко В.Д., Снегуров А.В. Перспективные направления радиолокационных наблюдений за атмосферой // Труды Главной геофизической обсерватории им. А.И. Воейкова. - 2010. – № 561. – С. 223 - 241.

2. Некос А.Н., Некос В.Е. Шукин Г.Г. Дистанционные методы исследований природных объектов: моногр. – СПб.: РГГМУ, 2009 – 319 с.

Смирнов М.С.

*Муромский институт (филиал) федерального государственного образовательного учреждения высшего образования «Владимирский государственный университет имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых»  
602264, г. Муром, Владимирская обл., ул. Орловская, 23  
E-mail: micas\_2001@mail.ru*

### **Реализация и использование программных моделей КИХ фильтров в учебном процессе.**

В учебном процесс при подготовке бакалавров по специальностям 11.03.01 и 11.03.02 важную роль играет понимание принципов функционирования фильтров с конечной импульсной характеристикой. В данной работе создана программная модель НЧ, ВЧ, полосового и режекторного КИХ- фильтра с разной оконной обработкой.

Модель создается при помощи среды программирования LabVIEW от National Instruments[1].

В модели были реализованы следующие фильтры:

- фильтр нижних частот (ФНЧ);
- фильтр верхних частот (ФВЧ);
- полосовой фильтр (ПФ);
- режекторный фильтр (РФ);

В модели была реализована оконная обработка на основе следующих функций:

- Блэкмана;
- Ханнинга;
- Хэмминга.

Реализация фильтрации сигнала осуществляется в три этапа: реализация импульсной характеристики, умножение характеристики на оконную функцию, свертка сигнала с импульсной характеристикой.

В качестве тестового необходимо использовать сигнал, наглядно демонстрирующий работу НЧ, ВЧ, полосового и режекторного фильтров. У такого сигнала должно быть несколько дискретных спектральных составляющих, разнесенных на различные частоты. В качестве такого сигнала предполагается использовать результат суммы трех гармонических сигналов на частотах 1кГц, 50кГц и 100кГц.

Вычисление импульсной характеристики для НЧ фильтра представляет собой цикл, в котором формируются отсчеты согласно формуле:

$$h[i] = \frac{\sin(2\pi f_c i)}{\pi i}$$

Для ВЧ фильтра сначала вычисляются отсчеты НЧ фильтра, затем при помощи метода обращения АЧХ формируется импульсная характеристика ВЧ фильтра. Каждый второй отсчет меняет свой знак на противоположный.

Импульсная характеристика режекторного фильтра вычисляется путем сложения импульсной характеристики НЧ и ВЧ фильтров.

Импульсная характеристика полосового фильтра формируется из импульсной характеристики режекторного фильтра методом инверсии АЧХ. Все отсчеты, кроме первого меняют свой знак на противоположный.

Для формирования оконного фильтра импульсная характеристика идеального КИХ-фильтра умножается на оконную функцию.

В качестве оконных функций выбраны функции Блэкмана, Хэмминга и Ханнинга. Выражения для вычисления данных функций определены в [2].

Параллельно вычисляется частотная характеристика фильтра. Для этого используется блок БПФ.

После вычисления характеристики выполняется процесс фильтрации за счет реализации дискретной свертки сигнала с импульсной характеристикой оконного фильтра.

Процесс свертки состоит из двух циклов. Внутренний цикл служит для формирования одного отсчета конечного сигнала, посредством умножения отсчетов импульсной

характеристики на соответствующие отсчеты входного сигнала с последующим суммированием результатов. Внешний цикл служит для формирования массива отсчетов выходного сигнала.

После окончания расчетов вычисляется спектр конечного сигнала (рисунок 1).

