

Горячев М.С.

*Муромский институт (филиал) федерального государственного бюджетного образовательного учреждения высшего образования «Владимирский государственный университет имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых»
602264 г. Муром, Владимирской обл., ул. Орловская, д. 23
maximgoryachev97@yandex.ru*

Обзор основных классификаторов, используемых для распознавания активности пользователей на основе данных акселерометра мобильного телефона

Смартфоны стали неотъемлемой частью нашей повседневной жизни. Они помогают нам совершать безналичные денежные операции, общаться и хранить личные данные. Чтобы защитить эту информацию от посторонних, нужны безопасные и удобные способы подтверждения личности. Одним из таких является аутентификация на основе биометрических данных, к которым относятся:

- отпечатки пальцев;
- рисунок радужной;
- оболочки глаза;
- форма лица;
- голос;
- динамика печатания на клавиатуре;
- походка.

В последнее время активно развивается аутентификация пользователей на основе походки, с применением носимых устройств (мобильные телефоны, фитнес-браслеты и т.д.). У большинства существующих методик идентификации пользователей смартфонов на основе их поведенческих особенностей можно выделить четыре основных этапа, это:

1. сбор данных;
2. предварительная обработка;
3. извлечение признаков (активности);
4. идентификация пользователя.

Проанализировав литературные источники [1-3] можно отметить, что для распознавания активности пользователей на основе данных акселерометра мобильного телефона с применением машинного обучения, используют следующие методы классификации:

- 1) Метод опорных векторов (SVM);
- 2) К-ближайших соседей (KNN);
- 3) Случайный лес (RF);
- 4) Байесовские классификаторы;
- 5) Деревья решений;
- 6) Логическая регрессия;
- 7) Случайный комитет
- 8) Метод ленивого обучения

Научный коллектив во главе с Girija Chetty из университета Канберры (Австралия) в своей работе [1-4] для распознавания активности пользователей, на основе данных акселерометра, мобильного телефона, использовали, различные классификаторы, такие как:

- Байесовский классификатор;
- К-ближайших соседей;

- деревья решений;
- случайный лес;
- случайный комитет;
- метод ленивого обучения.

В результате, Байесовский классификатор оказался наиболее производительным, время построения модели - 5,76 секунды, а классификатор случайный лес, лучше как с точки зрения точности, так и времени построения модели: точность составляет 96,3%, а время построения модели - 14,65 секунды. У других классификаторов точность не была существенно ниже точности классификатора случайного леса, но значительно уступают по производительности, что является критичным для обработки в режиме реального времени.

В работе [2] для распознавания движений использовались классификаторы:

- метод k-ближайших соседей;
- наивный Байесовский классификатор;
- деревья классификации и регрессии, метод опорных векторов.

Используемые классификаторы показали похожую производительность, кроме деревьев решений — у них была более высокая степень ошибочной классификации. Это говорит о том, что усложнение модели не всегда улучшает её работу. Наивный Байесовский классификатор и метод опорных векторов показали себя лучше деревьев решений и k-ближайших соседей. Хотя модель опорных векторов работает медленно на больших данных, она эффективна для машинного обучения.

В работе [4] рассматриваются эффективность методов классификации с точки зрения расположения носимого устройства? были задействованы классификаторы:

- Байесовские классификаторы;
- метод случайного леса;
- метод k-ближайших соседей;

Наилучшим как по точности классификации в 90%, так и по быстродействию, оказался классификатор k-ближайших соседей. Что касается местоположения, то наилучший показатель точности классификации достигается при ношении телефона в руке.

Другой научный коллектив в своей работе [4] для проведения классификации всех видов активностей, полученных при помощи мобильного телефона, использовали следующие классификаторы:

- опорных векторов;
- случайного леса;
- метод наивного Байесовского классификатора;
- K-Ближайшего соседа.

По итогам классификатор случайного Леса превзошел по точности классификации и производительности, другие классификаторы, достигнув точности 99,39%.

Исходя из проанализированных литературных источников можно сделать вывод, что выбор алгоритма классификации для распознавания активности пользователей зависит от требуемой точности классификации и доступных вычислительных ресурсов, которые влияют на время обработки данных. Также на эффективность рассмотренных классификаторов в литературных источниках, влияют различные особенности сбора данных, такие как технические особенности носимых устройств, места их расположения, методика сбора данных и т. д. Поэтому одни и те же классификаторы при различных условиях проведения эксперимента будут показывать разную точность классификации.

Литература

1. Girija Chettya, Matthew White, Farnaz Akther, Smart Phone Based Data Mining For Human Activity Recognition, International Conference on Information and Communication Technologies (ICICT 2014), Procedia Computer Science 46 (2015) 1181 – 1187.
2. Горяев В.М., Джахнаева Е.Н., Лиджи-Горяев В.В., Аль-Килани В.Х. Классификация данных акселерометра GY-521 для распознавания активности человека, современные наукоемкие технологии № 12, 2018.
3. Media Anugerah Ayu, Siti Aisyah Ismail, Ahmad Faridi Abdul Matina, Teddy Mantoro A comparison study of classifier algorithms for mobile-phone’s accelerometer based activity recognition, Procedia Engineering 41, 2012, 224 – 229.
4. Dipak K. Agrawal, Siba K. Udgata, Wipawee Usaha. Leveraging Smartphone Sensor Data and Machine Learning Model for Human Activity Recognition and Fall Classification, International Conference on Machine Learning and Data Engineering (ICMLDE 2023), Procedia Computer Science 235 (2024) 1980–1989.

Дорофеев Н.В., Горячев 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
dorofeevnn@yandex.ru

Требования к технологии оценки изменений индивидуальной нормы функционирования опорно-двигательного аппарата с применением смартфона

В последнее время одним из активно развивающихся направлений в области построения телемедицинских систем являются системы, построенные на основе носимых устройств и технологии IoT. Из них отдельно можно выделить системы оценки изменений функционирования опорно-двигательного аппарата на основе смартфона и встроенных в него датчиков при его использовании в повседневных условиях [1, 2].

В ходе исследований с учетом полученных данных [3] были определены основные требования к технологии оценки изменений индивидуальной нормы функционирования опорно-двигательного аппарата по данным датчиков носимых устройств о параметрах движений:

– для получения качественных данных частота дискретизации датчиков должна быть не менее 75 Гц. Следует учитывать, что из-за аппаратных или программных особенностей носимого устройства могут возникать искажения получаемых с встроенных датчиков временных рядов. Разрабатываемое программное обеспечение должно корректно работать на различных моделях носимых устройств, версиях и модификациях операционных систем, обрабатывать ситуации связанные с «гонкой за ресурсами» с аналогичными приложениями, корректно работы в фоновом режиме;

– уточнение физиологических особенностей, условий при которых осуществляется сбор данных при выполнении движений повышает качество кластеризации/классификации (разметки) данных, способствует повышению точности и качества прогнозных оценок;

– использование методов машинного обучения и глубокого обучения требует достаточный объем обучающей выборки, что в рамках одного человека не всегда возможно осуществить из-за отсутствия негативных болезненных ощущений. Предполагается, что измерения необходимо осуществлять ежедневно не менее трех раз в день, что позволит в минимальном приближении анализировать суточные и недельные тренды. Для получения достоверных прогнозов на основе исторических данных недопустимы частые и длительные перерывы в измерениях;

– при малом количестве негативных состояний здоровья возможно проводить анализ краткосрочных и долгосрочных трендов изменения значений параметров данных датчиков, отражающих движения человека;

– снижение влияния краткосрочных помехообразующих факторов возможно с помощью статистической обработки и ведения базы данных шаблонов различных кластеров.

Исследование выполнено за счет гранта Российского научного фонда № 23-25-00512, <https://rscf.ru/project/23-25-00512/>

Литература

[1] Olsen S., Rashid U., Barbado D., Suresh P. and etc. The validity of smartphone-based spatiotemporal gait measurements during walking with and without head turns: Comparison with the GAITRite® system // Journal of Biomechanics. 2024. vol. 162. 111899. pp. 1-9. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.jbiomech.2023.111899>

[2] Werner C., Hezel N., Dongus F., Spielmann J. and etc. Validity and reliability of the Apple Health app on iPhone for measuring gait parameters in children, adults, and seniors // Scientific Reports. 2023. vol. 13. 5350. pp. 1-11. DOI: <https://doi.org/10.1038/s41598-023-32550-3>

[3] Dorofeev N. V., Grecheneva A. V. Algorithm for motion detection and gait classification based on mobile phone accelerometer data // Izvestiya of Saratov University. Mathematics. Mechanics. Informatics. 2023. vol. 23(4). pp. 531-543. DOI: <https://doi.org/10.18500/1816-9791-2023-23-4-531-543>.

Жиганов С.Н., Жиганова Е.А.

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

Применение ФКМ сигналов для подавления помех неоднозначности по дальности

В последние десятилетия при экологическом мониторинге активно применяются системы дистанционного зондирования Земли (ДЗЗ) космического базирования, основанные на использовании радиолокаторов с РСА, которые обладают рядом существенных преимуществ по сравнению с другими методами зондирования [1,2]. Их работоспособность не зависит ни от времени суток, ни от облачности, они позволяют обнаруживать объекты, находящиеся на небольших глубинах земной поверхности, такие системы позволяют формировать трехмерную карту земной поверхности. Востребованность информации систем ДЗЗ растет из года в год в силу того, что они обеспечивают оперативной информацией, практически в режиме реального времени, различных заинтересованных пользователей. К ним относятся: военные ведомства и специальные службы, информация востребована в сельском хозяйстве для контроля водности почвы и качества всходов, ее используют службы управления морскими перевозками, различного рода природоохранные и экологические организации, службы геодезии и картографии и многие другие организации [3,4]. С развитием технологий ДЗЗ у потребителей информации возрастают требования к улучшению разрешающей способности и расширению полосы съемки сканируемой поверхности. При этом усугубляются негативные составляющие методов зондирования, одним из которых являются помехи неоднозначности по дальности и азимуту. Эти помехи возникают в силу противоречия при выборе частоты следования зондирующих импульсов. С одной стороны, при увеличении частоты следования уменьшаются помехи неоднозначности по азимуту, но растут помехи неоднозначности по дальности, при уменьшении частоты наблюдается обратный эффект. Разработчики современных систем с РСА при выборе этого параметра исходят из минимизации помех неоднозначности либо по дальности, либо по азимуту, при этом уровень других помех уменьшают либо конструктивно и/или алгоритмически. В представленной работе рассматриваются помехи неоднозначности по дальности.

В современных системах чаще всего в качестве зондирующих используются сигналы с линейным законом изменения (ЛЧМ) частоты, однако в радиосистемах нашли применения и сигналы с другими видами частотной и фазовой модуляции. Целью работы является анализ эффективности применения зондирующих фазокодоманипулированных сигналов для подавления помех неоднозначности по дальности в РСА космического базирования.

В работе выполнен сравнительный анализ голограмм и РЛИ, формируемых в РСА X-диапазона космического базирования, при использовании сложных зондирующих ФКМ сигналов в условиях воздействия помех неоднозначности по дальности.

Показано что при использовании ФКМ сигналов получаемые голограммы отличаются от сигналов с ЧМ и имеют дискретно-прямоугольную структуру. Отклик точечной цели на РЛИ имеет практически такой же главный лепесток, как и в случае ЛЧМ сигнала, независимо от того использовался один ФКМ сигнал или ансамбль таких сигналов.

При наличии помех неоднозначности по дальности и использовании зондирующего ФКМ сигнала на РЛИ имеются два отклика – цели и помехи, причем размеры отклика сигнала

неоднозначности в азимутальной плоскости несколько больше отклика основной цели. Если используется ансамбль ФКМ сигналов, то интенсивность отклика сигнала неоднозначности снижается на 20 дБ.

Литература

1. David K. Barton, Sergey A. Leonov Radar Technology Encyclopedia. Artech House Boston-London, 1997, 528 p.
2. Skolnik M.I. Radar handbook, Third Edition, 2008 The McGraw-Hill Companies, 1352 p.
3. Boris Escalante-Ramirez Remote Sensing – Applications. Intech ISBN 978-953-51-0651-7, 516 pages, Publisher: InTech, Chapters published June 13, 2012 under CC BY 3.0 license, DOI: 10.5772/2670 Published in print edition: June, 2012, 587 p.
4. G.Richard Curry Radar system performance modeling. Artech House Boston-London, 2005, 658 p.

Казанцев Д.А.¹, Костров В.В.^{1,2}

¹Муромский институт (филиал) федерального государственного бюджетного образовательного учреждения высшего образования «Владимирский государственный университет имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых»

602264 г. Муром, Владимирской обл., ул. Орловская, д. 23

²АО «Научно-исследовательский институт «Субмикрон»,
124460, Москва, Зеленоград, Георгиевский просп., 5, с.2

kazancev.02@mail.ru

Моделирование и фильтрация траекторий сверхманевренных объектов при неточном измерении координат

В настоящее время эффективное управление и наведение объектов, таких как ракеты, беспилотные летательные аппараты и другие динамические системы, становится всё более важным во многих сферах, включая оборону, охрану и гражданскую авиацию. Современные системы навигации и отслеживания объектов стремительно развиваются в ответ на растущую потребность в высокоточных технологиях, способных адекватно реагировать на сложные динамические условия. Особое внимание привлекают сверхманевренные цели, такие как современные боевые самолеты и беспилотники, которые могут изменять свои траектории движения с высокой скоростью и маневренностью.

Цель данной работы заключается в разработке моделей движения и алгоритмов фильтрации, специально адаптированных для сверхманевренных целей.

Сверхманевренные объекты, такие как ракеты, беспилотные летательные аппараты и боевые самолеты, способны выполнять сложные маневры, что требует глубокого понимания динамики их движения и использования различных моделей для предсказания их траекторий. В связи с этим проведён сравнительный анализ существующих основных методов моделирования и моделей траекторий сверхманевренных целей, к которым относятся аналитические методы; численные методы; эмпирические модели; модели на основе машинного обучения; комбинированные модели [1, 2].

Анализ существующих моделей траекторий сверхманевренных объектов показывает многообразие подходов, каждый из которых имеет свои преимущества и недостатки. Комбинация различных методов может привести к созданию более точных и надежных предсказательных моделей, способствующих улучшению систем управления и наведения на современные высокотехнологичные цели. В будущем оптимизация интеграции моделей и использование новейших технологий, таких как машинное обучение, будут способствовать росту эффективности и адаптивности систем.

Для описания движения сверхманевренной цели использовались законы классической механики, в частности, законы Ньютона и векторная форма записи, что позволяет учитывать все компоненты движения. Для моделирования выделены горизонтальные и вертикальные компоненты (ускорения, скорости) движения, а также скорость вращения объекта. Уравнения для этих параметров, содержащие силу тяги двигателя, подъемную силу, сопротивляющуюся силу, позволяют полностью описать динамику сверхманевренных целей, более точно моделировать и прогнозировать их движение в различных условиях.

Наиболее сложным с точки зрения наблюдения является движущийся объект. Всю траекторию движения сверхманевренной цели можно разбить на отдельные участки [2, 3]. Закономерности изменения координат и параметров наблюдаемого объекта на отдельном

участке можно описать моделью задающего воздействия, состоящей из регулярной части и случайной. Последняя соответствует некоррелированным или коррелированным случайным перемещениям объекта, описываемым полиномом на один порядок большим, чем для регулярной части задающего воздействия [4, 5], а также аппроксимации ошибок измерения координат, которые от зондирования к зондированию являются некоррелированными.

Чтобы охватить множество наиболее распространенных типов движения объектов, были выбраны модели неподвижного объекта (полином 0-го порядка), движущегося равномерно (полином 1-го и модель Сингера 0-го порядка) и равноускоренно (полином 2-го и модель Сингера 1-го порядка). На основе этих моделей с некоррелированными приращениями, синтезированы фильтры Калмана и фильтры Сингера [4, 5].

В качестве примера рассмотрены модель траектории маневра «горка» истребителя 5-го поколения Су-57, лётно-технические характеристики которого приведены в [6], и скачкообразная модель беспилотного летательного аппарата вертолетного типа. Моделирование проводилось в среде MATLAB на основе разработанных алгоритмов.

На рис. 1, 2 приведена траектория маневра "горка"(пунктирная красная линия), которая была смоделирована с начальной скоростью 200 м/с и углом наклона 40 градусов. На начальном этапе полета траектория представлена в виде прямолинейного движения на высоте 500 метров. В это время самолет может оценивать окружающую обстановку перед выполнением маневра, а также находиться на безопасной высоте для определения дальнейших действий. После завершения этапа прямолинейного полета стартует фаза маневра "горка". В этой фазе самолет начинает подниматься на высоту 1300 метров при движении вперед. Важно отметить, что в ходе маневра происходит значительное изменение высоты, что подчеркивает важность управления на высоте и сохранения оптимальных аэродинамических характеристик. В зависимости от угла броска и вертикальной скорости истребитель демонстрирует способность сохранять скорость при выполнении маневров, что важно для его способности выполнять боевые задачи. Кинематические параметры, такие как вертикальная и горизонтальная скорость, меняются в зависимости от времени, что также учитывается в расчетах. Визуализация траектории, представленная графически, демонстрирует характерную параболическую форму траектории. Исходная траектория (показанная пунктирной красной линией) служит референсной для оценки точности фильтрации.

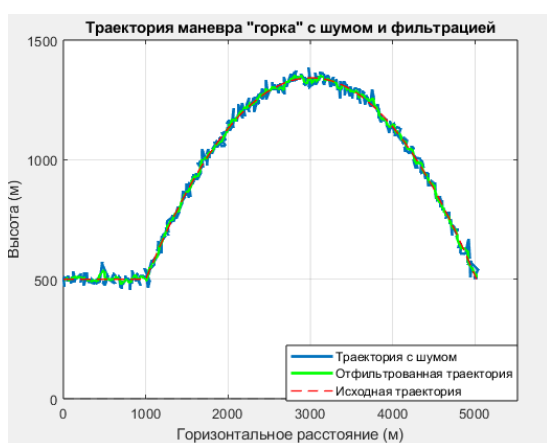


Рис. 1. Модель траектории маневра «горка» с шумом и некоррелированными приращениями (фильтр 0-го порядка)

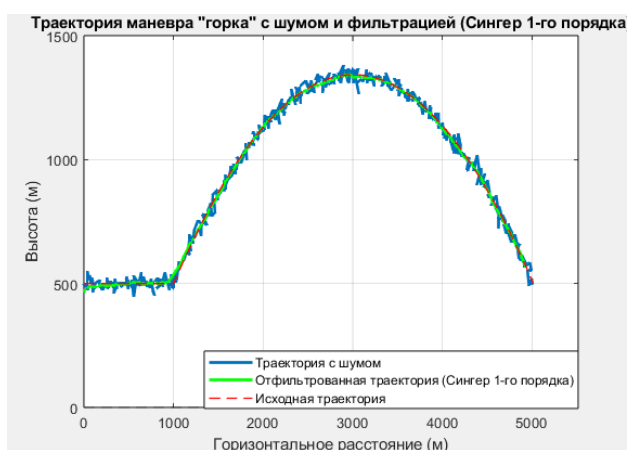


Рис. 2. Модель траектории маневра «горка» с шумом и фильтрацией методом Сингера 1-го порядка

Зашумленная траектория (отображена синим цветом) показала, как случайные вариации (шум) могут существенно изменить видимость оригинальной кривой. Среднеквадратическая погрешность измерений координат принята равной 15 м, что соответствует разрешающей способности радиолокационной станции примерно 50 м.

Для фильтрации траектории использовались 5 видов фильтров. Отфильтрованные траектории (на рис. 1, 2 показаны зеленым цветом) демонстрируют, как использование метода фильтрации позволяет значительно сгладить данные и уменьшить влияние шума на результаты. Исходная и отфильтрованная траектории имеют много общего, наблюдается устойчивое сопровождение цели без потери критически важной информации. На рис. 1, 2 представлены результаты работы фильтра 0-го и Сингера 1-го порядка. Более качественную фильтрацию обеспечивает фильтр 2-го порядка, который уменьшает количество выбросов и колебаний.

Рассмотрим также применение алгоритмов фильтрации на примере скачкообразной траектории движения коптера (рис. 3, 4, красный пунктир), что позволяет исследовать динамику полета беспилотного летательного аппарата (БПЛА) в различных условиях. Высота подъема коптера составляет 10 м, после достижения максимальной высоты коптер начинает спускаться до уровня 5 м. По горизонтали коптер перемещается каждый раз на расстояние 20 м. Модель траектории с шумом представлена синим цветом, а результат фильтрации – зеленым цветом.

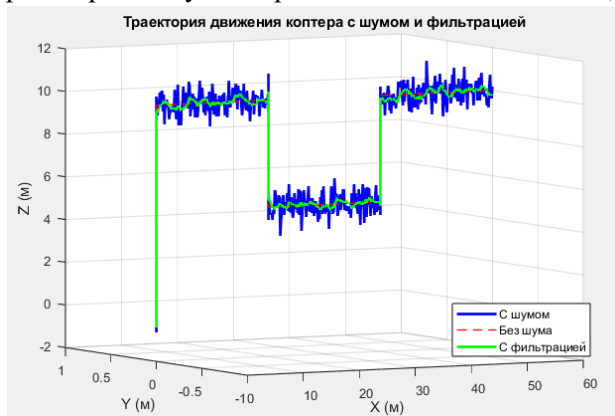


Рис. 3. Модель траектории движения коптера с шумом и некоррелированными приращениями (фильтр 0-го порядка)

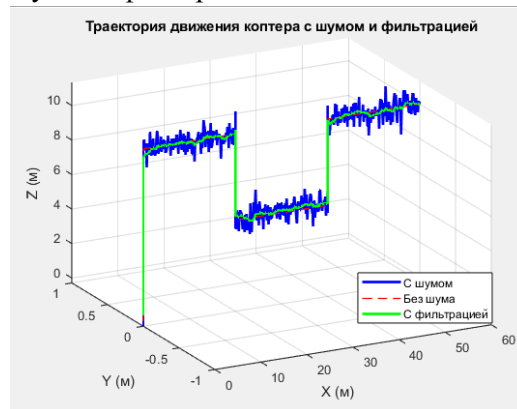


Рис. 4. Модель траектории движения коптера с шумом и фильтрации методом Сингера 1-го порядка

Для удаления случайного шума применялись алгоритмы фильтрации 0-го, 1-го и 2-го порядка. Результаты эксперимента показали, что применение фильтра 2-го порядка более предпочтительно. Также проводилось сравнение работы фильтров Сингера 0-го и 1-го порядка. На участках горизонтального движения коптера оба фильтра сопровождения обеспечивают хорошее подавление шумового компонента (рис. 4). Таким образом, использование для сопровождения объектов метода фильтрации Сингера обеспечивает эффективное сглаживание данных, подавление влияния случайного шума и дает более четкое представление о траектории. Это делает подход подходящим для практического применения в задачах обработки сигналов, особенно когда необходимо извлечь важные характеристики движения из зашумленных данных.

В процессе разработки моделей и алгоритмов фильтрации для сверхманевренных целей было сделано несколько важных выводов, отражающих актуальность и перспективность данной области исследований. Сверхманевренные объекты, такие как современные боевые самолеты и беспилотные летательные аппараты, демонстрируют сложные динамические характеристики, которые требуют высокоточных моделей движения. Разработка алгоритмов фильтрации, показала свою эффективность в задачах очистки сигналов от шума и обеспечения точности измерений. Эти алгоритмы способны адаптироваться к изменяющимся условиям и динамике, что

делает их незаменимыми в реальных приложениях. Постоянное совершенствование алгоритмов и моделей может привести к значительному повышению эффективности управления и навигации сверхманевренных объектов.

В заключение заметим, что разработка моделей движения и алгоритмов фильтрации для сверхманевренных целей представляет собой многогранную задачу, требующую междисциплинарного подхода. Успешное решение этой задачи открывает новые возможности для их практического применения.

Литература

1. Алиев Т.И. Основы моделирования дискретных систем. СПб: СПбГУ ИТМО, 2009. 21 с.
2. Оскорбин Н.М., Суханов С.И. Теоретические и эмпирические модели процессов и их приложения // Известия Алтайского государственного университета. 2017. Вып 1. С.110-114.
3. Маркеев А.П. Теоретическая механика. М.: ЧеРО, 1999. 572 с.
4. Фарина А., Студер Ф. Цифровая обработка радиолокационной информации. Сопровождение целей. М.: Радио и связь, 1993. 320 с.
5. Солонар А.С., Хмарский П.А., Цуприк С.В. Траекторный измеритель координат и параметров движения наземных объектов по данным бортовой оптико-локационной системы // Гироскопия и навигация. Т. 31. №3 (122), 2023. С.91-108.
6. Истребитель пятого поколения Су-57: летно-технические характеристики. РИА Новости, 03.03.2020 [Электронный ресурс] – режим доступа к статье: <https://ria.ru/20191224/1562757163.html>

Карасов Р.Р., Леншин А.В.
 ВУНЦ ВВС «ВВА имени профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина»
 г. Воронеж, ул. Старых Большевиков, 54а
 andrey-lenshin@yandex.ru

Математическая модель функционирования бортовой аппаратуры навигационной спутниковой системы в условиях воздействия электромагнитных импульсов

Современные вооруженные конфликты выявили тенденции к возрастанию роли комплексов с беспилотными летательными аппаратами (БЛА) в обеспечении войск разведывательной информацией, выдачи целеуказаний средствам огневого поражения, ведении радиоэлектронной борьбы (РЭБ). Ответными мерами являются возрастание противодействия БЛА системами и средствами РЭБ и средствами функционального поражения (ФП) мощным электромагнитным импульсом (ЭМИ) [1]. Рассмотрим математическую модель (ММ) функционирования бортовой аппаратуры (БА) потребителя глобальной навигационной спутниковой системы (ГНСС) в условиях воздействия ЭМИ. В качестве критерия потери помехоустойчивости (ПУ) считаем последовательный срыв слежения БА за навигационным сигналом (НС) и срыв его обнаружения. В состав БА входят две системы: 1) система слежения за сдвигом доплеровской частоты (ССЧ) и система слежения за задержкой (ССЗ). ПУ аппаратуры потребителя (АП) определяется в основном ПУ ССЧ, в качестве показателя эффективности (ПЭ) функционирования ССЧ в условиях действия помех используется вероятность срыва слежения за время T длительности НС. Под срывом слежения понимается выход мгновенного значения ошибки слежения частотной дискриминационной характеристики за пределы дискриминатора ССЧ [2]. Общее число ячеек анализа описывается выражением

$$N_A = N_{F_D} N_\tau, \quad (1)$$

где N_{F_D} – число ячеек анализа по значению доплеровского смещения частоты F_D ; N_τ – число ячеек анализа по значению задержки τ .

Вероятность ложной тревоги для одной ячейки анализа

$$p_{ЛТ} = \int_{h_0}^{\infty} [1/\Gamma(N_A)] \cdot u^{N_A-1} \exp(-u) du, \quad (2)$$

где $\Gamma(N_A)$ – гамма-функция от общего числа ячеек анализа N_A ; h_0 – величина нормированного порога сравнения. Вероятность ложной тревоги для всей процедуры поиска

$$P_{ЛТ} = 1 - (1 - p_{ЛТ})^{N_A}. \quad (3)$$

Вероятность необнаружения НС за время T определяется как

$$P_{НО}(N_0, T) = 1 - \int_{h_0}^{\infty} [N_0 u / 2P_{НС} N_A T]^{(N_A-1)/2} \exp\left[-u - \frac{2P_{НС}}{N_0} N_A T\right] I_{N_A-1} \left[\sqrt{\frac{8P_{НС} N_A T u}{N_0}} \right] du, \quad (4)$$

где N_0 – спектральная плотность мощности (СПМ) собственных шумов тракта БА ГНСС; $P_{\text{НС}}$ – уровень мощности НС у поверхности Земли; $I_{N_A-1}[\dots]$ – функция Бесселя.

В качестве величины критериального уровня (КУ) потери ПУ БА ГНСС принимаем достоверные оценки ПУ к воздействию заградительных активных шумовых помех [1, 2] в пересчете на уровень продуктов ударного возбуждения смесителя (ПУВС), реализованный при воздействии ЭМИ. Снижение (потеря) ПУ БА ГНСС будет реализовано при превышении СПМ ПУВС над СПМ собственных шумов. Выражая N_0 через СПМ ПУВС, запишем (4) в виде функционала от параметров воздействующих ЭМИ

$$\begin{cases} N_0 = N_0(\tau_i, \tau_\phi, f_0, T_{\text{ВОЗ}}), \\ P_{\text{НО}}(N_0, T) = P_{\text{НО}}(\tau_i, \tau_\phi, f_0, T_{\text{ВОЗ}}), \end{cases} \quad (5)$$

где τ_i – длительность импульса; τ_ϕ – величина (длительность) задержки фазы; f_0 – частота повторения импульсов; $T_{\text{ВОЗ}}$ – интервал времени воздействия мощных ЭМИ.

На рисунке 1 приведена структурная схема математической модели функционирования БА ГНСС в условиях воздействия ЭМИ ($T_{\text{ОЦ}}$ – время оперативной ценности).

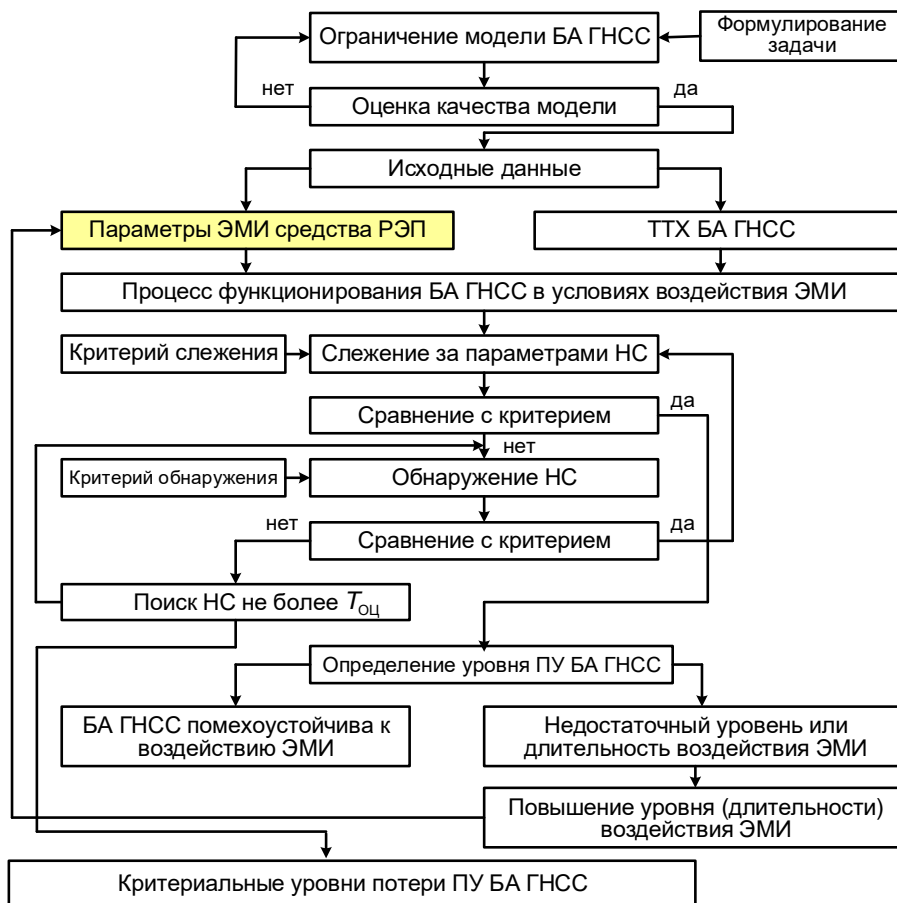


Рис. 1 - Математическая модель функционирования БА ГНСС в условиях воздействия

Потеря ПУ реализуется за интервал времени воздействия с требуемым уровнем средней мощности и соответствующим законом изменения периода повторения импульсов. Следует отметить, что параметры ЭМИ средства РЭП являются достоверными, а тактико-технические характеристики (ТТХ) БА ГНСС – эвристическими.

Литература

1. Леньшин А.В. Бортовые комплексы радиоэлектронной борьбы: учебник. – Воронеж: ИПЦ «Научная книга», 2023. – 636 с.
2. Журавлев А.В. Навигационные комплексы наземных мобильных средств военного назначения: монография. – Воронеж: ИПЦ «Научная книга», 2017. – 290 с.

Карасов Р.Р., Леншин А.В.
 ВУНЦ ВВС «ВВА имени профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина»
 г. Воронеж, ул. Старых Большевиков, 54а
 andrey-lenshin@yandex.ru

Математическая модель функционирования бортовой аппаратуры передачи данных и управления в условиях воздействия электромагнитных импульсов

Современный этап развития мировой авиации характеризуется созданием комплексов с БЛА различного функционального назначения и непрерывным расширением их номенклатуры. Рассмотрим математическую модель функционирования БА передачи данных и управления (ПДУ). В качестве критериев потери ПУ примем снижение вероятности приема $P_{пр}$ ниже 0,9 и снижение скорости передачи $C_{пн}$ фазоманипулированного широкополосного сигнала (ФМШПС) на 10 % от номинальной (используемой в системах ПДУ). Бинарный ФМШПС (BPSK сигнал) можно представить в виде [1]

$$s_{ФМ}(t) = \sqrt{2P_s} p(t)d(t) \cos[2\pi f_c t + \varphi_0], \quad (1)$$

где $p(t)$ – расширяющая спектр псевдослучайная последовательность с длительностью чипа τ_c ; $d(t)$ – последовательность информационных бит длительностью T_b , бит модулируется N чипами, т.е. $T_b = N\tau_c$.

Вероятность ошибки на бит (ВОБ) для бинарного ФМШПС в условиях воздействия белого гауссовского шума (БГШ) и помехи в части полосы $J(t)$ принимает вид

$$P_{ГШ_J}^E = Q\left[\left((N_0/2E_b) + (\eta P_J/2K_S P_S)\right)^{-1/2}\right], \quad (2)$$

где $E_b = P_S T_b$ – энергия сигнала на бит; $Q(x) = (1/\sqrt{2\pi}) \int_x^\infty e^{-t^2/2} dt$ – дополнительная к гауссовскому интегралу вероятностей функция; $K_S = T_b/\tau_c = W_S/F_S$ – коэффициент расширения спектра; W_S – расширенная полоса частот сигнала; F_S – полоса частот информационного бита; P_J – мощность помехи; $\eta = \frac{1}{W_J} \int_{f_s - W_S/2}^{f_s + W_S/2} \sin^2[(f_0 - f)\tau_c] df$ – параметр воздействия помехи [2] с равномерным спектром внутри полосы W_S .

Средняя ВОБ при воздействии БГШ и импульсной помехи определяется как

$$\bar{P}_{ГШ_И}^E = (1 - \rho)Q\left[\sqrt{2E_b/N_0}\right] + \rho Q\left[\sqrt{2E_b/(N_0 + N_{И}(\rho))}\right], \quad (3)$$

где ρ – скважность помехи; $N_{И}(\rho) = P_{И}/(\rho W_S)$ – СПМ импульсной помехи [2].

В качестве задачи БА ПДУ считаем передачу (ретрансляцию) в реальном масштабе времени потокового цифрового видеосигнала с разрешением 720HD (например, CDMA – Code Division Multiple Access), реализующий множественный доступ с кодовым разделением пакетов. Показателями эффективности являются: 1) p_e –

средняя вероятность ошибки на бит информации; 2) $P_{\text{пши}}$ – вероятность передачи пакета информации; 3) $C_{\text{пши}}$ – скорость передачи информации Основные функциональные зависимости описываются выражениями

$$p_e(N_0) = \frac{1}{2} \left[1 - \operatorname{erf} \left[0,5 \sqrt{a_0^2 T_b / N_0} \right] \right], \quad (4)$$

$$P_{\text{пши}}(N_0) = (1 - p_e(N_0))^{\text{МПУ}}, \quad (5)$$

$$C_{\text{пши}}(N_0) = (2K_s)^{-1} \Delta f \log_2 (1 + a_0^2 T_b / N_0), \quad (6)$$

где $\operatorname{erf}[x] = (2/\sqrt{\pi}) \int_0^x \exp(-t^2) dt$ – функция ошибок Гаусса.

На рисунке 1 приведена математическая модель функционирования БА ПДУ в условиях воздействия ЭМИ ($T_{\text{оц}}$ – время оперативной ценности).

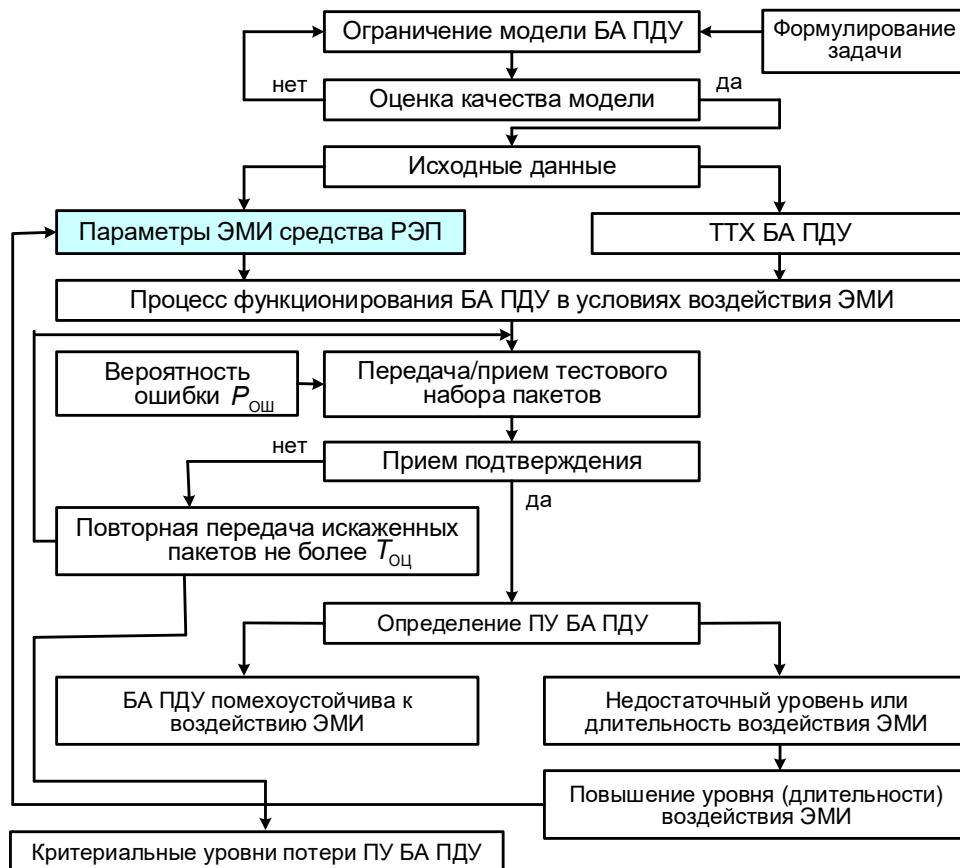


Рис. 1. Модель функционирования БА ПДУ в условиях воздействия ЭМИ

Потеря ПУ БА ПДУ будет при превышении СПМ ПУВС над N_0 [1]. Выражая N_0 через СПМ ПУВС, запишем (5) в виде функционала от параметров ЭМИ

$$\begin{cases} N_0 = N_0(\tau_i, \tau_\phi, f_0, T_{\text{воз}}), \\ P_{\text{пши}}(N_0) = P_{\text{пши}}(\tau_i, \tau_\phi, f_0, T_{\text{воз}}). \end{cases} \quad (7)$$

Потеря ПУ реализуется за интервал времени воздействия с требуемым уровнем средней мощности и законом изменения периода повторения импульсов.

Литература

1. Помехозащищенность систем радиосвязи с расширением спектра прямой модуляцией псевдослучайной последовательностью / В.И. Борисов, В.М. Зинчук, А.Е. Лимарев и др.; под ред. В.И. Борисова. – М.: Радиософт, 2011. – 550 с.
2. Автоматизированные системы управления, радиосвязи и радиоэлектронной борьбы. Основы теории и принципы применения. Монография / Под ред. М.Л. Артемова. – М.: Радиотехника, 2021. – 556 с.

Карпуков В.С.

*Московский государственный технический университет гражданской авиации
125993, г. Москва, Кронштадтский бульвар, д. 20
1998dbnz13@gmail.com*

Анализ методов формирования программы технического обслуживания оборудования гражданских воздушных судов

Безопасность полетов современных воздушных судов (далее – ВС) все в большей мере зависит от корректной работы установленного бортового оборудования, и, несмотря на то, что полностью исключить вероятность отказов для большого парка ВС на практике невозможно, техническое обслуживание (далее – ТО) позволяет держать риски отказов в приемлемых и контролируемых ограничениях. В тоже время экономические затраты на ТО за все время жизни ВС кратно превышают его изначальную стоимость покупки, вследствие чего излишние работы по ТО уменьшают экономическую эффективность и как следствие ограничивают возможности развития авиационной отрасли.

На данный момент в мире для разработки программ планового ТО ВС основным методом является составление MRBR (Maintenance Review Board Report) [1, 2] в котором на основании инженерного анализа влияния отказа всех систем ВС на возможность безопасного завершения полета, а также на экономическую эффективность ВС в полете. При более детальном рассмотрении принципов построения программ ТО, можно сделать вывод о том, что основным методом оценки систем и комплексов ВС является логическая и аналитическая оценка влияния отказов компонентов системы на безопасность полётов [3].

Использование марковских моделей и других методов математического моделирования, разработанных на основании накопленной статистики отказов и неисправностей современных цифровых пилотажно-навигационных комплексов бортового оборудования, используемых в гражданской авиации ВС, позволит оптимизировать периодичность работ по ТО.

Для составления математической модели вероятности отказа системы в полете необходимо, оценить следующие параметры [4]:

- Резервирование, как всей системы, так и отдельных компонентов в её составе, для оценки влияния одиночного отказа на безопасность полета;
- Ординарность потока отказов для оценки вероятности возникновения большего числа отказов одновременно;
- Последствие потоков отказов как влияние одного отказа на вероятность другого;
- Стационарность потока отказов для оценки вероятности возникновения определенного количества отказов на единицу времени;

На основании составленной модели можно оценить вероятность следующего отказа системы и/или компонента и разработать соответствующие мероприятия для корректировки задач и периодов, указанных в программе ТО для поддержания приемлемого уровня безопасности полетов, где это необходимо, и повышения экономической эффективности, где это возможно.

Литература

[1] AC 121-22D Maintenance Review Boards, Maintenance Type Boards, and Original Equipment Manufacturer/Type Certificate Holder Recommended Maintenance Procedures. May 31, 2024. – p.5-7.

[2] Методические рекомендации МР-03-001 по одобрению программ технического обслуживания воздушных судов зарегистрированных в государственном реестре гражданских воздушных судов Российской Федерации» от 1 декабря 2014 г.

[3] Кузнецов С.В. Система технической эксплуатации авионики и научные основы ее формирования. Научный вестник МГТУ ГА. 2017; 20(6):15-24.

[4] Воробьев В.Г., Зыль В.П., Кузнецов С.В. Основы теории технической эксплуатации пилотажно-навигационного оборудования. — М.: Транспорт, 1999.

Костров В.В., Ракитин А.В.