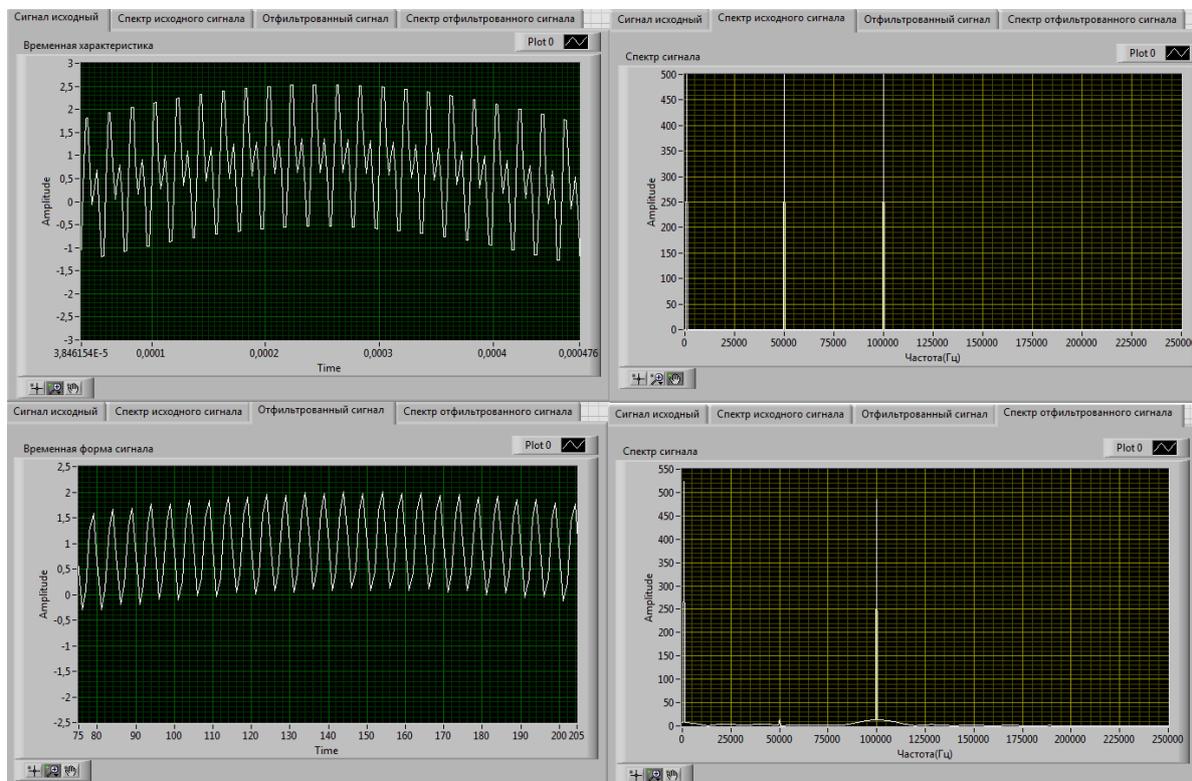


Рисунок 1 – Результат работы КИХ - фильтра

### Литература

1. Блюм П. LabVIEW: стиль программирования. – М.: ДМК, 2009. – С. 400.
2. Смит, Стивен. Цифровая обработка сигналов. Практическое руководство для инженеров и научных работников/ Стивен Смит; пер. с англ. А.Ю. Линовича, С.В. Витязева, И.С. Гусинкого. - М.: Додэка-XXI, 2012. - 720 с. +СО: ил. - Доп. тит. л. англ. - ISBN 978-5-94120-145-7.

Федосеева Е.В.

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

### **Погрешность угломестных измерений радиотеплового излучения атмосферы СВЧ радиометрической системой с компенсацией влияния фоновых шумов**

Угломестные СВЧ радиометрические измерения собственного радиотеплового излучения позволяют решать задачи построения высотных профилей метеопараметров атмосферы: температуры, влажности, водозапаса [1].

При выполнении измерений под разными углами места во входном сигнале СВЧ радиометрической системы изменяется величина помехового вклада, обусловленного приемом фонового излучения окружающего антенну пространства через область рассеяния диаграммы направленности антенны. Для уменьшения влияния данного помехового фактора в работе СВЧ радиометрических систем может быть реализован двухканальный прием с формированием на выходе дополнительного антенного канала сигнала пропорционального вкладу фоновых шумов в сигнал основного измерительного канала [2-4].

В работе анализируется величина погрешности угломестных измерений радиотеплового излучения атмосферы при реализации СВЧ радиометрических измерений с компенсацией влияния фоновых шумов при разностном двухканальном приеме по выходным сигналам в величинах антенных температур.