АО «Научно-исследовательский институт «Субмикрон»,
124460, Москва, Зеленоград, Георгиевский просп., 5, с.2

Муромский институт (филиал) федерального государственного бюджетного
образовательного учреждения высшего образования «Владимирский государственный
университет имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых»
602264 г. Муром, Владимирской обл., ул. Орловская, д. 23
kostrov.46@mail.ru

Модель атмосферы для тестирования оптико-электронных систем инфракрасного диапазона

Моделирование изображений в инфракрасном (ИК) диапазоне может быть организовано для исследования динамических и статистических свойств оптико-электронных систем (ОЭС), что дает возможность прогнозировать поведение системы с ОЭС в различных условиях. Основным требованием, которое предъявляется к моделям, является обеспечение адекватности модели реальным помехам и шумам. Наиболее разработанными к настоящему времени являются методы моделирования изображений в видимом диапазоне [1], что обусловлено доступностью получения и накопления больших объемов данных за длительное время наблюдений. В области ИК диапазона, особенно в районе длин волн 8...14 мкм, наблюдается заметное отличие изображения от видимого изображения, при этом результаты экспериментов представлены в основном для атмосферы. В данном докладе предлагаются модели фоно-целевой обстановки при наблюдении воздушных целей, когда фоном является атмосфера. При этом используются усредненные экспериментальные данные по наблюдению объектов атмосферы [2] и их морфологическое изображение [3].

Общая геометрия наблюдения. Оптико-электронные системы можно подразделить на узкопольные (поле зрения до 6 градусов) и широкоугольные (поле зрения свыше 10...20 градусов). Для сравнения – у человека поле зрения составляет 46°, а углы лучшего разрешения 15°×20°, т.е. широкоугольные ОЭС в большей мере соответствуют естественному наблюдению объектов человеком. Изменением фокусного расстояния можно изменять поле зрения и, соответственно, разрешающую способность ОЭС. Обозначим текущее поле зрения через $\Phi_H \times \Phi_V$, где Φ_H , Φ_V – угловой размер в горизонтальной и вертикальной плоскости соответственно. Предполагаем, что сцена без искажений отображается на матричный фотоприемник и преобразуется в последовательность строк длиной N_H общим числом N_V . Считаем также, что пиксели имеют одинаковое угловое разрешение, равное $\delta_\alpha = \Phi_H / N_H$.

Оптическая ось ОЭС и ось развертки, вообще говоря, могут располагаться под некоторыми углами к горизонтальной плоскости. В угломестной плоскости угол между оптической осью (ОО) и горизонтальной плоскостью обозначим через β_V (это соответствует зенитному углу данного направления $\theta = 90^\circ - \beta_V$); угол между направлением развертки и горизонтальной плоскостью – через γ_t . Вообще говоря, изменение положения матрицы приводит к изменению координат проекции картинной плоскости на матрицу. Однако, большинство экспериментальных данных, связанных со статистическими характеристиками облачных структур, получено при сканировании по альмукуантаратам для различных зенитных углов, поэтому расчет координат по строкам может производиться по приближенному соотношению

$L = L' \cos \beta_V$, где L' – координата объекта до поворота плоскости матрицы в вертикальной плоскости.

На рис. 1 представлено сечение в угломестной плоскости с расположением ОЭС в начале координат. Ось OX соответствует направлению на горизонт. Отсюда видно, что линия горизонта попадет в поле зрения ОЭС при условии $\beta_V \leq \Phi_V/2$, в противном случае поле зрения будет направлено выше горизонта.

Важным фактором при организации наблюдений является также высота установки ОЭС над поверхностью земли $H_{OЭС}$. Область прямой видимости для ИК диапазона, не смотря на рефракцию лучей, не позволяет наблюдать объекты за горизонтом. Оценим, какие облачные структуры будут доступны наблюдению на больших дальностях в зависимости от высоты установки $H_{OЭС}$.

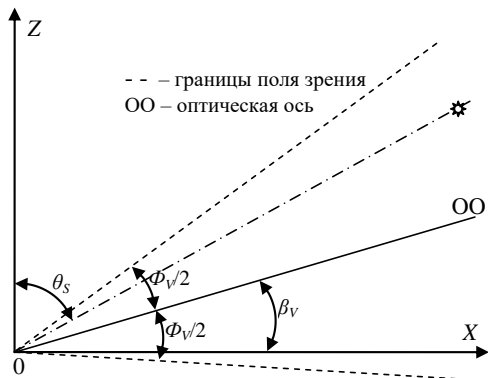


Рис. 1. Угловые координаты в угломестной плоскости

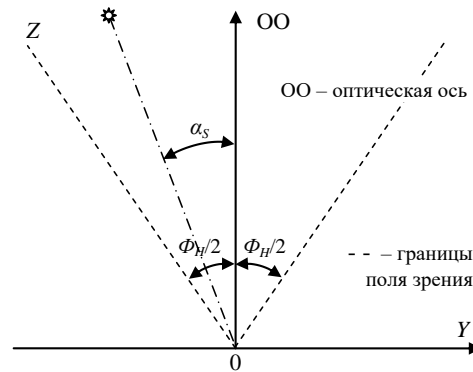


Рис. 2. Угловые координаты в условно горизонтальной плоскости

Дальность прямой видимости для оптического и ИК диапазонов определяется соотношением

$$R_{\max} = 3,83 \left(\sqrt{H_{OЭС}} + \sqrt{h_{\text{tag}}} \right),$$

где h_{tag} – высота объекта наблюдения над поверхностью Земли; h_{tag} и $H_{OЭС}$ в метрах, R_{\max} в километрах.

Выберем в качестве высоты объекта наблюдения нижние границы облаков для средних широт. В таблице 1 приведены результаты расчетов для 3-х значений высоты установки ОЭС.

Таблица 1 – Высота нижней границы и дальность до облаков

| Семейства | Род | Высота нижней границы облаков | Максимальная дальность R_{\max} , км при высоте установки ОЭС $H_{OЭС}$, м | | |
|-----------------------|------------------|-------------------------------|---|-------|-----------|
| | | | 2(1,41) | 50(7) | 500(22,3) |
| Облака верхнего яруса | Перистые | 7—10 км | 325 | 347 | 406 |
| | Перисто-кучевые | 6—8 км | 302 | 323 | 382 |
| | Перисто-слоистые | 6—8 км | 302 | 323 | 382 |

| | | | | | |
|-------------------------------|------------------|-------------|-----|-----|-----|
| Облака среднего яруса | Высококучевые | 2—5 км | 176 | 198 | 256 |
| | Высокослоистые | 2—6 км | 176 | 198 | 256 |
| Облака нижнего яруса | Слоисто-дождевые | 0,5—1,9 км | 91 | 112 | 171 |
| | Слоисто-кучевые | 0,5—1,5 км | 91 | 112 | 171 |
| | Слоистые | 0,03—0,4 км | 26 | 48 | 106 |
| Облака вертикального развития | Кучевые | 0,6—1,2 км | 99 | 120 | 179 |
| | Кучево-дождевые | 0,6—1,2 км | 99 | 120 | 179 |

Из этой таблицы видно, что все облака могут наблюдаться на больших дальностях. Это говорит о том, что надо учитывать их вклад, но с учетом затухания в атмосфере.

Модель безоблачной атмосферы. Значения энергетической яркости излучения чистой атмосферы, получаемые в диапазоне 8...14 мкм, заметно меняются от температуры и влажности приземного воздуха, мало зависят от времени суток и существенно зависят от зенитного угла. При малых зенитных углах ($\theta < 40...50^\circ$) средняя яркость излучения невелика и составляет $(0,2...0,3)10^{-3}$ Вт·см⁻²ср⁻¹, затем при приближении линии визирования к горизонту резко возрастает до $(3,3...3,5)10^{-3}$ Вт·см⁻²ср⁻¹ [2]. С достаточной для практики степенью точности (погрешность менее 5%) зависимость яркости от зенитного угла может быть представлена зависимостью

$$\mu_{cl} = \begin{cases} [0,2 + 5,95 \cdot 10^{-7}(\theta - 40)^4] \cdot 10^{-3} [\text{Вт} \cdot \text{см}^{-2} \text{ср}^{-1}] & \text{при } \theta \geq 40^\circ, \\ 0,2 \cdot 10^{-3} [\text{Вт} \cdot \text{см}^{-2} \text{ср}^{-1}] & \text{при } \theta < 40^\circ, \end{cases}$$

где зенитный угол θ в градусах.

Флуктуации фона в виде безоблачного неба оцениваются дисперсией σ_{cl}^2 и составляют от $0,12 \cdot 10^{-10}$ (Вт·см⁻²ср⁻¹)² в зените до $0,8 \cdot 10^{-9}$ (Вт·см⁻²ср⁻¹)² в направлении горизонта, т.е. дисперсия яркости безоблачной атмосферы соизмерима с тепловыми шумами.

Модели атмосферного фона. Большую часть времени атмосфера заполнена облаками. В соответствии с основными признаками облаков существуют следующие 3 их классификации:

- *морфологическая* — по внешнему виду.
- *генетическая* — по происхождению (характеру образования).
- *микрофизическая* — по микрофизическому строению (агрегатному состоянию, виду и размерам облачных частиц, их распределению внутри облака).

Для целей моделирования наиболее подходящей является морфологическая классификация облаков. Облачные структуры по этой классификации достаточно хорошо определяются по оптическим изображениям, т.е. визуально. Приведем краткое описание основных облачных структур в соответствии с морфологической классификацией.

Одной из важных характеристик атмосферы является пространственный спектр. В большинстве случаев наблюдения спектр с удовлетворительной точностью может быть аппроксимирован функцией [2]

$$G(\omega) \approx \sigma^2(\omega_4) \omega^{-S},$$

где S — показатель степени при частоте; $\sigma^2(\omega_4)$ — дисперсия флуктуаций, соответствующая пространственной частоте 4 рад⁻¹. Для диапазона 8...14 мкм и фона в виде кучевых и слоисто-кучевых облаков $S \approx 1,67...2,3$; для слоистых, высококучевых и высокослоистых облаков — $S \approx 1,6...1,8$; для слоисто-кучевых — $1,7...2,1$ в зависимости от балла облачности.

Примеры спектральной плотности облачности приведены на рис. 3, 4 [2], а коэффициентов корреляции для различных показателей степени S – на рис. 5 и 6.



Рис. 3. Для высокослоистой облачности As trans

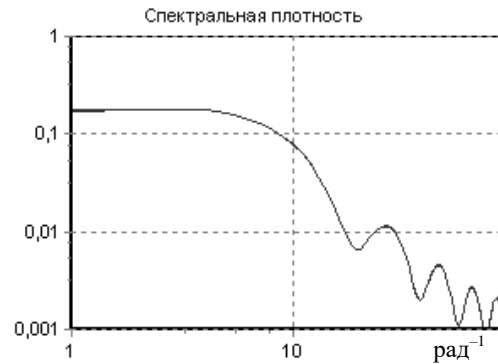


Рис. 4. Для слоистой облачности St – 10 баллов

Эти графики также показывают, что спектральные плотности реальных облачных структур отличаются от приведенной выше аппроксимации, особенно в области высоких пространственных частот. Заметим также, что увеличение степени S приводит к увеличению времени пространственной корреляции.

Нестационарность яркости связана с изменением числовых характеристик с изменением угла места: среднего значения μ , дисперсии σ^2 и корреляционной функции $\rho(\alpha)$. Распределение облаков в пространстве описывается различными параметрами. Наиболее часто в качестве модели облака применяется цилиндр, у которого диаметр основания равен высоте. Основание облаков находится на одной высоте, а их центры образуют пуассоновский поток. Пусть λ – среднее число облаков, наблюдаемых на азимутальном угловом направлении шириной 1° . Тогда вероятность появления k облаков в поле зрения ОЭС α_n будет определяться соотношением $P(k) = \frac{e^{-\lambda\alpha_n} \cdot (\lambda\alpha_n)^k}{k!}$.

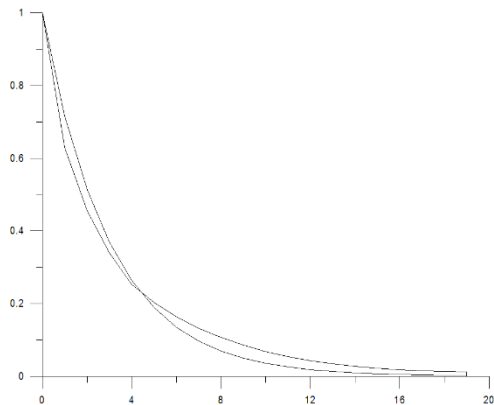


Рис. 5. Коэффициент корреляции для спектра с показателем степени $S=1,6$

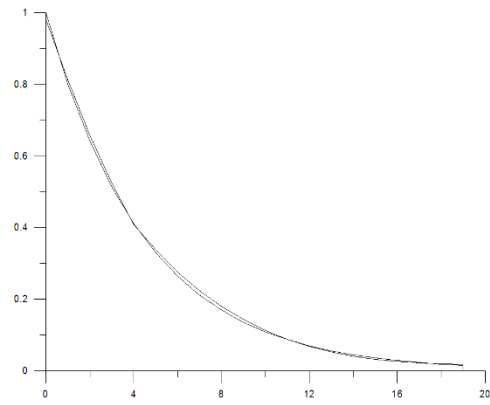


Рис. 6. Коэффициент корреляции для спектра с показателем степени $S=2,2$

Для моделирования пуассоновских величин (азимутального положения центров облаков) может быть использовано соотношение $\alpha_i = -\frac{1}{\lambda} \ln(\xi_p)$, где ξ_p – равномерно распределенная на интервале $[0, 1]$ величина; α_i – угол между соседними облаками. Тогда угловые координаты облаков будут определяться относительно левой границы поля ОЭС α_0 , принятой за начало

отсчета, соотношениями $\alpha_{10} = \alpha_0 + \alpha_1$, $\alpha_{20} = \alpha_{10} + \alpha_2$, ..., до тех пор, пока полученное значение не превысит границу поля ОЭС $\alpha_{j0} < \alpha_n$. Плотность распределения величин диаметров облаков относится к экспоненциальному семейству $w(D) = k_D e^{-\alpha_D D}$, где α_D, k_D – экспериментально определяемые коэффициенты; $D_{\min} \leq D \leq D_{\max}$. Минимальные размеры облаков оцениваются величиной 15...70 м, а максимальные – 0,8...5,5 км. Для типичных облачных покровов произведение $\alpha_D D_{\max}$ составляет от 2 до 14. Поскольку распределение величин диаметров облаков экспоненциальное, то для их расчетов могут быть использована полученная выше последовательность $\{\alpha_i\}$. При этом учитывается, что между облаками имеется просвет, который соответствует ослаблению излучения до уровня чистой атмосферы. Для гауссовской аппроксимации излучения облака с параметром σ^2 это соответствует расстоянию между границами $\approx 6\sigma$, когда на 98% энергии излучения облака будет концентрироваться на одном участке. Изменяя параметр моделирования в пределах $\sigma = (0,2...0,9)\alpha_i$ можно эффективно регулировать плотность облаков, от редких одиночных облаков до сплошной облачности.

На основании проведенных исследований получены модели атмосферы с облачными структурами верхнего, среднего и нижнего яруса, а также облака верхнего развития.

Литература

1. Филиппов В.Л., Иванов В.П., Яцык В.С. Атмосфера и моделирование оптико-электронных систем в динамике внешних условий. – Казань: Изд-во Казанского университета, 2015. – 629 с.
2. Алленов М.И. Параметризация природных сред для их распознавания. – Обнинск, 2011. – 180 с.
3. Атлас облаков / Федер. служба по гидрометеорологии и мониторингу окружающей среды (Росгидромет), Гл. геофиз. обсерватория им. А.И. Воейкова; Д.П. Беспалов и др.; ред.: Л.К. Сурыгина]. – СПб: Д'АРТ, 2011. – 248 с.

Костров В.В.

АО «Научно-исследовательский институт «Субмикрон»,
124460, Москва, Зеленоград, Георгиевский просп., 5, с.2Муромский институт (филиал) федерального государственного бюджетного
образовательного учреждения высшего образования «Владимирский государственный
университет имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых»
602264 г. Муром, Владимирской обл., ул. Орловская, д. 23
kostrov.46@mail.ru

Статистические характеристики сигналов оптико-электронной системы ИК-диапазона

В настоящее время в оптико-электронных системах (ОЭС) широко применяются матричные фотоприемные устройства (ФПУ) достаточно большого формата. С точки зрения практического использования особый интерес представляют ФПУ длинноволнового инфракрасного (ИК) диапазона (8...14 мкм), поскольку современные информационные каналы на базе ОЭС смотрящего типа позволяют снизить зависимость качества работы от времени суток и значительно ослабить эту зависимость от погодных условий; повысить устойчивость работы канала, так как естественные и организованные помехи (в т.ч. дымовые, тепловые, световые) не оказывают существенного влияния на работоспособность ОЭС. При использовании микроболометрических матриц они обеспечивают нормальную работу даже в условиях попадания в поле зрения солнечного диска. Для проектирования и отладки аппаратуры обработки сигналов ОЭС необходимо иметь программно-аппаратный комплекс моделирования, в том числе – статистического, фоно-целевой обстановки. Целью данной работы является определение статистических характеристик основных компонентов фона, которые присутствуют на изображениях ОЭС.

На рис. 1 представлена упрощенная структурная схема формирования цифрового изображения в ОЭС ИК диапазона. Она включает в себя объектив (фокусирующую систему); чувствительный элемент (матричный приемник), который осуществляет преобразование ИК изображения в электрический сигнал; усилитель электрического сигнала, уровень которого должен быть достаточным для последующих преобразований; система синхронизации и считывания информации, позволяющая сформировать и разделять строки и кадры.



Рис. 1. Структурная схема формирования изображения ОЭС

Цифровые коды сигналов запоминают в оперативном запоминающем устройстве видеопроцессора в виде двумерного массива $U_{NM}^{(k)}$, где N – число строк, а M – число столбцов массива, так что элемент $U_{ij}^{(k)}$ этого массива содержит информацию о напряжении, пропорциональном яркости излучения фона, снятого с ячейки i -го столбца многоэлементного приемника в j -й строке в k -м кадре обзора ($i = 0, 1, \dots, M - 1$, $j = 0, 1, \dots, N - 1$).

Рассмотрим некоторые характеристики изображений из базы данных. На рис. 2 представлен участок гистограммы теоретическая зависимость, соответствующая гауссовской плотности распределения вероятностей (ПРВ), которые показывают, что ограниченный объем статистического материала приводит к заметному искажению гистограмм. Как видно, экспериментальные данные достаточно хорошо согласуются с теоретическими характеристиками.

На рис. 3 приведена реализация строки, взятой из экспериментально полученного кадра, у которого видна нестационарность фона, а флуктуации относятся к тепловому шуму. На рис. 4 приведена строка, относящаяся к центральной части изображений и содержащая сигнал от цели. Видно, что сигнал цели всего на 5% превышает средний уровень фона.

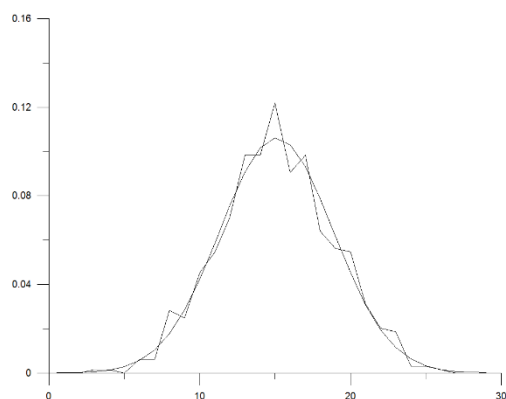


Рис. 2. Гистограмма и гауссовская плотность распределения вероятностей шума

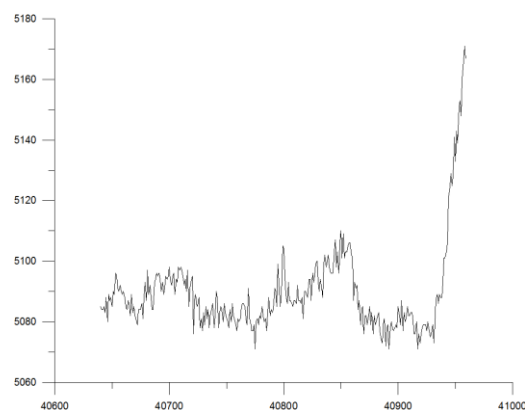


Рис. 3. Реализация строки, относящийся к центральной части изображений

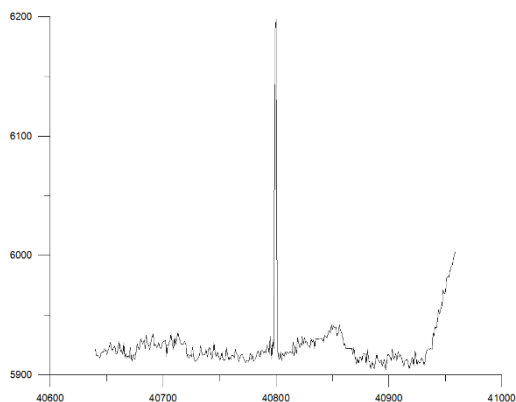


Рис. 4. Реализация строки с целью

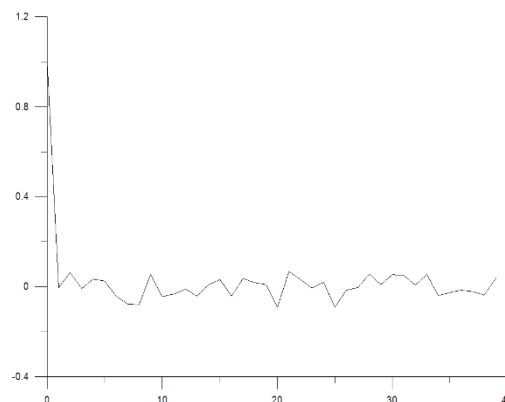


Рис. 5. Коэффициент корреляции шума

На рис. 5 представлена зависимость коэффициента корреляции $r(i-j)$ от временного сдвига $|i-j|$, которая позволяет считать, что шумовой компонент является некоррелированным процессом, что характерно для тепловых шумов болометрической матрицы. Для изображений с фоном процесс имеет сильную корреляцию, время корреляции по уровню 0,5 составляет порядка 22-х отсчетов. Вне области сильной корреляции также наблюдаются сильные (коэффициент корреляции до $-0,4$) взаимосвязи, причем коэффициент корреляции в данном случае не является убывающей функцией. Коэффициент корреляции по данным графикам на уровне 0,368 составляет 25 – 30 пикселей (рис. 6, 7). Это свидетельствует о нестационарности рассматриваемого процесса не только вдоль строк, но и внутри самого кадра.

Кроме того, на изображении представляют интерес корреляции по диагоналям. Как показала обработка базы данных, характер поведения коэффициента корреляции аналогичен рассмотренным ранее. Значение интервала корреляции составляет примерно 35 отсчетов, т.е. в диагональном направлении наблюдаемые изображения имеют такую же корреляцию, как и внутри столбца. Поэтому можно считать, что статистические свойства рассматриваемых изображений являются локально изотропными.

Представляет интерес поведение коэффициента корреляции в зависимости от типа облачности. Приведем некоторые примеры. Для облаков As trans коэффициент корреляции в зависимости от зенитного угла с 30 до 58 градусов изменяется от 1,0 до 0,3. Коэффициент корреляции для облаков St (10 баллов) в зависимости от зенитного угла с 30 градусов до 55 изменяется от 1,0 до 0,4. Коэффициент корреляции при слоисто-кучевой (Sc) и высококучевой (Ac) облачности изменяется в зависимости от зенитного угла с 30 до 62 градусов с 1,0 до 0,55.

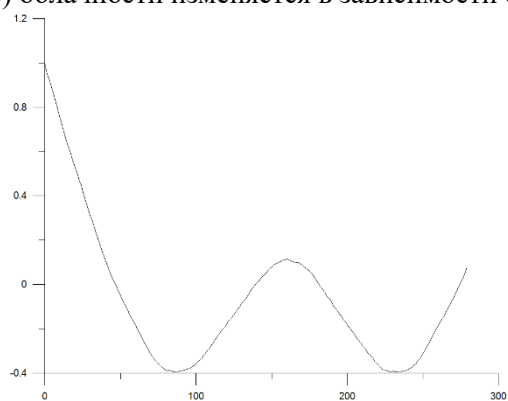


Рис. 6. Коэффициент корреляции строк

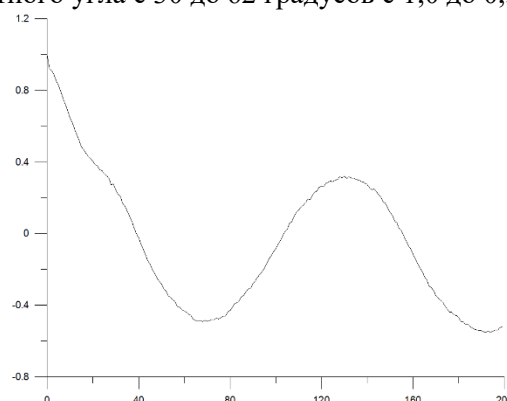


Рис. 7. Коэффициент корреляции столбцов

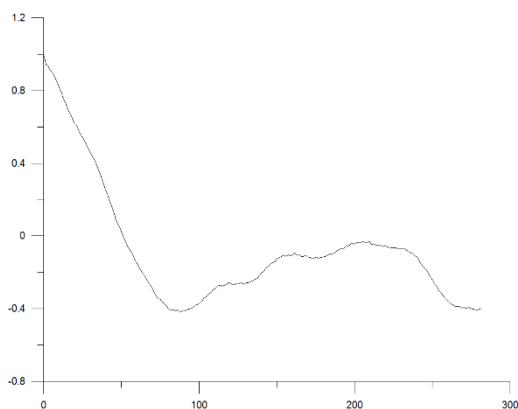


Рис. 8. Коэффициент корреляции по диагонали (направление вниз)

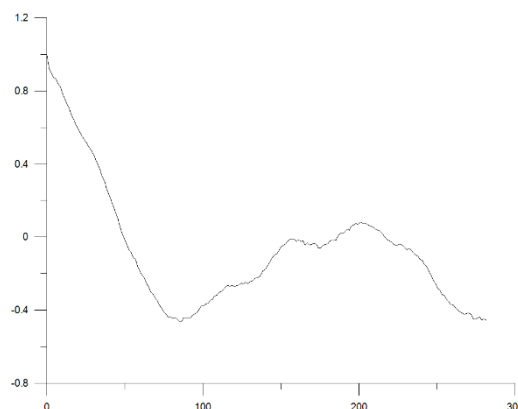


Рис. 9. Коэффициент корреляции по диагонали (направление вверх)

Таким образом, все полученные данные свидетельствуют о существенной нестационарности сигналов и в пользу адаптивной динамической обработки сигналов, когда устройства постоянно оценивают изменение статистических свойств наблюдаемого процесса. Такую обработку обеспечивают, в частности, системы с постоянным уровнем ложных тревог (ПУЛТ процессоры). Такой подход дает удовлетворительные результаты при оценке изобразительных свойств изображений, однако в случае автоматических систем обнаружения необходимо использовать полную модель, т.к. тепловой шум также вызывает увеличение вероятности ложных тревог и снижение вероятности правильного обнаружения.

Для некоторых составляющих сигнала можно дать некоторые общие пояснения. Сигналы фона, облаков, Солнца, объектов наблюдения сами по себе являются многокомпонентными, содержат нестационарную постоянную составляющую и радиационный шум, вызванный

флуктуациями температуры источника и динамическими изменениями структуры. Поскольку такой шум является некогерентным, то его полная мощность определяется вторым моментом полученного на выходе приемника случайного процесса. В то же время его можно отнести к широкополосным, т.е. обладающими признаками дельта коррелированности.

Литература

1. Алленов М.И., Иванов В.Н., Третьяков Н.Д. Параметризация структур излучения и эволюции облачности. – Обнинск, 2013. – 168 с.
2. Алленов М.И., Алленов А.М., Артюхов А.В., Иванова Н.П., Новиков Н.Н., Третьяков Н.Д. Радиационные характеристики пространственных структур собственного излучения форм облачностей в диапазоне 8-13 мкм // Математическая морфология. 2010. Том 9. Вып. 3. 18 с.
3. Алленов М.И. Параметризация природных сред для их распознавания. – Обнинск, 2011. – 180 с.

Разработка макета оптоэлектронного устройства слежения за целью

В работе представлен макет оптоэлектронного устройства, предназначенного для обработки данных оптоэлектронного датчика, обнаружения яркостных объектов на изображении и слежения за их движением. Основная цель - удержание обнаруженного объекта в центре изображения с помощью управления гиросtabilизированным подвесом.



Рис.1 – Структура макета оптоэлектронного устройства слежения за целью.

Макет включает три основных модуля. Оптикомеханический блок обеспечивает захват изображений с датчика. Модуль цифровой обработки сигналов (ЦОС) состоит из узла формирования кадров, который выполняет первичную синхронизацию данных, узла предварительной обработки, отвечающего за фильтрацию шумов и улучшение качества изображения, компенсатора фона, реализующего алгоритм компенсации фона по формуле $\xi_{0i} = U_{ij} - \hat{V}_{0i,i-1,j}$, где $\hat{V}_{0i,i-1,j}$ – оптимальная экстраполяционная оценка фона, и блока постоянного уровня ложной тревоги, обеспечивающий обнаружение объектов по заданным вероятностным характеристикам. Также макет включает модуль управления гиросtabilизированным подвесом, который стабилизирует изображение и управляет положением камеры в режиме слежения.

Алгоритм компенсации фона направлен на выделение яркостных объектов на изображении. Это достигается путем вычитания оптимальной экстраполяционной оценки из исходного сигнала. Алгоритм обнаружения включает фильтрацию, при которой применяется пороговая обработка с адаптивным порогом, вычисляемым на основе среднего значения интенсивности пикселей фона. Для повышения точности локализации объектов используются методы выделения границ. Координаты объектов определяются методом центра масс. Алгоритм слежения реализует обнаружение отклонений путем расчета смещения центра объекта относительно центра изображения и управление подвесом с использованием пропорционального коэффициента, что обеспечивает коррекцию углов наклона камеры.

Программная часть разработана с использованием библиотеки Qt для реализации пользовательского интерфейса и OpenCV для обработки изображений. Основные функции программы включают обработку и захват пакетов данных, построение и отображение изображений, вычисление координат объектов и управление углами камеры.

На макете были протестированы функции компенсации фона и подавления шумов, что обеспечило успешное обнаружение яркостных объектов. Разработанный макет продемонстрировал эффективность алгоритмов обработки информации и управления.

Полученные результаты могут быть применены для создания более сложных систем мониторинга и слежения, включая беспилотные аппараты и системы видеонаблюдения.

Курилова-Харчук С.М., Ермакова А.Ю.

Муромский институт (филиал) федерального государственного бюджетного образовательного учреждения высшего образования «Владимирский государственный университет имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых»
602264 г. Муром, Владимирская обл., ул. Орловская, д. 23
kh@mivlgu.ru

Формирователь высокостабильного сигнала

Формирователи высокостабильных высокочастотных сигналов распространены в технике связи и используются при построении радиоаппаратуры широкого класса. Они применяются в качестве источников опорных сигналов при построении радиопередающих и радиоприемных устройств, радиолокационных и радионавигационных систем, систем и устройств формирования специальных радиосигналов и других систем и устройств.

Это обуславливает актуальность разработки и построения исследовательских стендов, обеспечивающих возможность изучения и практического исследования, в том числе и в учебном процессе, различных вариантов схем формирователей высокостабильных сигналов.

Разработанный формирователь включает в себя три блока – блок генерации (БГ), блок согласования (БС) и блок выхода (БВ). В качестве БГ используется автогенератор с кварцевой стабилизацией частоты, равной 2 МГц. БВ имеет температурную стабилизацию. В качестве активных элементов блоков используются высокочастотные транзисторы.

Разработан исследовательский стенд (ИС), представленный на рис. 1, позволяющий проводить изучение различных вариантов построения и режимов, формирователей высокостабильного сигнала. На схеме обозначено: 1 – блок питания; 2 – блок коммутации питания; 3 – блок измерения и индикации; 4 – БГ; 5 – БС; 6 – БВ; 7 – блок коммутации режимов; 8 – генераторно-измерительный комплекс (ГИК); 9 – блок разъемов; 10 – формирователь высокостабильного сигнала.

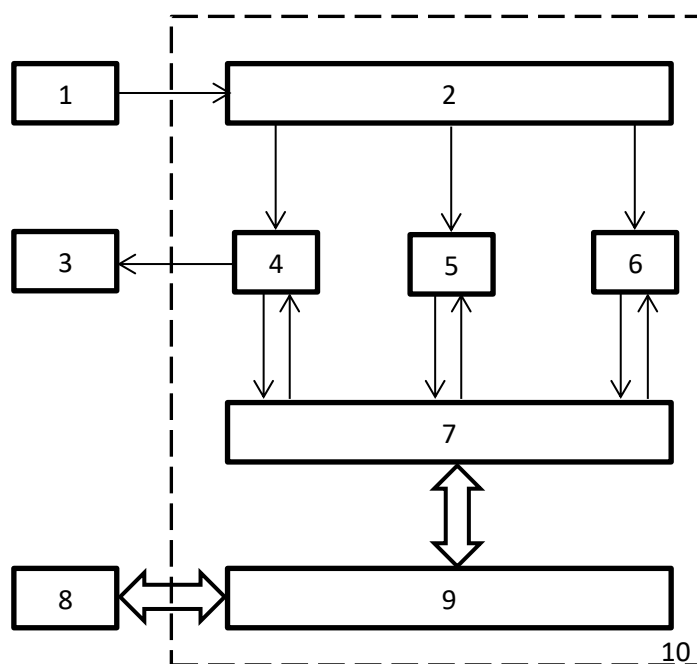


Рис. 1

Блок коммутации режимов обеспечивает возможность построения и исследования следующих структурных вариантов формирователя: БГ; БГ-БС; БГ-БВ; БГ-БС-БВ; БГ-БВ-БС, а так же проводить отдельное исследование блоков БС и БВ.

Стенд обеспечивает различные варианты соединения блоков формирователя и исследование влияния вариантов построения и сопротивлений нагрузки составляющих блоков на характеристики и параметры, как составляющих блоков, так и формирователя в целом

Также стенд обеспечивает исследование формирователя сигналов при изменении температуры кварцевого резонатора БГ в диапазоне $\Delta t_0 = 21,5^\circ\text{C} \dots 105^\circ\text{C}$. Для этого применено резистивное нагревающее устройство, питаемое напряжением блока питания стенда. Блок измерения и индикации, в состав стенда введен для получения информации о температуре нагрева кварцевого резонатора. Датчик температуры блока измерения и индикации расположен непосредственно на корпусе кварцевого резонатора.

ИС обеспечивает исследование амплитудно-частотных характеристик блоков – согласования и выходного. Для этого предусмотрено использование генератора ГИК, а так же соответствующих разъёмов на блоке разъемов и использование блока коммутации режимов, обеспечивающего раздельное подключение входов и выходов БС и БВ.

Стенд так же обеспечивает исследование динамических характеристик блоков согласования и выходного. Для этого используется генератор прямоугольного сигнала ГИК. Частоты повторения прямоугольного сигнала (меандр) составляют: 100 Гц, 100 кГц и 2 МГц. Для обеспечения исследования динамических характеристик блоков используются те же разъёмы стенда и те же устройства коммутации, которые применяются для исследования амплитудно-частотных характеристик.

В частности, на рис. 2 представлены осциллограммы входного (а) и выходного (б), сигналов БВ при частоте повторения $f = 100$ кГц.

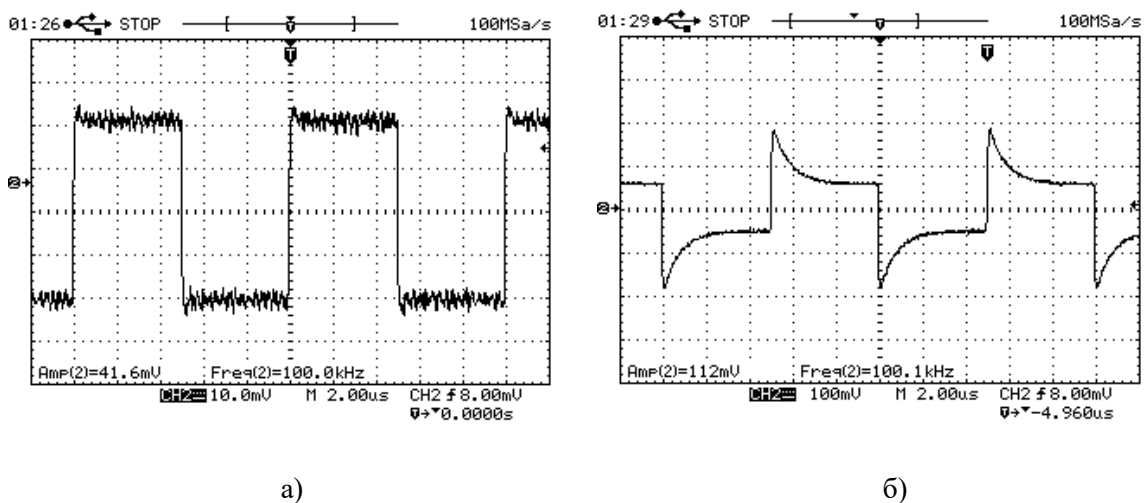


Рис. 2

На данной частоте, во время прохождения переднего и заднего фронтов импульса наблюдаются скачки уровня. Это связано с влиянием шунтирующего конденсатора БВ.

Напряжение питания ИС составляет 9 В. Используется стандартный лабораторный блок питания.

Конструктивно стенд выполнен на основе стандартной ячейки лабораторного блока. Ячейка вставляется в лабораторный блок. Подключение ячейки к источнику питания лабораторного блока осуществляется через разъем на задней панели стенда

Проведенные исследования подтверждают правильность принятых схемотехнических и конструктивных решений построения формирователя и ИС.

Лагунов И.Р., Храмов К.К.

Муромский институт (филиал) федерального государственного бюджетного образовательного учреждения высшего образования «Владимирский государственный университет имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых»
602264 г. Муром, Владимирской обл., ул. Орловская, д. 23
E-mail: Ilavina175@gmail.com, hramovkk@gmail.com

Особенности моделирования обзора пространства с помощью активной фазированной антенной решётки на основе турникетных излучателей

Активная фазированная антенная решётка (АФАР) – это тип антенной системы, в которой возможно изменение направления излучения (в определённых пределах) как по вертикальной, так и по горизонтальной оси, за счёт сдвига фаз излучаемого сигнала между отдельными элементами антенной решётки. Данное свойство широко применяется в радиолокации, так как позволяет сократить число подвижных соединений в системе, и как следствие уменьшить энергетические потери при изменении направления излучения [1].

В рамках исследования проводилось моделирование плоской, эквидистантной, квадратной АФАР, состоящей из 64 излучателей в виде турникетных антенн. Как известно, турникетные антенны относятся к антеннам с вращающейся поляризацией [1, 2]. Поле их излучения способно иметь эллиптическую поляризацию. Моделирование проводилось для дальней зоны. Средой моделирования является пакет Antenna Toolbox программы Matlab.

Основной интерес для анализа представляют ориентация эллипса и величина эллиптичности его поляризации. Ориентация собственной системы координат эллипса относительно опорной системы координат определяется углом наклона эллипса – азимутом τ , т.е. углом между большой полуосью эллипса и положительным направлением оси x . Форма эллипса (т.е. эллиптичность) определяется коэффициентом эллиптичности m – отношением большой и малой полуосей эллипса. Если коэффициент эллиптичности равен бесконечности, то антенна имеет линейную поляризацию; если коэффициент равен единице (0 дБ), то – круговую, в промежутке $(1, \infty)$ – эллиптическую [3].

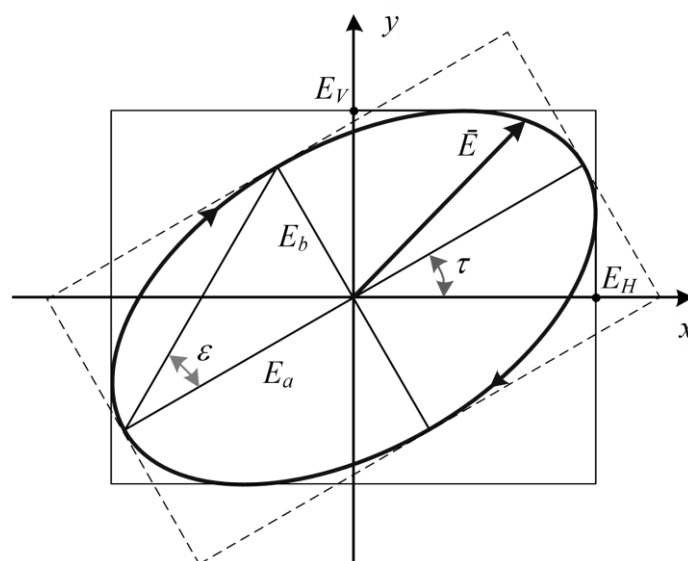


Рис. 1. Поляризационный эллипс

Знание коэффициента эллиптичности в произвольной точке пространства для турникетной антенны и антенной решетки, построенной на базе таких антенн, открывает возможности обнаружения и селекции малозаметных целей (в том числе в условиях наличия искажений ионосферы), извлечения амплитудных и фазовых признаков, связанных с поляризационными особенностями элементов цели.

Было проведено моделирование сканирования лучом диаграммы направленности (ДН) в угломестной плоскости, в результате чего сделан вывод о почти полной симметрии параметров излучаемого сигнала при отклонении в обе стороны от нормали.

По результатам моделирования угломестного сканирования построены зависимости угла наклона поляризационного эллипса τ , угла эллиптичности ε и коэффициента эллиптичности m от угла отклонения главного луча от нормали θ .

Исходя из особенностей сканирования в азимутальной плоскости, для данного вида сканирования необходимо совместное отклонение луча в азимутальной и угломестной плоскостях. Было проведено моделирование ситуации при повороте по азимуту на 90 градусов против часовой стрелки и последующем сканировании.

По результатам моделирования азимутального сканирования построены аналогичные зависимости.

Исходя из полученных в ходе моделирования данных можно говорить о наличии симметрии в параметрах излучаемого сигнала относительно нормали. Сравнивая результаты угломестного и азимутального сканирования, можно прийти к выводу о том, что при переходе из одной плоскости в другую параметры излучаемого сигнала меняются незначительно – тысячные доли градуса в случае угла поляризации. Применительно к коэффициенту эллиптичности расхождение значений не превышает 0,01. Направление поляризации остается неизменным. Однако, угол наклона эллипса поляризации при переходе в азимутальную плоскость сканирования претерпевает более существенные изменения, а именно значения τ становятся отрицательными, что отчётливо можно наблюдать на рис. 2. Данный эффект обусловлен сдвигом на 90 градусов в азимутальной области.

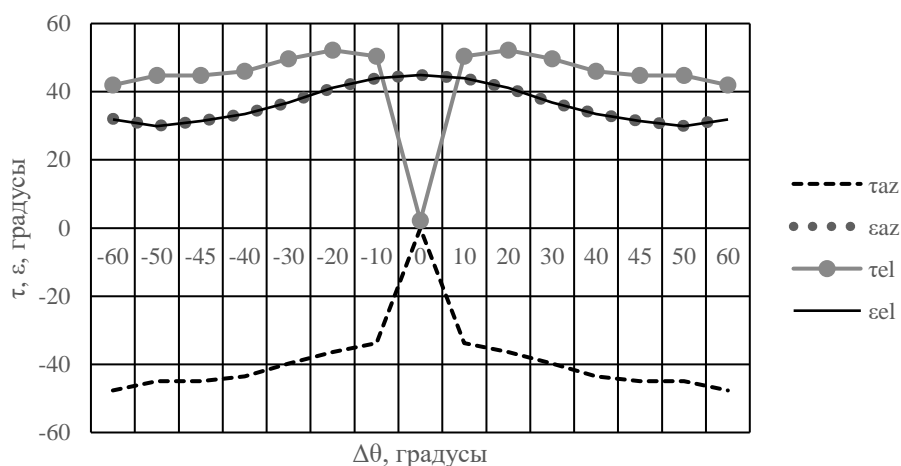


Рис. 2. Зависимости угла наклона τ и угла эллиптичности ε эллипса поляризации от угла $\Delta\theta$ отклонения луча от нормали

Полученные результаты могут говорить о низком уровне искажений излучаемого сигнала при приходе из угломестной плоскости сканирования в азимутальную, что говорит об отсутствии необходимости кардинальной перестройки тракта формирования и достаточной стабильности при электрическом сканировании АФАР.