Влияние ограниченной пространственной селективности антенны на результаты СВЧ радиометрических измерений реальных СВЧ радиометрических систем при моделировании антенных температур учитывалось в уравнении антенного сглаживания при нахождении антенной температуры как свертки углового распределения радиояркой температуры окружающего пространства и диаграммы направленности антенны, что позволяло учесть изменение их взаимного положения при изменении угла визирования антенны.

Рассмотрены условия выполнения угломестных СВЧ радиометрических измерений для однородной атмосферы и введена нормировка выходного разностного сигнала системы по величине разности антенных температур для направления в зенит. Выполнено численное моделирование нормированной разности антенных температур СВЧ радиометрической системы с размерами апертуры антенны 25 см и 120 см на частотах 3.8 ГГц и 11 ГГц.

Полученные результаты показали что максимальное отличие нормированной разности антенных температур от нормированной радиояркой температуры атмосферы имеет место при малых углах высоты, т.е. для приземных направлений зондирования. С ростом размеров апертуры антенны указанное отличие уменьшается и сужается угловая приземная область, в которой имеют место данные отличия. На рис. 1 приведена зависимость нормированной разности антенных температур  $\delta T_a(\Phi)$  в процентах от радиояркой температуры однородной атмосферы при соответствующем угле места

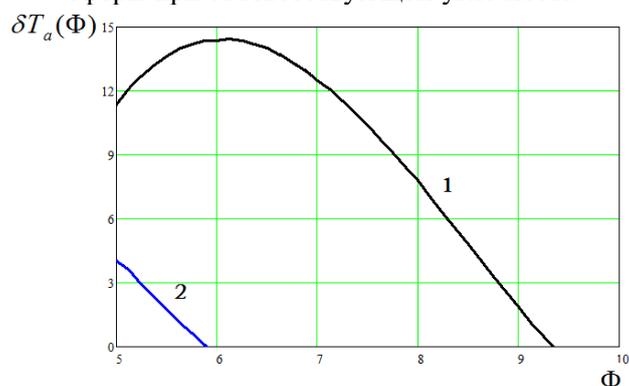


Рис. 1 Угловая зависимость нормированной разности антенных температур СВЧ радиометрической системы с компенсацией фоновых шумов для антенны с радиусом апертуры 25см на частотах 3.8 ГГц (1) и 11ГГц (2)

Согласно рис.1 на частоте 3.8 ГГц для апертуры радиуса 25 мм существенные отличия разности антенных температур от теоретической нормированной угломестной зависимости радиояростной температуры однородной атмосферы около 15%, наблюдаются для углов места менее 8°, а на частоте 11 ГГц эта область смещается к 5°.

#### Литература

1. Степаненко, В.Д. Радиотеплокация в метеорологии / В.Д.Степаненко, Г.Г. Щукин, Л.П. Бобылев, С.Ю. Матросов. - Л.: Гидрометеиздат, 1987. - 283 с
2. Федосеева Е.В., Ростокин И.Н. Радиометрическая система с дополнительным каналом формирования сигнала компенсации // Труды ГГО. – 2010. – Вып. 562. – С. 243 – 257
3. Патент РФ №2300831 Способ снижения уровня шума антенны и двухмодовая апертурная антенна. // Федосеева Е.В., Ростокина Е.А., Ростокин И.Н. оп 10.06.2007г. БИ. №16.
4. Федосеева Е.В., Щукин Г.Г., Ростокин И.Н., Ростокина Е.А. Компенсация помех в работе СВЧ радиометрических систем // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. – 2014. – №1. – С.50 – 62.

Федосеева Е.В., Круглов А.С., Ростокин И.Н.

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

### Исследование корреляции интенсивности дождя и результатов СВЧ радиометрических измерений собственного излучения атмосферы

СВЧ радиометрия атмосферы является эффективным способом дистанционной оценки ее физических параметров[1]. Широко известны регрессионные модели связывающие температуру, влажность, водозапас с интенсивностью собственного радиотеплового излучения атмосферы, характеризуемого величиной радиояркостной температуры.