Литература

1. Романюк В.А. Основы радиосвязи: учебник для вузов / В.А. Романюк. – Москва: Издательство Юрайт, 2024. – 288 с.
2. Шаров Г.А., Гладейчук В.В., Гусинский А.В., Кондрашов Д.А., Свирид М.С. Апертурные антенны сантиметровых и миллиметровых длин волн. – Санкт-Петербург: Изд-во: Горячая линия – Телеком. 2017. 332 с.
3. Канарейкин Д.Б., Павлов Н.Ф., Потехин В.А. Поляризация радиолокационных сигналов. – М.: Советское радио, 1966. 440 с.

Митрофанова П.С., Храмов К.К.

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

Алгоритмы эвакуации в системах оповещения о чрезвычайных ситуациях

Основными мерами, обеспечивающими безопасность людей, является заблаговременное оповещение о чрезвычайной ситуации. В [1] предложены варианты структурной реализации распределенной системы оповещения, особенностью которой является возможность удаленного управления. Данная система оповещения состоит из блока управления, усилителей мощности, громкоговорителей. Связь между блоками системы осуществляется с использованием протокола RS-485 и канала Ethernet.

В основе работы любой схемы оповещения лежат алгоритмы действий, определяющие порядок процесса эвакуации людей из опасной зоны. Рассмотрим основные алгоритмы эвакуации людей.

1. Алгоритм эвакуации при пожаре.

Основными способами оповещения при пожаре являются: речевое сообщение «Внимание! Эвакуация, пожар!», световые оповещатели «Выход», эвакуационные знаки пожарной безопасности, указывающие направление движения [2].

При задымлении автоматически срабатывают датчики пожарной сигнализации, и включается речевое сообщение. Оповещается диспетчер пожарной службы (алгоритм эвакуации с диспетчером), он выясняет ложная тревога или нет. Если тревога ложная речевое сообщение приостанавливается. В другом случае сообщение не прекращается. Распределенная система 3-5 типа позволяет: закрыть/открыть двери, оборудованные электронными замками, включить световые указатели со стрелками и надписью «Выход», передавать речевые сообщения последовательно в другие здание/корпус (в каждую зону здания), не прекращая сообщение в зоне возгорания.

Алгоритм эвакуации при пожаре подразумевает последовательное выполнение следующих действий:

- передается речевое сообщение, направленное на предотвращение паники, усложняющей процесс эвакуации;

- люди выходят из помещения (сначала того, где произошло возгорание) в направлении эвакуационного выхода, спускаются по лестнице на первый этаж к выходу на улицу и отходят от здания на безопасное расстояние.

2. Алгоритм эвакуации при угрозе терроризма.

Оповещение людей при террористическом акте осуществляется с помощью технических средств, которые обеспечивают [4]:

- подачу звуковых и световых сигналов;

- трансляцию речевых сообщений: «Внимание! Эвакуация, заложена бомба!», «Внимание! Вооруженное нападение!».

Алгоритм эвакуации при террористическом акте подразумевает последовательное выполнение следующих действий:

- включение аварийного освещения;

- передача речевого сообщения, направленного на предотвращение паники, усложняющей процесс эвакуации;
- включение световых указателей направлений и путей эвакуации;
- закрывание дверей дополнительных эвакуационных выходов (например, оборудованных электромагнитными замками).

Сигналы оповещения при террористическом акте должны отличаться от других речевых сообщений. Количество оповещателей, их мощность должны обеспечить необходимую слышимость во всех местах постоянного или временного пребывания людей.

При угрозе террористического нападения извне отправляется сообщение в правоохранительные органы и запускается речевое сообщение о том, что в здании вооруженное нападение. Распределенная система 3-5 типа позволяет: включить аварийное освещение, закрыть двери, оборудованные электронными замками, включить световые указатели со стрелками и надписью «Выход». Также закладывается возможность отправить речевое сообщение в другое здание. При угрозе заложенной бомбы нужно открыть двери, оборудованные электронными замками.

3. Алгоритм эвакуации при угрозе атаки беспилотными летательными аппаратами (БПЛА)

Оповещение людей при атаке БПЛА осуществляется с помощью технических средств [5], которые обеспечивают:

- подачу звуковых и световых сигналов в здания;
- трансляцию речевых сообщений: «Внимание! Вооруженное нападение!».

Во избежание паники, следует избегать объявления истинной причины эвакуации.

При атаке БПЛА необходимо отправить соответствующее сообщение в дежурные службы. Нужно обеспечить нахождение людей в здании, отойти от окон и по возможности спуститься на нижние этажи здания.

Обобщая сказанное выше, перечисленные алгоритмы эвакуации людей, реализуемые системой оповещения при возникновении чрезвычайных ситуаций, можно представить в виде блок-схемы (рис.1).

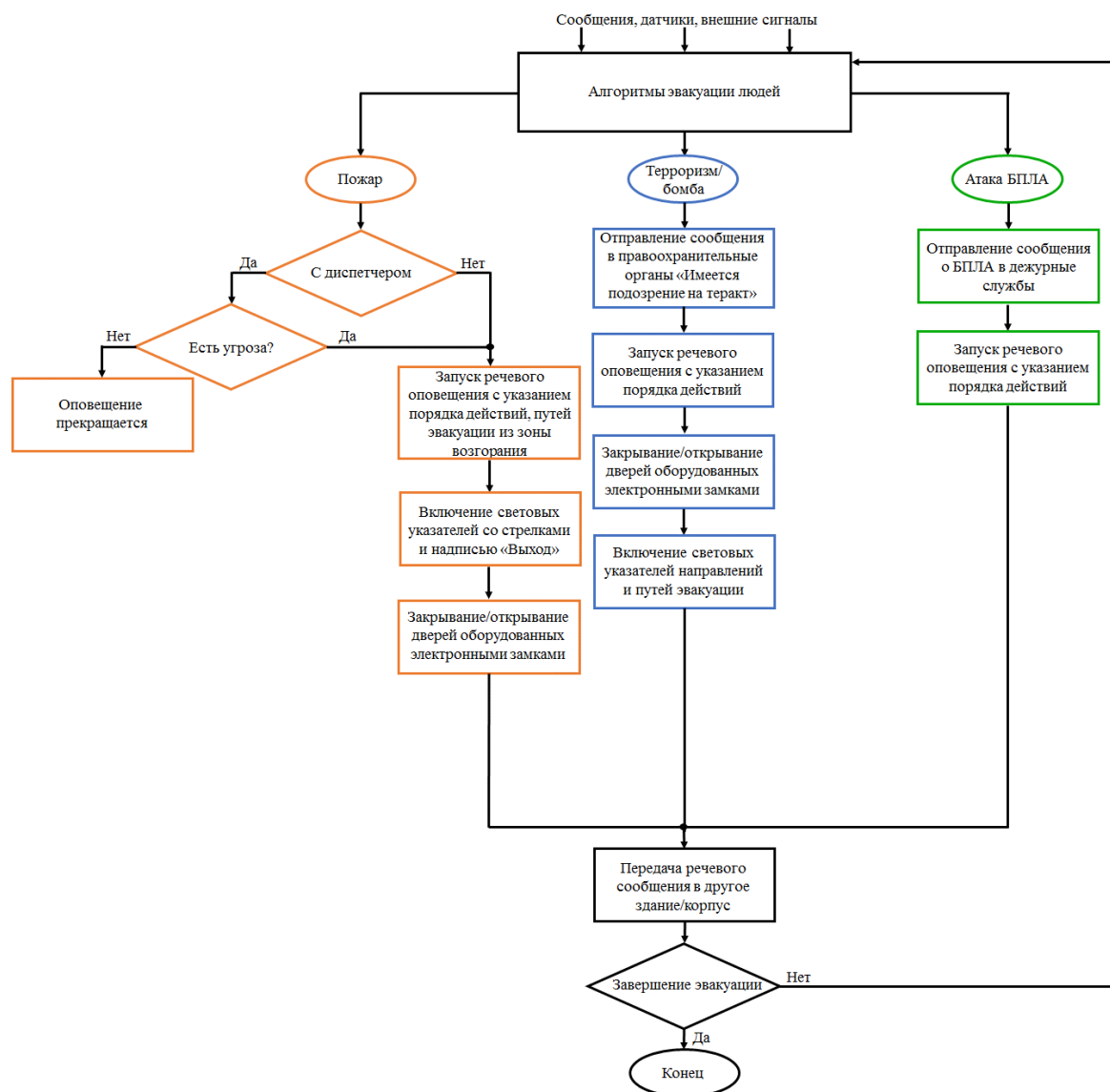


Рис. 1. Обобщенная блок-схема алгоритмов эвакуации людей

В докладе рассматриваются особенности каждого из рассмотренных алгоритмов эвакуации, способы технической реализации и требования к системе оповещения.

Литература

1. Митрофанова П.С. Варианты построения структурной схемы системы оповещения // Наука и образование в развитии промышленной, социальной и экономической сфер регионов России. XVI Всероссийские молодежные научные Зворыкинские чтения: сб. тез. докл. Всероссийской научной конференции. Муром, 26 апр. 2024 г. – Муром: МИ ВлГУ, 2024. – 779 с.: ил. – [Электронный ресурс]: 1 электрон. опт. диск (CD-ROM). – С.160-162.
2. Федеральный закон от 22.07.2008 N 123-ФЗ (ред. от 25.12.2023) «Технический регламент о требованиях пожарной безопасности».
3. Приказ МЧС России от 14.11.2022 № 1140 «Об утверждении методики определения расчетных величин пожарного риска в зданиях, сооружениях и пожарных отсеках различных классов функциональной пожарной опасности».
4. Постановление Правительства Российской Федерации от 02.08.2019 г. № 1006 (ред. от 05.03.2022) «Об утверждении требований к антитеррористической защищенности объектов (территорий) Министерства просвещения Российской Федерации и объектов (территорий),

относящихся к сфере деятельности Министерства просвещения Российской Федерации, и формы паспорта безопасности этих объектов (территорий).

5. Митрофанова П.С., Храмов К.К. Варианты структурной реализации системы оповещения для учебного заведения // Методы и устройства передачи и обработки информации. 2024, №26. С.66-73. ISSN 2311-598X.

Мотина И.С., Сочнева Н.А., Ромашова Л.В.

Муромский институт (филиал) федерального государственного бюджетного образовательного учреждения высшего образования «Владимирский государственный университет имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых»

602264 г. Муром, Владимирской обл., ул. Орловская, д. 23

602264, г. Муром, Владимирской обл., ул. Орловская, 23

sochnewa.natalya@yandex.ru, ir.motina2012@yandex.ru

Алгоритм частотного планирования быстродействующих ЦАП в специальных режимах работы

Современные устройства формирования радиосигналов должны обеспечивать формирование сеток частот в перспективных диапазонах СВЧ и КВЧ (3-300 ГГц). Одним из способов повышения выходной частоты формирователей радиосигналов до требуемых значений является применение быстродействующих цифро-аналоговых преобразователей (ЦАП), работающих в специальных режимах работы. Данные режимы позволяют увеличить эффективность использования побочных компонент спектра – образов основной частоты, которые образуются вследствие эффекта дискретизации. От используемого режима будет зависеть их амплитудное распределение в спектре выходного сигнала ЦАП.

Частотное планирование формирователей радиосигналов направлено на определение допустимых значений их параметров (коэффициент умножения умножителя частоты УЧ (n_1), номер и знак используемого образа основной частоты n , тактовая частота f_T и др.) на этапе разработки. Появление формирователей сигналов с быстродействующими ЦАП, работающими в специальных режимах работы, предполагает изменение известного алгоритма частотного планирования [1] с целью определения наиболее оптимальных сочетаний режимов работы и номеров образов, обеспечивающих максимальный уровень амплитуды образов в высших зонах Найквиста для конкретных исходных данных.

В работе [2] представлен разработанный алгоритм частотного планирования формирователей высокочастотных сигналов на основе быстродействующих ЦАП в специальных режимах работы. В ходе его реализации для каждого варианта частотного плана (сочетания коэффициентов умножения тактового умножителя частоты n_1 и номера образа n) выбирается наиболее оптимальный специальный режим работы ЦАП с точки зрения максимума амплитуды соответствующего образа.

В [2] приведен расчет частотного плана для микросхем AD9164 и AD9172 при двух значениях выходной частоты формирователя $f_{\Phi} = 3000$ и 9000 МГц. В результате расчетов для каждого типа ЦАП получены 17 вариантов частотного плана с набором параметров, обеспечивающих максимальные значения амплитуды образа при соответствующем режиме работы ЦАП. Выявлена закономерность: чем выше выходная частота, тем более высокие зоны Найквиста (номера образов) используются и тем меньше амплитуда каждого образа.

Доказано, что разработанный алгоритм частотного планирования для формирователей сигналов с быстродействующими ЦАП в специальных режимах работы позволяет определить оптимальный набор параметров формирователей (наиболее эффективный режим работы ЦАП, номер образа, коэффициент умножения умножителя частоты, величина коэффициента $K_{ЦАП}$) с точки зрения максимальной амплитуды образа, позволяющий повысить выходную частоту до необходимых значений. Использование данного алгоритма частотного планирования увеличивает эффективность использования специальных режимов работы ЦАП в целях

повышения выходной частоты формирователей сигналов, снижает трудозатраты на этапах их проектирования и эксплуатации.

Литература

1. Ромашов В.В., Храмов К.К. Частотное планирование диапазонных формирователей радиосигналов с использованием образов основной частоты ЦВС // Проектирование и технология электронных средств. 2013, № 3. С.38-43.
2. Мотина И.С, Сочнева Н.А., Ромашова Л.В. Алгоритм частотного планирования формирователя сигналов на основе быстродействующих ЦАП // Методы и устройства передачи и обработки информации. 2024, №26. С.15-23.

Орлов А.В.

АО «Научно-исследовательский институт «Субмикрон»,
124460, Москва, Зеленоград, Георгиевский просп., 5, с.2
submicron@se.zgrad.ru

Спектральные характеристики шумов в информационно-управляющей гидроакустической системе дальнего действия

Качество работы гидроакустических систем и комплексов существенно зависит от уровня внешних помех, поступающих из окружающего пространства, и внутренних шумов аппаратуры [1, 2]. С одной стороны, от мощности шумов и помех зависят вероятностные характеристики всей системы (вероятность обнаружения сигналов, вероятность возникновения ошибок при приеме информации и т.п.). С другой стороны, их статистические свойства учитываются при выборе сигналов, несущих информацию, а также в процессе проектирования устройств обработки, поскольку оптимизация производится под определенные условия работы. Оптимизация выбора параметров сигнала и аппаратуры обработки делается с учетом уровня и характера шума. Решение задачи синтеза гидроакустических комплексов усложняется спецификой канала распространения и организации приема акустического сигнала в информационно-управляющей системе дальнего действия. Гидроакустический канал является нестационарным, причем распространение волн происходит по нескольким направлениям (многолучевое распространение). На свойства помех и сигналов существенное влияние оказывает изменение скорости распространения акустической волны от глубины, температуры, химического состава среды, дальности распространения. Все эти факторы, а также многочисленность и разнородность источников помех, наличие надводного ветра и подводных течений приводят к неравномерности спектральной плотности шума [1, 2].

Необходимость в знании статистических и спектральных характеристик шума возникает также при математическом моделировании, которое может быть организовано для определения динамических и вероятностных свойств информационно-управляющей гидроакустической системы без проведения дорогостоящих натурных испытаний. Моделирование на ЭВМ позволяет имитировать поведение системы во времени, замедлять работу системы с быстропротекающими процессами и ускорять в случае систем с медленными процессами. Ключевым инструментом для исследований является компьютер, который позволяет, с одной стороны, получить частные численные решения сформулированной задачи на основе аналитических соотношений, а с другой стороны, позволяет проводить многократные эксперименты при случайных воздействиях (статистическое моделирование).

На основе имитационной модели, реализованной программным способом на компьютере, производится:

- анализ и оценка качества функционирования объекта;
- экспериментальные исследования объекта;
- исследование механизмов взаимодействия компонентов системы;
- исследование устойчивости работы компонентов и системы в целом при различных уровнях внешнего воздействия;
- отработка алгоритмов и программного обеспечения.

Кроме того, анализ результатов имитационного моделирования служит для определения оптимального баланса между требованиями к отдельным компонентам системы и ограничениями, которые на них накладываются, выявить наиболее слабые звенья и принять меры к повышению качества их работы.

Целью данной работы является анализ спектра наблюдаемых шумов и помех, реализации которых получены экспериментальным путем.

Реализации сигналов с выхода цифрового приемника в течение времени до 10 минут записывались в память компьютера, из которых впоследствии была сформирована база данных. Упрощенная структура экспериментальной установки приведена на рис. 1. Гидрофон Гф опускался с обеспечивающего судна на глубину до 300 м и работал только на прием сигналов. Набор фильтров включал в себя антиэлайзинговый фильтр нижних частот с частотой среза 12 кГц и банк фильтров подавления сверх низкочастотных составляющих с полосой режекции до 100 Гц. Аналоговый малощумящий усилитель [3] обеспечивал ступенчатую регулировку усиления с интервалом 10 дБ, аналого-цифровой преобразователь имеет разрядность 16 бит. Калибровку измерений обеспечивал эталонный излучатель ЭИз, устанавливаемый в процессе измерений на расстояние 1 м от гидрофона. Передатчик тестового сигнала создавал стабильные по уровню колебания с частотой 1 кГц.

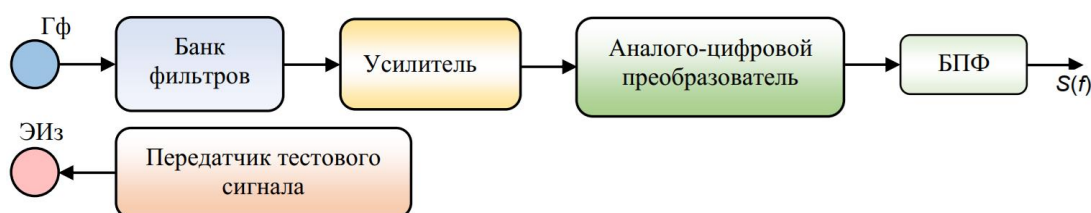


Рис. 1. Схема проведения эксперимента

Для измерения спектра использована программа вычислений по алгоритму быстрого преобразования Фурье (БПФ) размерностью 256К (программа «UWASC, Signal Processing & Spectrum Control Ver.03»). Поскольку объем большинства записей превышает используемую размерность БПФ, то производилось многократное преобразование неповторяющихся участков сигнала с последующим усреднением. Число усреднений составляло от 2 для коротких записей до 7...20 в случае больших последовательностей. Применение малого времени усреднения позволяет также выявить нестационарное поведение спектра рассматриваемого процесса. Общая панорама спектра в диапазоне измерений до 10 кГц представлена на рис. 2, а на рис. 3 – аналогичный график, измеренный с интервалом примерно 1 сутки. За 0,0 дБ уровня спектра шумов A_{ch} , дБ, морского канала принят уровень Па (120 дБ относительно 1 мкПа). На этих записях спектра заметно присутствие в принимаемых сигналах низкочастотных помех: имеются как дискретные составляющие, так и сплошной непрерывный спектр. Данные помехи являются нестационарными, поскольку их уровень и состав постоянно меняется. Кроме того, наблюдаются дискретные (гармонические) составляющие с кратностью частот. Так на рис. 2 отчетливо видны мощные гармоники на частотах 2; 2,5; 3; 4; 5; 6; 7; 7,5; 8; 9; 10 кГц. На рис. 3 часть из этих гармоник исчезла. Наличие таких гармонических составляющих обязано, скорее всего, внутри аппаратным помехам. Одним из возможных источников таких помех может быть генератор тактовых частот.

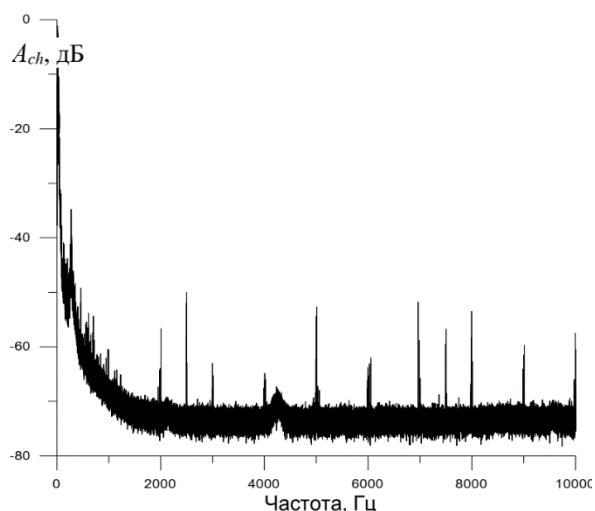


Рис. 2. Общая панорама спектра до 10 кГц (запись 1 июля 2017 г.)

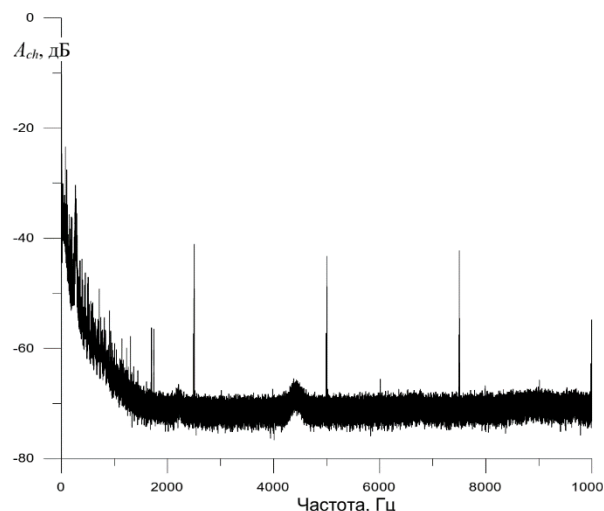


Рис. 3. Общая панорама спектра до 10 кГц (запись 2 июля 2017 г.)

В области частот до 2 кГц также присутствуют дискретные составляющие спектра, которые создаются обеспечивающим судном (вибрации корпуса и троса). В целом спектр в области частот более 2 кГц можно считать равномерным. Основные изменения спектра приходятся на частоты менее 2 кГц, поэтому рассмотрим более детально этот участок. Примеры усредненного спектра в диапазоне до 400 Гц для разного времени записи приведены на рис. 4 и 5. Сверхнизкочастотные составляющие при анализе были подавлены режекторным фильтром. Анализ подобных графиков показывает, что на частотах до 30...50 Гц в спектре сигнала присутствует много квазигармонических помех, обусловленных гидродинамическими процессами и следствиями судоходства. При этом средний тренд спада уровня спектральных составляющих составляет 10...15 дБ на октаву. На участке 50...100 Гц спад спектрального уровня происходит со скоростью 6...15 дБ на октаву (в зависимости от времени наблюдения реализации). Значение малой скорости спада соответствует доминирующей роли вклада в шум судоходства, отмеченного в [1], однако в проведенных экспериментах «плато» в спектре не наблюдается. Далее скорость спада уменьшается, и на участке 500...2000 Гц она составляет 8...10 дБ на октаву.

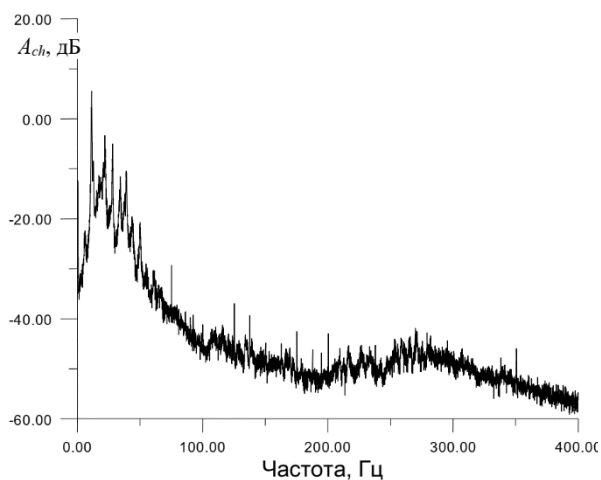


Рис. 4. Спектр сигнала записи от 1 июля (10-36)

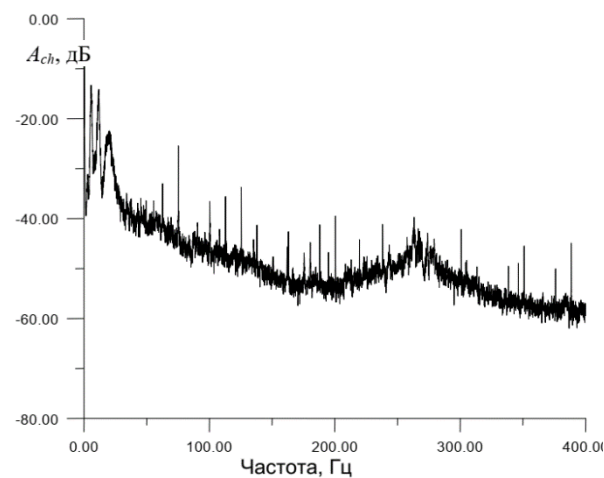


Рис. 5. Спектр сигнала записи от 1 июля (16-11)

В целом полученные результаты несколько отличаются от приведенных в [1]. В первую очередь это касается общего характера поведения спектра. Так в [1] отмечается, что спектральный уровень шумов в условиях как глубокого, так и мелкого моря спадает до частот 50 кГц, затем начинает подниматься из-за теплового шума, вызванного движением молекул воды в море. Полученные в докладе данные говорят о стабилизации спектрального уровня уже на частотах более 2 кГц. Также в [1] для диапазона 20...500 Гц отмечается существенное снижение скорости спада спектра. Представленные данные говорят о некотором «плато» в районе 200...350 Гц. Эти различия связаны с тем, что эксперименты проводились в акватории, не имеющей непосредственного выхода в океан.

Таким образом, в работе приведены результаты анализа экспериментальных данных по оценке статистических свойств гидроакустических низкочастотных (до 10 кГц) шумов. Полученные данные позволяют сформулировать требования к приемнику информационно-управляющей системы, а также оценить вклад собственных шумов аппаратуры. Результаты анализа могут быть использованы при разработке гидроакустических комплексов и предварительной оценке их помехоустойчивости с помощью статистического моделирования.

Литература

4. Урик Р.Дж. Основы гидроакустики. Л.: Судостроение, 1978. 449 с.
5. Carey W.M., Evans R.B. Ocean Ambient Noise Measurement and Theory. Springer N-Y, London, 2011. 279 p.
6. Исаев А.Е., Матвеев А.Н., Николаенко А.С., Поликарпов А.М. Чувствительность гидроакустического приёмника при измерениях подводного шума // Измерительная техника. 2018; (9): 61-65.

Романов Д.Н.

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

Моделирование траекторий движения воздушных объектов на основе кривых Чайкина

Современные системы слежения за воздушной обстановкой требуют подготовленных операторов, что актуализирует необходимость разработки все более продвинутых тренажёрных систем, для подготовки квалифицированного персонала. Для функционирования тренажеров требуются способы представления траекторий воздушных объектов, адаптированные к цифровым средствам обработки информации [1]. Одним из подходов является моделирование кривых, описывающих движение воздушных объектов с помощью кривых Чайкина [2].

Алгоритм Чайкина, положенный в основу формирования кривых, позволяет сглаживать углы, возникающие при сопряжении ломанных линий. Для этого на каждом отрезке прямой отмечается две новые точки на расстоянии 0,25 и 0,75 от начала и соединяются с точками, полученными соответствующим образом на других отрезках. Полученные новые точки можно использовать для последующего сглаживания, например на основе сплайнов, кривых Безье, полиномиальных кривых и т.п.

Пример применения алгоритма Чайкина для моделирования траектории движения воздушного объекта, совершающего маневр, приведен на рис.1. Координаты точек для моделирования траектории в двумерном пространстве приведены в таблице 1.

Таблица 1

| | | | | | | | |
|---|----|----|----|---|---|---|---|
| X | -5 | 0 | 4 | 4 | 4 | 0 | 5 |
| Y | -4 | -4 | -3 | 0 | 3 | 4 | 4 |

На рис.1 самые крупные точки соответствуют координатам, приведенным в таблице 1. Точки среднего размера, соответствуют одному проходу алгоритма Чайкина. Точки самого малого размера соответствуют двум прохождениям алгоритма Чайкина.

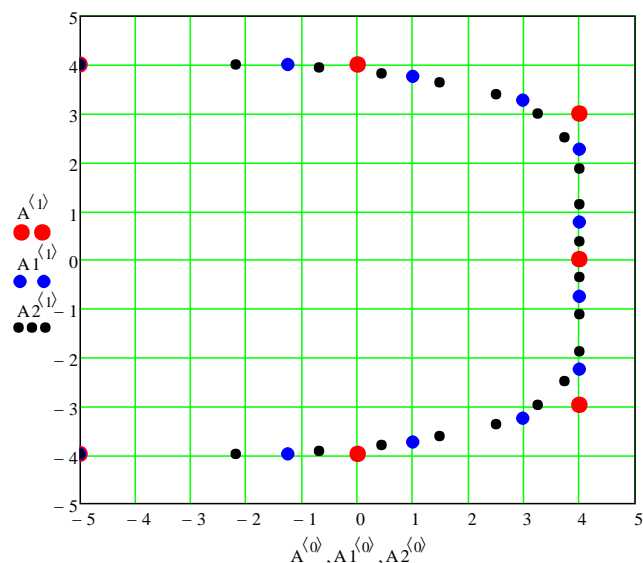


Рис.1. Формирование траектории воздушного объекта

Сглаженная траектория, полученная по точкам второго прохода алгоритма Чайкина, представлена на рис.2. Финальное сглаживание проведено последовательно по каждому четырем точкам с помощью кривых Безье третьего порядка.

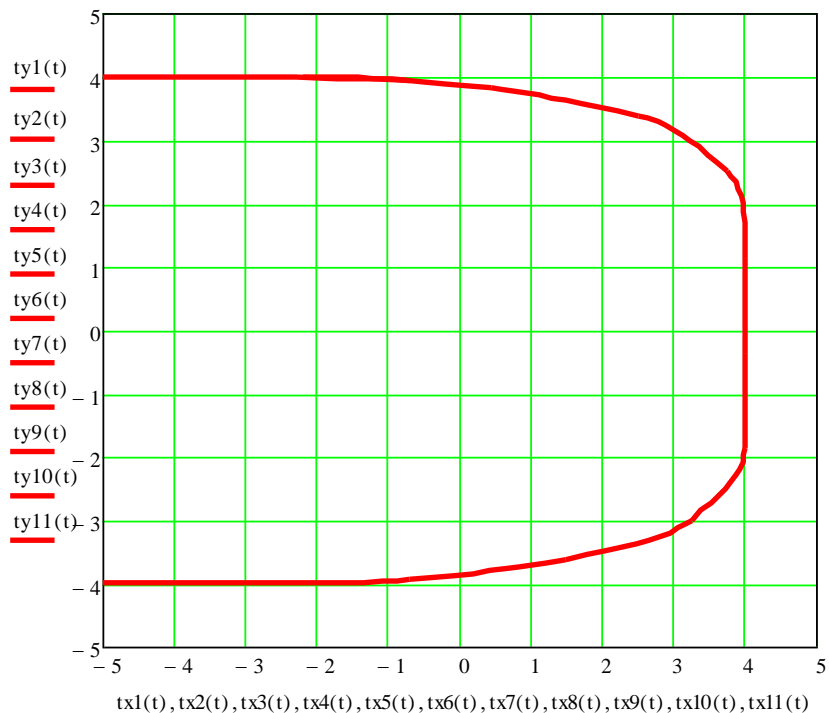


Рис.2. Сглаженная траектория на основе кривых Чайкина

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. Битюков Ю.И., Денискин Ю.И. Об алгоритме Чайкина и его обобщении // Динамика систем, механизмов и машин: №3 – Омск 2016 с. 128-133.

Романов Р.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
romanov.roman.5@yandex.ru*

Обнаружение утечек в централизованной системе водоснабжения с применением геоинформационных технологий.

В развитых странах регулирование качества питьевой воды остаётся важнейшим направлением охраны здоровья и улучшения качества жизни населения [1]. В соответствии с целями в области устойчивого развития к 2030 г. для всего проживающего в мире населения должен быть обеспечен всеобщий и равноправный доступ к безопасной и недорогой питьевой воде [2]. Полмиллиарда человек в мире сталкиваются с острым дефицитом воды круглый год [3]. Основными факторами роста мирового спроса на воду являются: рост населения мира, увеличение продолжительности жизни, повышение качества жизни, изменение привычек потребления воды. С ростом городского населения, к существующей сети добавляются новые трубопроводы разного возраста, материалов и размеров, тем самым усложняя задачу мониторинга эксплуатации и технического обслуживания. Возникают постоянные утечки добываемой и транспортируемой воды по изношенным водопроводам. Снижение потерь от утечек и выявления изношенных участков водопроводной сети является важнейшим мероприятием для снижения как экономических затрат предприятий, осуществляющих транспортировку воды так и для обеспечения населения качественной водой. В настоящее время накоплено много данных о влиянии качества питьевой воды, особенно ее химического состава, на здоровье населения, разработан индекс качества воды (WQI) [4].

Важным вопросом является систематизация и оценивание полученных данных полученных в ключевых точках. Для этого хорошо подходят геоинформационные технологии. Применение инструментов географической информационной системы (ГИС) позволяет хранить, обрабатывать и иметь доступ к данным сети водоснабжения. Возможность проведения инженерных расчетов является главной причиной принятия решения о внедрении геоинформационных систем. В данной работе применяется геоинформационная система ZuluGIS с возможностью расчетов инженерных коммуникаций. Данные с участков сети водоснабжения города Муром собирались и обрабатывались в разработанном автором программном обеспечении. Для привязки данных к карте местности были взяты реальные замеры в контрольных постах на участках сети. Информация привязывается к конкретному участку сети централизованного водоснабжения и отображается в геоинформационной системе Zulu GIS. Опрос датчиков осуществлялся с помощью программируемого логического контроллера «ОВЕН ПЛК 150». Затем данные отправлялись по протоколу Modbus TCP на компьютер. В среде программирования RAD на языке Delphi была написана программа, которая опрашивает контроллер каждые 100 мс. в результате данные отображаются в реальном времени.

Литература

1. Miguel Borja Bernabé-Crespo. Water mix implications and perspectives for potable water supply in southeastern Spain. Agua y Territorio, 20 pp. 5-21, 2022 DOI 10.17561/at.20.5714

2. Резолюция Генеральной Ассамблеи ООН A/RES/76/153 от 16.12.2021. Доступно по: <https://documents.un.org/doc/undoc/gen/n21/402/23/pdf/n2140223.pdf> Организация Объединенных Наций: Нью-Йорк, США, 2021.

3. Mekonnen, M.M.; Hoekstra, A.Y. Four billion people facing severe water scarcity. *Sci. Adv.* 2016, 2, e1500323.

4. Rosaneli C.F., Fischer M.L., Sganzerla A., Neto A.P. Water and global health interaction: a bioethics question. *Agua Y Territorio Water and Landscape*, 19, e5471., 2021 <https://doi.org/10.17561/at.19.5471>

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

Схемотехническая реализация формирования интервалов импульсов восстановления в быстродействующих цифроаналоговых преобразователях для режимов RFZ3 и RFZ4

Современные цифровые формирователи сигналов на основе метода прямого цифрового синтеза часто имеют в своем составе быстродействующие цифро-аналоговые преобразователи, позволяющие с помощью специальных режимов работы создавать огибающую спектра выходного сигнала так, чтобы повысить эффективность использования высокочастотных составляющих – образцов основной частоты [1].

В работах [2, 3] были предложены новые режимы работы быстродействующих ЦАП – RFZ3 и RFZ4. Их особенностью является использование не одиночных импульсов восстановления, как в режимах RF и RFZ, а двойных импульсов каждой полярности.

Основной проблемой для реализации данных режимов работы представляется сложность схемотехнической и конструкторско-технологической реализации, поскольку необходимо обеспечить как минимум в 8 раз лучшие частотные свойства компонентов топологии интегральных микросхем. В данной работе предлагается принципиальная схема устройства, позволяющего сформировать импульсы восстановления нужной длительности из исходного тактового импульса, поступающего на тактовый вход быстродействующего цифроаналогового преобразователя. Принципиальная схема устройства для режима RFZ4 показана на рис. 1.

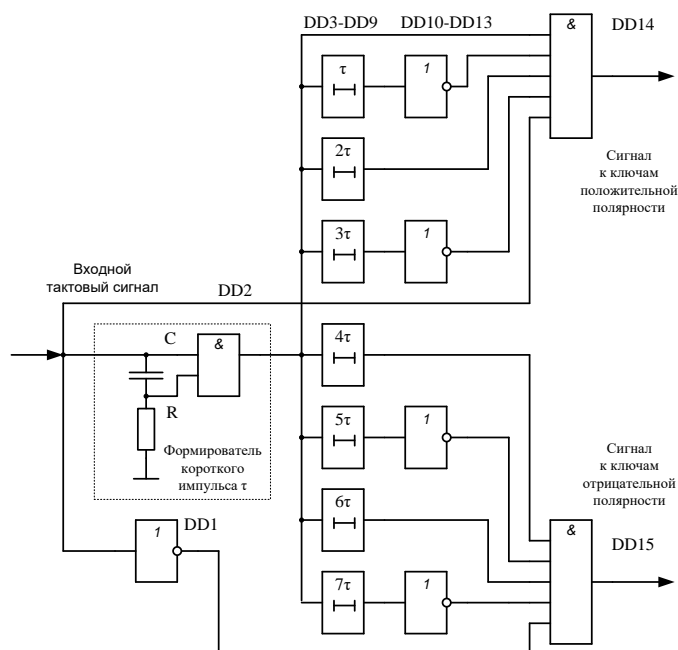


Рис. 1 Принципиальная схема формирователя импульсов восстановления для режима RFZ4

Импульс входного тактового сигнала укорачивается в четыре раза с помощью формирователя короткого импульса. Длительность данного импульса становится равна $\tau = 1/8 T$, где T – период тактового сигнала. Для уменьшения длительности тактового импульса используется логический элемент 2И (DD2), а также дифференцирующая RC цепь, через которую проходит тактовый сигнал и попадает на второй вход логического элемента. На первом входе тактовый сигнал проходит напрямую. Таким образом, происходит уменьшение длительности тактового импульса. От параметров дифференцирующей RC цепи зависит точность и длительность короткого импульса на выходе.

Для того, чтобы получить требуемые последовательности импульсов, используются линии задержки DD3-DD9 и инверторы DD10-DD13. В линиях задержки одиночный импульс задерживается на требуемое время, равное τ , 2τ , 3τ , 4τ , 5τ , 6τ , 7τ . Следует отметить, что при высоких тактовых частотах размер линий задержки уменьшается, и появляется возможность их реализации в микросхемах СВЧ диапазона.

Для реализации режима RFZ3 необходимо изменить комбинацию параметров линий задержек и инверторов.

Управляющие сигналы для транзисторных ключей положительной и отрицательной полярности формируются логическими элементами «5И». Данные ключи используются для подключения источников тока в ячейках весовых разрядов быстродействующего цифроаналогового преобразователя. Разрешение работы ключей задается тактовым сигналом через отдельный инвертор DD1.

Данная схема имеет ряд недостатков – использование линий задержки и дифференциальной цепи делает невозможным изменение частоты входного тактового сигнала; такое ограничение характерно и для большинства современных микросхем быстродействующих цифроаналоговых преобразователей, поддерживающих режимы RZ и RF. Вторым недостатком является высокие требования к качеству проектирования и изготовления ИМС, а также как можно более точному техпроцессу. Это необходимо, поскольку имеются линии задержки, а требования к точности их изготовления возрастают с ростом тактовой частоты. И третий недостаток – логические элементы должны иметь значительно меньшие задержки времени (в десятки и сотни раз) на распространение сигнала, чем время τ . А данные параметры в настоящий момент сильно зависят от общего прогресса разработки новых СВЧ микросхем.

К достоинствам данного схемотехнического решения можно отнести гибкость в перестройке на другие режимы восстановления сигнала в быстродействующих ЦАП, путем переключения линий задержки и инверторов для создания требуемого режима. Для этого схема дополняется дополнительными линиями задержки, инверторами и СВЧ коммутаторами.

Литература

1. Romashov V.V., Khramov K.K., Doktorov A.N. “The Use of Images of DDS Fundamental Frequency for High-Frequency Signals Formation,” 2014 24th International Crimean Conference Microwave and Telecommunication Technology Conference Proceedings. 2014, pp. 310-311.
2. Ромашов В.В., Храмов К.К., Докторов А.Н., Якименко К.А. Сочнева Н.А. Повышение эффективности использования высших зон Найквиста при прямом цифровом синтезе высокочастотных сигналов // Радиотехника, 2022. Том: 86 номер: 5 Страницы: 135-144. DOI: 10.18127/j00338486-202205-16
3. V V Romashov, A N Doktorov, K A Yakimenko and K K Khramov Development of technology of high-speed digital-to-analogue converters to improve the efficiency of direct digital synthesis of radio-frequency signals // Journal of Physics: Conference Series. 2021. Vol. 2094 (2021) 022067 DOI:10.1088/1742-6596/2094/2/022067

Ростокин И.Н., Ростокина Е.А.

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

Оценка пространственной структуры неоднородной атмосферы по данным многочастотных микроволновых угломестных радиометрических измерений

В докладе представлены основные теоретические положения и подходы разработанного способа оценки пространственной структуры пространственно-неоднородной атмосферы по данным многочастотных микроволновых угломестных наземных радиометрических измерений и разработка положений прогнозирования опасных атмосферных явлений, связанных с осадками большой интенсивности на основе кусочно-разрывной модели макромасштабного приближения пространственных неоднородностей атмосферы с выделением локальных зон осадков большой интенсивности под малыми углами высоты с введением процедуры корреляционного анализа как выходных сигналов разных частотных диапазонов, так и сигналов каждого частотного диапазона с соседних угловых направлений в задачах выявления наличия неоднородностей и оценки их параметров.

Выполненный теоретический анализ принципов формирования пространственно-неоднородной атмосферы показал наличие сложной частотно-параметрической зависимости величины радиояростной температуры, что определило задачи угломестных многодиапазонных наземных радиометрических измерений. Введенная кусочно-разрывная модель макромасштабного приближения пространственных неоднородностей атмосферы применялась для оценки прогноза наличия локальных зон дождя большой интенсивности по разностным оценкам временных трендов сигналов разных частотных диапазонов.

Проанализированы подходы к решению задачи краткосрочного прогнозирования опасных атмосферных явлений, связанных с выпадением сильных осадков, при проведении корреляционного анализа выходных сигналов существенно различных частотных диапазонов и сигналов, принимаемых по разным угловым направлениям.