В условиях выпадения осадков число факторов, определяющих величину радиояркостной температуры растет. Поэтому выделение корреляционной взаимосвязи интенсивности выпадения осадков и результатов СВЧ радиометрических измерений относится к задаче формирования статистических моделей радиотеплового излучения атмосферы с осадками.

Изучение многодиапазонной корреляционной зависимости интенсивности дождя и результатов СВЧ радиометрических измерений расширяет возможности формирования выводов относительно метеопрогнозов, например, дождей.

В работе выполнен корреляционный анализ данных измерений трехдиапазонной СВЧ радиометрической системы при выпадении дождя в 2017 году в районе города Муром. В Таблице представлены усредненные данные коэффициента корреляции интенсивности дождя и величины выходного сигнала в трех частотных диапазонах 22 ГГц, 11 ГГц, 3.8 ГГц.

Таблица

Дата, 2017 год	02.07	03.07	04.07	05.07	06.07	08.07	09.07	11.07	13.07	14.07
Среднее значение интенсивности дождя, мм/час	7,5	0,9	0,3	2,1	0,3	1,2	5,7	0,3	1,2	1,2
Коэффициент корреляции интенсивности дождя и величины выходного сигнала										
3.8 ГГц	0,126	0,520	0,051	0,445	0,356	0,173	0,210	0,164	0,063	0,202
11 ГГц	0,199	0,348	0,032	0,388	0,289	0,306	0,027	0,144	0,149	0,476
22 ГГц	0,194	0,279	0,029	0,344	0,268	0,253	0,018	0,158	0,093	0,344

Результаты корреляционного анализа показали достаточно сильные вариации взаимосвязи интенсивности дождя и величины выходного сигнала СВЧ радиометрической системы во всех частотных диапазонах, что позволяет сделать вывод о необходимости более детальной обработки предварительных результатов и деления массивов исходных данных по времени и уровню сигнала

#### Литература

1. Радиотеплолокация в метеорологии / В.Д. Степаненко, Г.Г.Шукин, Л.П. Бобылев, С.Ю. Матросов. – Л.: Гидрометеиздат, 1987 – 283 с.

Чекушкин В.В., Михеев К.В., Пальманов В.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: s\_zh\_72@mail.ru

### Методы воспроизведения тригонометрических функций в мехатронных системах

В мехатронных системах, компьютерной графике повсеместно используются стандартные функции, в частности, тригонометрические, поскольку с помощью них можно описать уравнения движения робототехнических комплексов, систем ЧПУ в различных системах координат, формировать сигналы управления, определять координаты объектов [1]. Особенно большой объем вычислений тригонометрических функций приходится проводить при переходе от наглядной для оператора прямоугольной системы координат к разложению на движения в сингулярной системе координат, когда сложные движения робототехнического комплекса заменяют с поступательных на вращательные. Реализации вычисления тригонометрических функций – особенно функции синуса посвящено большое количество литературы [2 – 6], но до настоящего времени не создан оптимальный банк вычислений для основных и обратных тригонометрических функций с последовательным устранением избыточной точности вычислений, уменьшением числа разрядов специализированных процессоров для представления операндов вычислений.

Целевая функция оптимизации специализированных алгоритмов воспроизведения функциональных зависимостей с устранением излишней точности  $E$  соответствует отношению последовательного дискретного приращения максимального числа значащих двоичных разрядов операндов выходных данных  $G$  при минимальном возрастании сложности вычислительных алгоритмов и соответственно времени их реализации  $C$ . Оценка эффективности алгоритма иллюстрируется максимизируемым выигрышем  $G$  при ограниченных затратах  $C$ , не превосходящих некоторой величины  $C^*$  или минимизируемыми затратами, при условии, что выигрыш от применения алгоритма не менее заданного  $G^*$ :

$$E = G \rightarrow \max | C \leq C^*, E = C \rightarrow \min | G \geq G^*, E = G/(A + m), \quad (1)$$

где  $G$  – число значащих двоичных цифр результата или их приращения  $\Delta G$  от некоторых начальных условий,  $C = A + m$  – число выполненных операций или их приращение  $\Delta(A + m)$ ,  $A$  обозначает количество математических операций,  $m$  – число извлекаемых из памяти констант.

Исходя из вышесказанного, создадим оптимизированные алгоритмы воспроизведения стандартных функций в диапазоне от 3...64 значащих цифр результата.

Таким образом, целью работы является разработка приближенных вычислительных алгоритмов с погрешностью метода вычисления функций  $f(x)$  соответствующих последовательному дискретному приращению максимального числа значащих двоичных разрядов (цифр) при фиксированном возрастании сложности вычислений алгоритма с устранением избыточных точности и быстродействия. Прикладное значение заключается в повышении точностных характеристик и быстродействия технических систем различной сложности в зависимости от класса их точности, быстродействия и фиксированных при сокращенных разрядных сетках специализированных вычислителей, входящих различные по назначению системы.

При аппроксимации функций будем использовать полином наилучшего приближения Чебышева степени  $n$

$$L_n(x) = a_0 + a_1x + \dots + a_nx^n. \quad (2)$$

Определим максимальное значение погрешности метода аппроксимации  $\delta_{MM} = f(x) - L_n(x)$ .

Для реализации оптимального алгоритма вычисления полинома в диапазоне значений  $\delta_{MM} \in [0, 15 \cdot 10^{-6}]$  при  $x \in [0; \pi/2]$  использовано компьютерное моделирование, которое позволяет устранить избыточную точность, обеспечить последовательное дискретное

приращение точности не менее 1..3 значащих двоичных цифр при последовательном возрастании сложности вычислительного алгоритма не более чем на 1..2 вычислительных операции [4]. Компьютерное моделирование с целью поиска полиномов с наиболее низким произведением  $\delta_{MM}(A+m)$  подтвердило, что разложение в ряд при использовании для нечетной функции  $\sin(x)$  комбинаций членов с четными степенями неэффективно. В работе впервые создан банк тригонометрических функций с диапазоном приведенных относительных погрешностей порядка  $[0, 2; 10^{-8}]$ . Разработаны улучшенные алгоритмы воспроизведения при обеспечении нарастающего дискретного приращения двух-трех и более значащих цифр результата при фиксированном возрастании сложности алгоритма не более чем на 2-3 операции в диапазоне представления выходных данных 2-32 и более двоичными разрядами. Обеспечено уменьшение погрешности результата путем взаимной компенсации составляющих погрешностей, сокращены разрядные сетки специализированных вычислителей на 2-5 двоичных разрядов.

Работа выполнена при поддержке гранта РФФИ № 18-37-00077.

### Литература

1. Чекушкин В.В., Бобров М.С., Аверьянов А.М. Имитация траекторий движения воздушных объектов для радиолокационных систем управления и контроля воздушного пространства// Мехатроника, автоматизация, управление – М.: «Новые технологии» - 2009. - №9 - С. 70–80.
2. Ashrafi A., Adhami R., Milenkovic A. A direct digital frequency synthesizer based on the Quasilinear interpolation method. – IEEE Trans. Circuit Syst. I, Reg. Papers, Apr. 2010, vol.57, no.4, p.863–872.
3. Caro D., Petra N., Strollo A. Direct digital frequency synthesizer using nonuniform piecewiselinear approximation. – IEEE Trans. Circuit Syst. I, Reg. Papers, Oct. 2011, vol.58, no.10, p.2409– 2419.
4. Чекушкин В.В., Булкин В.В. Повышение точности измерительных систем с нестабильными параметрами // Измерительная техника. – 2006. - №1. - С. 7-11.
5. Чекушкин В.В., Юрин О.В., Булкин В.В. Реализация вычислительных процессов в информационно-измерительных системах: монография.– Муром: Изд.-полиграфический центр МИ ВлГУ, 2005.– 158 с.
6. Galushkin A.I., Danilin S.N., Shchanikov S.A. The research of memristor-based neural network components operation accuracy in control and communication systems // Source of the Document 2015 International Siberian Conference on Control and Communications, SIBCON 2015 - Proceedings. 2015. PP. 1-6. (DOI: 10.1109/SIBCON.2015.7147034)
6. Чекушкин В.В., Михеев К.В., Жиганов С.Н., Быков А.А. Математическое моделирование и вычислительные алгоритмы в радиотехнических системах. // Вестник Концерна ВКО «Алмаз – Антей». № 1, 2017. – С. 98-104.