Для выявления СВЧ радиометрическими комплексами горизонтальной неоднородности в пограничном слое атмосферы в виде зоны с интенсивными осадками были рассмотрены метеофакторы, приводящие к образованию структурных неоднородностей в атмосфере и возможности по их комплексной оценке активно-пассивными системами дистанционного мониторинга и проведен следующий комплекс исследований:

- проанализированы возможные подходы к повышению эффективности микроволновой радиометрии атмосферных фронтов, мощных конвективных облаков и грозových процессов;
- определены способы усовершенствования оценки грозовой активности пассивными средствами мониторинга;
- сформулированы основные положения способа выявления наличия опасной атмосферной неоднородности, обусловленной быстрым перемещением воздушных масс, т.е. сильного ветра, при усовершенствовании метода обработки сигнала метеорологического радиолокатора;
- проанализировано влияние на результаты зондирования многочастотной микроволновой радиометрической системой наземного базирования пространственно-структурной неоднородности атмосферы и ее временных структурных изменений.

Полученные результаты исследований определили следующую последовательность основных этапов решения задачи оценки метеопараметров пространственно-неоднородной атмосферы:

- формирование базы результатов дистанционных измерений пространственно-неоднородной атмосферы при проведении многочастотного микроволнового радиометрического зондирования под разными зенитными углами;
- обобщение и анализ полученных результатов, и оценка корреляционной взаимосвязи с метеопараметрами приземного слоя атмосферы;
- выбор корреляционно-регрессионной взаимосвязи и оценка ее параметров на основе данных измерений и апостериорной оценки прогнозирования величины радиояркой температуры.

Выполненное численное моделирование радиояркой температуры атмосферы показало, что различие в изменении относительного уровня выходного сигнала каждого частотного диапазона СВЧ радиометрической системы является информативным параметром для оценки структурной неоднородности атмосферы и ее изменения во времени.

Различие в абсолютной величине радиояркой температуры, формируемой на разных частотах, определило важность адаптивного повышения чувствительности многодиапазонной СВЧ радиометрической системы для возможности получения равнозначной оценки величины и скорости изменения выходных сигналов системы при решении задачи оценки величины метеопараметров и повышения точности краткосрочного прогнозирования формирования опасных атмосферных явлений.

В ходе теоретического анализа условий формирования радиотеплового излучения горизонтально-неоднородной атмосферы были получены результаты моделирования радиояркой температуры при использовании кусочно-линейной модели макромасштабного приближения и сформулированы принципы оценки структуры пространственно-неоднородной атмосферы при выполнении угломестных микроволновых радиометрических измерений в существенно отличных частотных диапазонах.

На основе анализа информации по пространственно-структурным характеристикам и метеоданным атмосферных фронтов и кучево-дождевых облаков, составлены модели описания высотно-горизонтальной неоднородности атмосферы, задающие структурный состав и форму уравнения радиационного переноса в микроволновом диапазоне с учетом различных метеорологических факторов и сформулированы требования к процедуре реализации наклонных измерений в задачах краткосрочного прогнозирования [1, 2].

Получены результаты комплексного подхода к совершенствованию методов активно-пассивного зондирования атмосферы в задачах повышения точности прогнозирования опасных атмосферных явлений: получены результаты повышения эффективности оценки метеопараметров атмосферы методами микроволновой радиометрии [3].

Исследование выполнено за счет гранта Российского научного фонда № 21-19-00378, <https://rscf.ru/project/21-19-00378/>.

Литература

1. Федосеева Е.В., Ростокин И.Н., Щукин Г.Г. Многочастотные СВЧ радиометрические исследования неоднородной атмосферы // Метеорология и гидрология. 2022. № 12. С. 78 – 88. ISSN 0130-2906. DOI: 10.52002/0130-2906-2022-12-78-87.
2. Shchukin G.G., Fedoseeva E.V., Bulkin V.V., Rostokin I.N. Radiometeorological research at the Murom Institute. E3S Web of Conferences, 2023 <https://doi.org/10.1051/e3sconf/202342007001>.

3. Ростокин И.Н., Федосеева Е.В., Щукин Г.Г., Ростокина Е.А., Холодов И.Ю. Оценка параметрической зависимости результатов многочастотной СВЧ радиометрии от метеопараметров приземного слоя атмосферы. // Распространение радиоволн: сборник докладов XXVIII Всероссийской открытой научной конференции (Йошкар-Ола, 16–19 мая 2023 года) / редколлегия: Д.С. Лукин, Д.В. Иванов, Н.В. Рябова и др. – Электронные данные. – Йошкар-Ола: Поволжский государственный технологический университет, 2023. – 648 с. С. 442-445. URL:<https://science.volgatech.net/upload/documents/science/RRW2023.pdf> ISBN 978-5-8158-2337-2.

Ростокина Е.А., Ростокин И.Н.

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

Анализ комплексных многочастотных микроволновых исследований радиотеплового излучения облачной атмосферы

Получение данных непрерывных многочастотных микроволновых измерений собственного радиотеплового излучения атмосферы позволило сформулировать требования к первичной обработке результатов для повышения эффективности оценки метеопараметров и структурной неоднородности атмосферы.

Основное направление в реализации такой первичной обработки обусловлено необходимостью получения статистических оценок сигналов разных диапазонов при условии их фиксируемого отклика на изменение метеопараметров зондируемой области.

Особенно данное требование оказалось актуальным для низкочастотных каналов, выходные сигналы которых существенно меньше по сравнению с сигналами высокочастотных каналов, т.к. ниже величина радиояркостной температуры атмосферы, формируемой на этих частотах.

Величина данных сигналов существенно зависит от наличия в удаленной области атмосферы зоны с интенсивными осадками, поэтому изменения низкочастотных сигналов могут быть связаны с появлением условий формирования и развития опасных атмосферных явлений. С целью достоверного выявления таких изменений необходимо применить процедуру увеличения чувствительности необходимо в отдельности по всем каналам.

К полученным результатам СВЧ радиометрических исследований горизонтально неоднородной атмосферы, содержащей зоны интенсивных осадков, был применен метод последовательного увеличения времени накопления сигнала с параллельной сравнительной оценкой среднего уровня регистрируемой мощности радиотеплового излучения атмосферы для разных постоянных времени накопления.

Это позволило разработать методические указания к реализации цифрового метода повышения чувствительности СВЧ радиометрических измерений неоднородной атмосферы:

- сформировать последовательность численных результатов СВЧ микроволновых измерений во всех частотных диапазонах с постоянной времени, задаваемой техническими параметрами СВЧ радиометрической системы;
- выполнить накопление - суммирование данных измерений по алгоритму скользящего окна разной длительности от 1 с до 20 с, задаваемой временем накопления по отдельности для каждого диапазона, при реализации функции цифрового интегратора;
- оценить скорости изменения среднего значения величины выходного сигнала каждого диапазона в сравнении с полученными результатами для нескольких последовательных окон разной длительности;
- оценить влияние сглаживающего эффекта при увеличении длительности окна цифрового интегратора на отличие регистрируемых временных зависимостей для оценки оптимального

времени накопления для получения возможности оценки приращения сигналов без снижения быстродействия отклика при наличии временных изменений в состоянии атмосферы.

Исследование выполнено за счет гранта Российского научного фонда № 21-19-00378, <https://rscf.ru/project/21-19-00378/>.

Литература

1. Shchukin G.G., Fedoseeva E.V., Bulkin V.V., Rostokin I.N. Microwave Radiometric System in Problems of Forecasting Hazardous Atmospheric Phenomena *Journal of Communications Technology and Electronics*. 2023, 68(6), С. 692–701. <https://doi.org/10.1134/S106422692306013X>.

Смирнов М.С., Храмов К.К.

Муромский институт (филиал) федерального государственного бюджетного образовательного учреждения высшего образования «Владимирский государственный университет имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых»

602264 г. Муром, Владимирской обл., ул. Орловская, д. 23

E-mail: srv777@mail.ru

Анализ использования ЛЧМ сигналов для устранения неоднозначности по дальности при формировании РЛИ

Радиолокаторы с синтезированной апертурой (РСА) становятся все более востребованы. Сегодня РСА используются не только в решении чисто военных задач мониторинга земной и морской поверхностей. Данные РСА активно используются в сельском хозяйстве, геологии, уточнении карт местности и построении рельефа местности, кадастровом учете и многих других направлениях человеческой жизнедеятельности. С развитием технологий разрешающая способность по азимуту и дальности у таких систем возрастает, а полоса съемки поверхности расширяется.

Одна из серьезных проблем, стоящих перед разработчиками современных радиолокационных систем с синтезированной апертурой особенно космического базирования является борьба с помехами неоднозначности по дальности и азимуту. Эта проблема возникает на противоречии при выборе периода следования зондирующих импульсов. С одной стороны, нужно увеличивать период, чтобы не было помех неоднозначности по дальности. С другой стороны, необходимо уменьшать период, чтобы отсутствовала неоднозначность по азимуту [1-2].

В качестве исходной модели РЛИ были сформированы радиолокационные изображения от точечной цели, когда в качестве зондирующего был использован ЛЧМ сигнал. При этом в сигнал была искусственно добавлена помеха неоднозначности по дальности. Для формирования голограммы и РЛИ использован алгоритм, описанный в [3].

Для анализа влияния помех неоднозначности по дальности на РЛИ рассмотрим ситуацию, когда наложение основного и помехового сигналов отсутствует и неоднозначная цель находится в ближайшей зоне. Отражающая способность неоднозначной цели была выбрана таким образом, чтобы с учетом подавления ДНА по дальности уровень квадратурных составляющих помехового сигнала был равным уровню основного сигнала. На рис. 1 представлен результат моделирования РЛИ.

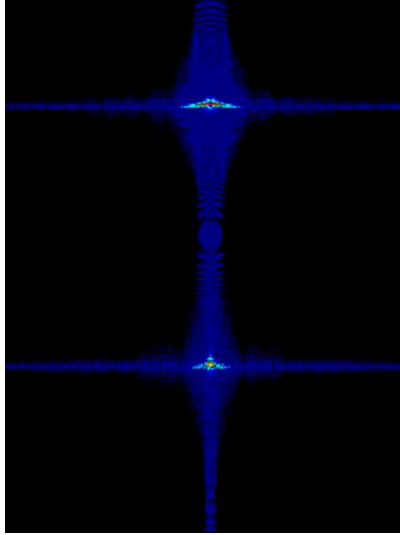


Рис. 1. – РЛИ точечной цели с наличием помехи неоднозначности по дальности полученной на основе ЛЧМ сигнала.

Как показано на рисунке, помимо основного объекта на РЛИ проявился помеховый объект на расстоянии равном количеству отсчётов зондирующего импульса.

Одним из способов подавления помехового отклика является использование ортогональных сигналов. То есть сигнал приходящий от помехового объекта должен быть максимально непохожим на основной сигнал. В РЛС чаще всего зондирующие широкополосные сигналы с различными законами частотной и фазовой модуляции [4, 5]. Рассмотрим моделирование алгоритма формирования РЛИ точечного объекта, когда зондирующий сигнал представляет собой последовательные ЛЧМ-импульсы с одинаковой длительностью и девиацией частоты, но с противоположными законами изменения частоты («вверх» и «вниз»). На рис. 2 представлен результат моделирования РЛИ.

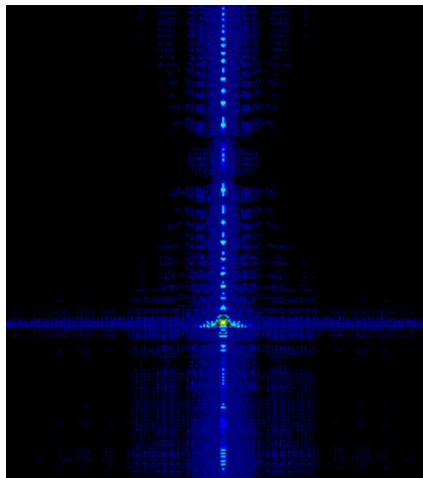


Рис. 2. – РЛИ точечного объекта при наличии помехи неоднозначности при использовании ЛЧМ сигналов с противоположными законами изменения частоты

Из рис. 9 видно, что на результирующем РЛИ присутствует отклик основной цели, размеры которого составляют 5 пикселей по азимуту и 4 пикселя по дальности, а также помеховые артефакты достаточно большой интенсивности. Шумовая область увеличилась по азимутальной координате по

сравнению с ЛЧМ сигналом (рис. 1). Максимальный уровень помехового сигнала составляет –25 дБ. Таким образом, при использовании таких зондирующих сигналов, которые являются квазиортогональными, удалось подавить уровень помех неоднозначности по дальности на 13 дБ. Следует отметить, что применение ЛЧМ сигналов с законами изменения частоты «вверх» и «вниз» для подавления помех неоднозначности по дальности эффективно только для нечетных зон неоднозначности.

Далее в качестве зондирующего сигнала при построении РЛИ был использован сигнал с V-образным законом изменения частоты [6]:

$$\Omega(t) = \begin{cases} -\pi W - \mu_v t, & -T/2 \leq t \leq 0, \\ -\pi W + \mu_v t, & 0 \leq t \leq T/2, \end{cases} \quad \omega(t) = \omega_0 + \Omega(t),$$

где μ_v – скорость нарастания (спада) частоты в импульсе, $\mu_v = 4\pi W/T$; ω_0 – центральная частота зондирующего сигнала; W - девиация частоты; $B = WT$ – база сигнала.

На рис. 3 приведено РЛИ точечной цели, полученное при использовании V-образного закона изменения частоты.

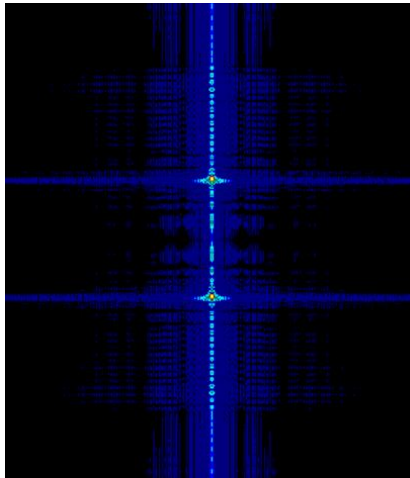


Рис. 3. – РЛИ точечного объекта при наличии помехи неоднозначности при использовании ЛЧМ сигналов с противоположными законами изменения частоты

Из рис. 3 видно, что при таком законе изменения частоты результирующее изображение, как видно из рис. 11, также существенно отличается от РЛИ точечного объекта, полученного при помощи ЛЧМ сигнала. Размер основного лепестка отклика цели на РЛИ составляет 5 пикселей по азимуту и 5 пикселей по дальности. При этом в азимутальном сечении $\varphi = 0$ в пределах длительности зондирующего импульса уровень сигнала составляет –25 дБ относительно максимума отклика. Из рис. 3 видно, что качество сформированного РЛИ точечного объекта достаточно низкое.

Благодарности

Исследование выполнено при поддержке гранта Российского научного фонда №23-29-10114 (<https://rscf.ru/project/23-29-10114/>)

Литература

1. Leśnik Cz., Serafin P., Kawalec A. Azimuth ambiguity suppression in SAR images using Doppler-sensitive signals // Bulletin of the Polish academy of sciences. Technical sciences. Vol. 63, No. 1, 2015. Pp.221-227. DOI: 10.1515/bpasts-2015-0026

2. Scheiber R., Jager M. Detection and Mitigation of Strong Azimuth Ambiguities in High Resolution SAR Images // Proceedings of EUSAR 2016: 11th European Conference on Synthetic Aperture Radar, Hamburg, Germany, 2016, pp. 463-466.
3. Смирнов М.С., Храмов К.К. Алгоритмы моделирования радиоголограмм для РСА на основе ФКМ сигналов // 79-я Научно-техническая конференция Санкт-Петербургского НТО РЭС им. А.С. Попова, посвященная Дню радио: сб. докладов / СПбГЭТУ «ЛЭТИ». Санкт-Петербург. 2024. С.40-42.
4. Wang H., Zhang Y., Xu J., Liao G., Zeng C. A novel range ambiguity resolving approach for high-resolution and wide-swath SAR imaging utilizing space-pulse phase coding // Signal Processing 168 (2020) 107323, <https://doi.org/10.1016/j.sigpro.2019.107323>
5. K. Khramov, S. Zhiganov and M. Smirnov, "Choosing Sets of BPSK-Signals Based on Cycle Sequences for Low Orbit SAR with Multibeam Antenna Array," 2024 26th International Conference on Digital Signal Processing and its Applications (DSPA), Moscow, Russian Federation, 2024, pp. 1-5, doi: 10.1109/DSPA60853.2024.10510096.
6. Nadav Levanon, Eli Mozeson Radar signal/ Wiley-interscience, 2004, 857 p.

Суржик Д.И.

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

Моделирование фазовых переходных процессов в системах геодинамического мониторинга на основе метода разностной функции

Наличие геодинамики в приповерхностной части геологической среды при ее регистрации системами геодинамического мониторинга [1] приводит к фазовым переходным процессам в их измерительных трактах. Однако данные тракты обладают индивидуальными зависимостями вносимых фазовых сдвигов в результаты измерений от частот входных принимаемых сигналов, которые, естественно, должны учитываться в данном аспекте анализа при измерениях резких изменений фазы.

Классический подход решения данной задачи заключается в применении математического аппарата интегрирования дифференциальных уравнений. Кроме того, могут применяться приближенные численные методы. Однако оба подхода применительно к рассматриваемым фазовым переходным процессам являются недостаточно эффективными. В первом случае для сложных устройств и воздействий трудно получить искомые аналитические выражения и проводить вычисления с малыми ресурсными затратами, во втором случае – возникают значительные погрешности расчета и моделирования.

Известно, что информация о любом фазовом переходном процессе содержится в его свободной составляющей - разностной функции [2]. Использование метода разностной функции позволяет на основе простых математических выражений осуществлять моделирование работы измерительных трактов систем геодинамического мониторинга в динамическом режиме с высокой точностью. С его применением исследованы нестационарные переходные процессы, возникающие при скачках фазы на входе измерительных трактов фазометрических систем, описываемых передаточными характеристиками первого (рис. 1) и второго порядка.

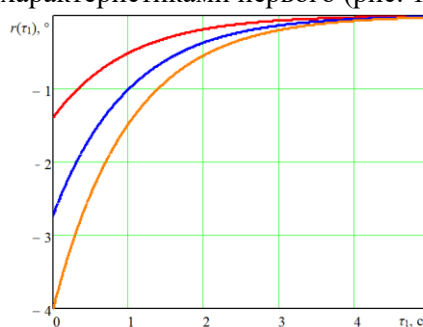


Рис. 1. Пример семейства разностных функций системы, описываемой передаточными характеристиками первого порядка, полученных при скачках фазы в 2° (красный цвет), 4° (синий цвет) и 6° (оранжевый цвет)

Исследование выполнено за счет гранта Российского научного фонда № 24-29-20224, <https://rscf.ru/project/24-29-20224/>

Литература

1. Суржик, Д.И. Регистрация геодинамических процессов фазометрическим методом в системах локального геоэкологического мониторинга / Д.И. Суржик, О.Р. Кузичкин, Г.С. Васильев, М.Д. Бакнин, Е.С. Панькина // *Фундаментальные и прикладные проблемы техники и технологии*. – 2021. – № 5(349). – С. 109-118.
2. Петропавловский, В.П. Фазовые цифровые преобразователи угла / В.П. Петропавловский, Н.Ф. Сеницын. – Москва: «Машиностроение», 1984. – 136с.

Трещеткин А.Ю.

Акционерное общество «Научно-исследовательский институт «Субмикрон»
г. Москва, г. Зеленоград, Георгиевский проспект, д.5, с.2
alexander.treschetkin@yandex.ru

Требования к диагностическому оборудованию SpaceWire

На сегодняшний в бортовой аппаратуре космических аппаратов активно внедряется интерфейс SpaceWire ГОСТ Р 70020-2022. Обмены по сети бортовой аппаратуры имеют строгую последовательность, в них определены длины пакетов, пропускная способность каналов, а также время доставки пакетов. Проектирование сети начинается с анализа задач бортовой аппаратуры, распределения информационных потоков и анализа механизмов и характеристик сети. Полученные характеристики ложатся в основу математической модели сети, на которой производится первичная отработка системы реального времени. Последующая отладка и испытания проводятся на работающем объекте, где в отличие от модели, для измерения параметров сети необходимо применение дополнительного измерительного оборудования. Представленные на сегодняшний день мониторы и анализаторы интерфейса SpaceWire немногочисленны и, часто, не содержат функционала, обеспечивающего возможность сбора, накопления и систематизации временных параметров работы протоколов информационного обмена, включая высокоуровневые протоколы. Поэтому разработка диагностических средств для интерфейса SpaceWire остается актуальной задачей.

Рассмотрим задачи диагностического оборудования на примере отработки сервиса обеспечения качества (QoS). QoS предполагает гарантированное обеспечение сетью соответствующих показателей передачи информационных потоков, однако, в стандарт интерфейса SpaceWire QoS не внесен в явном виде. Это оправдано, потому что стандарт предполагает минимизацию дополнительных функций для упрощения требований к элементной базе. Тем не менее, стандарт не ограничивает применение QoS на транспортном или прикладном уровнях. Так как QoS не описан в стандарте, то в представленном на рынке диагностическом оборудовании может не быть функций, позволяющих контролировать QoS, измерять время отклика или анализировать нештатные ситуации. Дополнительной сложностью анализа передаваемой информации по интерфейсу SpaceWire является отсутствие пауз между пакетами, что не позволяет использовать осциллограф без функции декодирования интерфейса.

Ключевые требования к диагностическому оборудованию интерфейса SpaceWire отличаются в зависимости от этапа отработки бортовой аппаратуры. На этапе отладки может быть достаточно декодирования передаваемой информации. Для подтверждения технических характеристик работы и соответствия математической модели реальному оборудованию необходимо произвести контроль параметров на соответствие ГОСТ, граничные оценки времени доставки пакетов, точность и задержку передачи метки времени и прерываний. При отработке нештатных ситуаций для дополнительного анализа необходимо обеспечить синхронизацию осциллографа по событиям (например, по ошибке бита чётности). Использование нескольких анализаторов, расположенных на различных участках маршрута пакета, позволяет сэкономить время на поиск неисправности, поэтому требования к стоимости диагностического оборудования также являются немаловажными.

Литература

1. Новиков В.М., Платошин Г.А., Шейнин Ю.Е. Особенности применения интерфейса SpaceWire в комплексах бортового оборудования // Труды ГосНИИАС. Серия: вопросы авионики. – 2018. - № 7(40). – С. 41-69.

2. Максютин А.С., Мурыгин А.В., Ивлеников Д.В., Дымов Д.В. Разработка рабочего места и алгоритмов тестирования бортового оборудования SpaceWire. // Сибирский аэрокосмический журнал. 2021. Т. 22, № 4. С. 613–623. DOI: 10.31772/2712-8970-2021-22-4-613-623

Холодов И.Ю., Матюков М.А., Федосеева Е.В., Ростокин И.Н.
Муромский институт (филиал) федерального государственного бюджетного
образовательного учреждения высшего образования «Владимирский государственный
университет имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых»
602264 г. Муром, Владимирской обл., ул. Орловская, д. 23
johncold511@gmail.com

Результаты корреляционного анализа результатов измерений СВЧ радиометрической системы и метеопараметров атмосферы

В данной работе получены результаты корреляционного анализа данных СВЧ радиометрической системы и метеопараметров пограничного слоя атмосферы, сгруппированных по средней суточной температуре воздуха и виду облачности.

В результате проведенных СВЧ радиометрических измерений в период с августа 2023 года по декабрь 2024 года было сформировано 375 массивов данных, включающие в себя суточные выходные сигналы системы по 8 каналам (на длинах волн 7,5 см, 3,2 см, 1,35 см и 0,8 см на горизонтальной и вертикальной поляризациях), а также суточные данные по температуре и относительной влажности воздуха.

Перед выполнением корреляционного анализа полученных результатов измерений данные были разделены на группы по следующим критериям:

1. Средняя суточная температура: исходя из полученных результатов температуры воздуха были рассчитаны средние значения температуры в течении суток, которые были разделены на диапазоны изменения с шагом в 5°C, т.е. было сформировано 10 диапазонов изменения температуры: +25°C...+30°C, +20°C...+25°C, и т.д.;

2. Количество облаков нижнего яруса: степень покрытия облаками неба оценивалась по десятибалльной шкале: от 0 до 2 баллов – ясное небо, от 3 до 7 баллов – небо с переменной облачностью, от 8 до 10 баллов – пасмурное небо. Для упрощения в дальнейшем были использованы обозначения для облачности 1, 2 и 3 типа, которыми являются ясное небо, небо с переменной облачностью и пасмурное небо соответственно;

3. Наличие осадков.

Корреляционный анализ полученных данных представляет собой применение алгоритма оптимального накопления, который состоит в нахождении такого времени суммирования выходных данных СВЧ радиометрической системы, при котором коэффициент корреляции между полученными значениями сигналов системы и метеопараметрами пограничного слоя атмосферы максимален. По его итогу были рассчитаны коэффициенты корреляции между метеопараметрами (температурой и относительной влажностью воздуха) и выходными данными СВЧ радиометрической системы без цифрового накопления, коэффициенты корреляции между метеопараметрами и выходными данными СВЧ радиометрической системы с цифровым накоплением и относительное увеличение коэффициента корреляции при цифровом накоплении.

Результаты корреляционного анализа для диапазонов температуры воздуха +25°C...+30°C, +20°C...+25°C и +15°C...+20°C приведены в Таблице 1.

В таблице введены следующие сокращения: K_T – корреляция по температуре; K_H – корреляция по относительной влажности воздуха; C – каналы измерения, на которых корреляция по соответствующим параметрам имеет максимальные значения; ΔK – среднее значение относительного увеличения корреляции на данных каналах измерения; R – каналы, на которых происходит увеличение корреляции при выпадении осадков.

Таблица 1 – Результаты корреляционного анализа результатов измерений СВЧ радиометрической системы и среднесуточной температуры воздуха и вида облачности

| Диапазон средней суточной температуры | Параметр корреляции | Облачность 1 типа | | | Облачность 2 типа | | | Облачность 3 типа | | |
|---------------------------------------|---------------------|--------------------|--------------------|----------|--------------------------------------|----------------------------------|----------------|-----------------------------|---------------------------|----------------|
| | | <i>C</i> | $\Delta K, \%$ | <i>R</i> | <i>C</i> | $\Delta K, \%$ | <i>R</i> | <i>C</i> | $\Delta K, \%$ | <i>R</i> |
| +25°C... +30°C | K_T | -- | | | 7,5 Г 3,2 Г 1,35 Г 0,8 Г; В | 10 20-30 0,15-0,2 0,5-1 | 7,5 Г 3,2 В | 1,35 Г 0,8 Г; В | 0,18 0,6 | 7,5 Г |
| | K_H | -- | | | 7,5 Г 0,8 Г; В | 10 1-1,5 | -- | | | 7,5 Г 3,2 В |
| +20°C... +25°C | K_T | 1,35 Г 0,8 Г; В | 0,3-0,4 0,5-0,8 | -- | 7,5 В 3,2 Г 1,35 Г 0,8 Г; В | 30-50 30-40 0,4-0,5 1-3 | 7,5 В 3,2 Г | 3,2 Г 1,35 Г 0,8 Г; В | 30-40 0,5-1 0,6-1,5 | 7,5 Г 3,2 В |
| | K_H | | | -- | 3,2 Г 1,35 Г 0,8 Г; В | 30-40 0,4-0,5 1-3 | 7,5 В 3,2 Г | | | |
| +15°C... +20°C | K_T | 1,35 Г 0,8 Г; В | 2 2-5 | -- | 7,5 В 3,2 Г | 40-70 40-70 | 7,5 В | 3,2 Г 1,35 Г 0,8 Г; В | 20-50 0,5-1 | 7,5 В 3,2 Г |
| | K_H | | | -- | 1,35 Г 0,8 Г; В | 0,5-1 1-2 | 3,2 Г | | | 3,2 Г |

Результаты корреляционного анализа показали, что для высокочастотных каналов (1,35 см и 0,8 см) величина коэффициента корреляции по температуре и относительной влажности воздуха на всех диапазонах средней суточной температуры и типах облачности имеет наибольшее значение (порядка 0,8-0,95), по сравнению с низкочастотными каналами измерения (7,5 см и 3,2 см) (величина корреляции 0,3-0,5).

Результаты корреляционного анализа подтвердили эффективность обнаружения зоны выпадения осадков при облачности 2 и 3 типов при средней суточной температуре +25°C...+30°C и облачности 3 типа при средней суточной температуре +20°C...+25°C на длине волны 7,5 см на горизонтальной поляризации и на длине волны 3,2 см на вертикальной поляризации, в то время как при других средних суточных температурах и видах облачности обнаружение выпадения осадков эффективнее на длине волны 7,5 см на вертикальной поляризации и на длине волны 3,2 см на горизонтальной поляризации.

Проведенное исследование показало однородность величины корреляции между выходными сигналами системы и метеопараметрами пограничного слоя атмосферы при близких условиях проведения измерений (при близких температурах и одинаковой облачности), а также эффективность использования низкочастотных каналов измерения для обнаружения выпадения осадков по сравнению с высокочастотными каналами измерения.

Литература

1. Радиотеплолокация в метеорологии / В.Д. Степаненко, Г.Г. Щукин, Л.П. Бобылев, С.Ю. Матросов. - Л.: Гидрометеиздат, 1987. - 283 с.
2. Радиоизлучение Земли как планеты/ А.Е. Башаринов, А.С.Гурвич, С.Т. Егоров. - М.: Наука, 1974. - 187 с.
3. Фалин В.В. Радиометрические системы СВЧ. - М.: Луч, 1997. - 440 с.
4. Fedoseeva E.V., Rostokin I.N., Shchukin G.G., Kholodov I.Yu. Analysis of the effect of the sensitivity value on the results of studies of rapid atmospheric processes in multifrequency microwave radiometric sounding of the atmosphere/ Physics of the Atmosphere, Climatology and Environmental Monitoring. Modern Problems of Atmospheric Physics, Climatology and Environmental Monitoring VII, 367 https://doi.org/10.1007/978-3-031-19012-4_12

Храмов К.К., Смирнов М.С.

Муромский институт (филиал) федерального государственного бюджетного образовательного учреждения высшего образования «Владимирский государственный университет имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых»
602264 г. Муром, Владимирской обл., ул. Орловская, д. 23
hramovkk@gmail.com

Результаты применения преобразования Меллина для коррекции миграции сигналов по каналам дальности в космических РСА

Рассмотрим функцию $f(t)$, определенную на положительной действительной оси $0 < t < \infty$. Преобразованием Меллина называется операция, отображающая функцию f в функцию F , определяемую на комплексной плоскости соотношением [1, 2]:

$$M[f; s] \equiv F(s) = \int_0^{\infty} f(t) \cdot t^{s-1} dt. \quad (1)$$

Функция $F(s)$ называется преобразованием Меллина от f . В общем случае интеграл (1) существует только для комплексных значений $s = \alpha + j\beta$, таких, что $\alpha_1 < \alpha < \alpha_2$, где α_1 и α_2 зависят от функции $f(t)$. Это ограничение задает полосу определения для преобразования Меллина. В некоторых случаях эта полоса может простирается на полуплоскость ($\alpha_1 = -\infty$ или $\alpha_2 = +\infty$) или на всю комплексную s -плоскость ($\alpha_1 = -\infty$ и $\alpha_2 = +\infty$).

Формула обратного преобразования Меллина имеет вид:

$$f(t) = \frac{1}{j2\pi} \int_{\alpha-j\infty}^{\alpha+j\infty} F(s) \cdot t^{-s} ds, \quad (2)$$

где интегрирование выполняется по вертикальной линии для $\text{Re}(s) = \alpha$.

Преобразование Меллина имеет большое значение в задачах, связанных с масштабированием [3]. Оно применяется при аналитических исследованиях широкополосных сигналов [4]. Его роль велика в теории специальных функций. Вычисление преобразования Меллина проводилось в различных областях, таких как анализ сигналов, оптическая обработка изображений или распознавание образов [2-5].

В данной работе исследовалась возможность применения преобразования Меллина для коррекции миграции сигналов по каналам дальности в радиолокаторах с синтезированием апертуры антенны (РСА). Для этого были проанализированы вопросы сокращения вычислительных затрат при выполнении прямого и обратного преобразования Меллина и их применимости к конечным дискретным функциям. Преобразование Меллина может быть реализовано путем логарифмического масштабирования координат входной функции и преобразования Фурье полученной масштабированной функции – с помощью алгоритма, известного как преобразование Фурье-Меллина [2, 3].

При коррекции миграции дальности в системах РСА возникает задача сдвига принятых эхо-сигналов в каналах дальности для компенсации фазового набег и возникающего в результате этого перехода отсчетов сигнала в соседние каналы дальности. Вместе с тем, преобразование Меллина, в отличие от преобразования Фурье, обладает свойством масштабной инвариантности. Поэтому для получения сдвига исходного сигнала во временной области был предложен алгоритм обработки сигнала, включающий его масштабирование и двустороннее преобразование Меллина, и выполнено его моделирование. На основании полученных

результатов было показано, что имеется принципиальная возможность, применяя преобразование Меллина, осуществить сдвиг сигнала в строках голограммы для реализации компенсации миграции дальности в РСА.

Используя описанный алгоритм преобразования координат, была выполнена коррекция миграции траекторного сигнала, сформированного точечным объектом, с помощью преобразования Меллина (рис. 1). В докладе описываются результаты такого исследования.

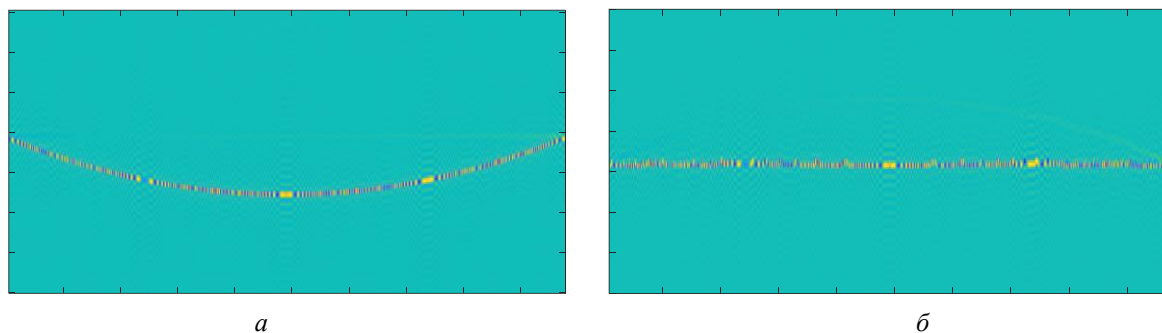


Рис. 1. Действительная часть радиоголограммы, сжатой по дальности без коррекции миграции дальности, (а) и результат коррекции миграции дальности с помощью преобразования Меллина (б)

Сравнительный анализ полученных результатов обработки радиоголограммы точечного неподвижного объекта при использовании для коррекции миграции дальности преобразования Меллина и преобразования Фурье позволил сделать следующие выводы:

- преобразование Меллина позволяет достичь большей плавности выравнивания кривых миграции и, как следствие, большую «гладкость» результата коррекции миграции дальности;
- сформированные в обоих случаях отклики на яркостном радиолокационном изображении имеют схожую форму и близкие значения уровней боковых лепестков в азимутальном и угломестном сечениях; в окрестностях главного лепестка отличия уровней откликов не превышают 0,2...1 дБ;
- использование преобразования Меллина для коррекции миграции дальности значительно усложняет алгоритм обработки радиоголограммы и увеличивает объем вычислений;
- устранение миграции дальности путем сдвига отсчетов по дальности в голограмме в один канал вместе со сжатием сигнала по дальности не позволит «собрать» отсчеты сигналов от объектов с другим законом миграции в одном канале дальности;
- алгоритм компенсации миграции дальности с использованием преобразования Меллина плохо вписывается в алгоритм преобразования, использующий метод быстрой свертки.

Обобщая полученные результаты, можно заключить, что алгоритм на основе преобразования Меллина для коррекции миграции сигналов по каналам дальности не имеет преимуществ перед используемыми алгоритмами коррекции миграции в космических РСА высокого разрешения.

Работа выполнена при финансовой поддержке Российского научного фонда, проект № 23-29-10114.

Литература

1. Bertrand, Jacqueline, Pierre Bertrand, and Jean-Philippe Ovarlez. "The Mellin Transform." The transforms and applications handbook (1995).
2. De Sena, Antonio, and Davide Rocchesso. "A fast Mellin and scale transform." EURASIP Journal on Advances in Signal Processing 2007 (2007): 1-9.

3. Pratt, J. Graham. Application of the Fourier-Mellin transform to translation-, rotation- and scale-invariant plant leaf identification, McGill University, Motreal, 2000.

4. Павликов С.Н., Убанкин Е.И., Котов Г.Г. Математическая модель мультипликативных сигналов // Научные технологии в космических исследованиях Земли. – 2013. – Т. 5. – № 2. – С. 24-29.

5. Клименко, П.П. Прикладные методы цифровой обработки сигналов в радиотехнических системах: учебное пособие / П.П. Клименко, В.Т. Корниенко, А.М. Макаров, Ю.А. Геложе, А.В. Максимов; Южный федеральный университет. – Ростов-на-Дону; Таганрог: Издательство Южного федерального университета, 2021. – 130 с.

Якименко К.А.¹, Грошков И.Д.²

¹ Муромский институт (филиал) федерального государственного бюджетного образовательного учреждения высшего образования «Владимирский государственный университет имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых»
602264 г. Муром, Владимирской обл., ул. Орловская, д. 23

² АНО ДПО «Научно-образовательный центр воздушно-космической обороны «Алмаз – Антей» им. академика В.П. Ефремова»
121357, г. Москва, ул. Верейская, д. 41, стр. 2.
yakimenko.kirill@yandex.ru

Разработка гибридного синтезатора частот на основе быстродействующего цифроаналогового преобразователя и квадратурного модулятора

Гибридные синтезаторы частот на основе прямого цифрового и косвенного методов синтеза формируют сигналы в широком диапазоне выходных частот с малым шагом перестройки по частоте. При этом, система фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ), входящая в структуру гибридного синтезатора, обеспечивает хорошую фильтрацию нежелательных дискретных составляющих спектра выходного сигнала. Применение в составе прямого цифрового формирователя быстродействующего цифроаналогового преобразователя (ЦАП) в специальных режимах работы позволяет использовать для повышения частоты спектральные компоненты в высших зонах Найквиста, что приводит к существенному уменьшению коэффициента деления в цепи обратной связи синтезатора и понижению уровня фазовых шумов [1, 2]. Однако недостатком подобных схем является то, что на выходе смесителя, входящего в состав синтезатора, формируется сигнал, содержащий разностную частоту, суммарную частоту и большое количество интермодуляционных спектральных составляющих, которые проникают на вход частотно-фазового детектора и приводят к возникновению паразитной частотной модуляции выходного сигнала гибридного синтезатора. Целью данной работы является разработка новой структуры гибридного синтезатора со сниженной паразитной частотной модуляцией выходного сигнала, возникающей из-за частотного смесителя.

На рис. 1 представлена разработанная авторами схема гибридного синтезатора на основе быстродействующего цифроаналогового преобразователя и квадратурного модулятора [3]. Цифрами на рис. 1 обозначены 1 – умножитель частоты; 2 – генератор опорной частоты; 3 – частотно-фазовый детектор; 4 – петлевой фильтр нижних частот; 5 – преобразователь кода; 6 – делитель частоты; 7 – генератор, управляемый напряжением; 8 – быстродействующий цифроаналоговый преобразователь с синфазным и квадратурным выходами; 9 – полосовой фильтр; 10 – квадратурный модулятор; 11 – направленный ответвитель; 12 – дополнительный полосовой фильтр.

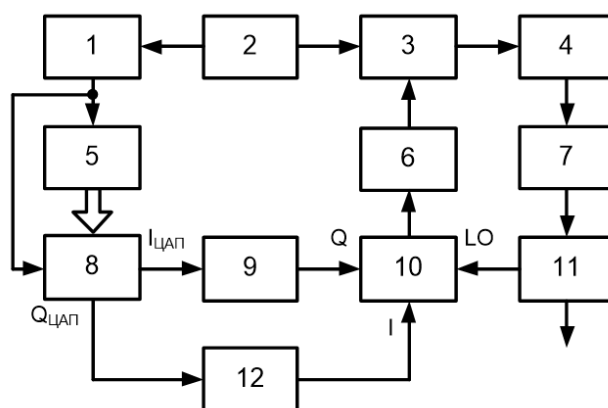


Рис. 1. Структурная схема гибридного синтезатора на основе быстродействующего цифроаналогового преобразователя и квадратурного модулятора

Работает устройство следующим образом. Генератор опорной частоты 2 вырабатывает сигнал с высокостабильной частотой, который подается на оба его выхода. Данный сигнал по первому выходу подается на один из входов частотно-фазового детектора 3, выходной сигнал которого через петлевой фильтр нижних частот 4 подается на генератор 7, управляемый напряжением, выходной сигнал которого является выходным сигналом всего синтезатора, а также через направленный ответвитель 11 подается на вход LO квадратурного модулятора 10.

Сигнал с высокостабильной частотой генератора опорной частоты 2 по второму выходу подается на умножитель частоты 1, где умножается в $n1$ раз, и далее подается на преобразователь кода 5 и на быстродействующий цифроаналоговый преобразователь 8, которые соединены между собой шиной данных. На синфазном выходе $I_{ЦАП}$ быстродействующий цифроаналоговый преобразователь 8 формирует сигнал, содержащий образы основной частоты с увеличенными амплитудами. Образ с частотой f_1 выделяется в полосовом фильтре 9 и подается на вход Q квадратурного модулятора 10. На квадратурном выходе $Q_{ЦАП}$ быстродействующий цифроаналоговый преобразователь 8 формирует сигнал, содержащий образы основной частоты с увеличенными амплитудами, причем фаза этого сигнала смещена на 90 градусов относительно фазы сигнала, формируемого на синфазном выходе $I_{ЦАП}$. Образ с частотой f_1 выделяется в дополнительном полосовом фильтре 12 и подается на вход I квадратурного модулятора 10.

С помощью квадратурного модулятора 10 частота выходного сигнала генератора 7, управляемого напряжением, переносится вниз по частоте на величину f_1 . Затем частота выходного сигнала квадратурного модулятора 10 делится в программируемом делителе частоты 6 в $N2$ раз и подается на другой вход частотно-фазового детектора 3, который сравнивает сигналы на обоих входах по фазе и вырабатывает сигнал ошибки, который после фильтрации в петлевом фильтре нижних частот 4 подстраивает частоту выходного сигнала генератора 7, управляемого напряжением.

Использование вместо смесителя квадратурного модулятора 10, быстродействующего цифроаналогового преобразователя 8 с синфазным и квадратурным выходами и дополнительного полосового фильтра 12 позволяет устранить паразитную частотную модуляцию выходного сигнала гибридного синтезатора частот на основе быстродействующего цифроаналогового преобразователя, возникающую из-за проникновения интермодуляционных спектральных составляющих выходного сигнала смесителя на вход частотно-фазового детектора.

Литература

1. Якименко К.А., Ромашов В.В., Храмов К.К., Докторов А.Н., Сочнева Н.А. Исследование шумовых характеристик синтезаторов частот на основе быстродействующих цифро-аналоговых преобразователей // Радиотехника. 2023. Т. 87. № 11. С. 180–191.

2. Пат. РФ № RU 214526. Гибридный синтезатор частот на основе быстродействующего цифро-аналогового преобразователя в специальных режимах работы / Ромашов В.В., Якименко К.А., Докторов А.Н., Сочнева Н.А. Заявл. 25.05.2022; опубл. 02.11.2022.

3. Пат. РФ № RU 214526. Гибридный синтезатор частот на основе быстродействующего цифроаналогового преобразователя и квадратурного модулятора / Якименко К.А., Грошков И.Д. Заявл. 23.03.2024; опубл. 11.06.2024.

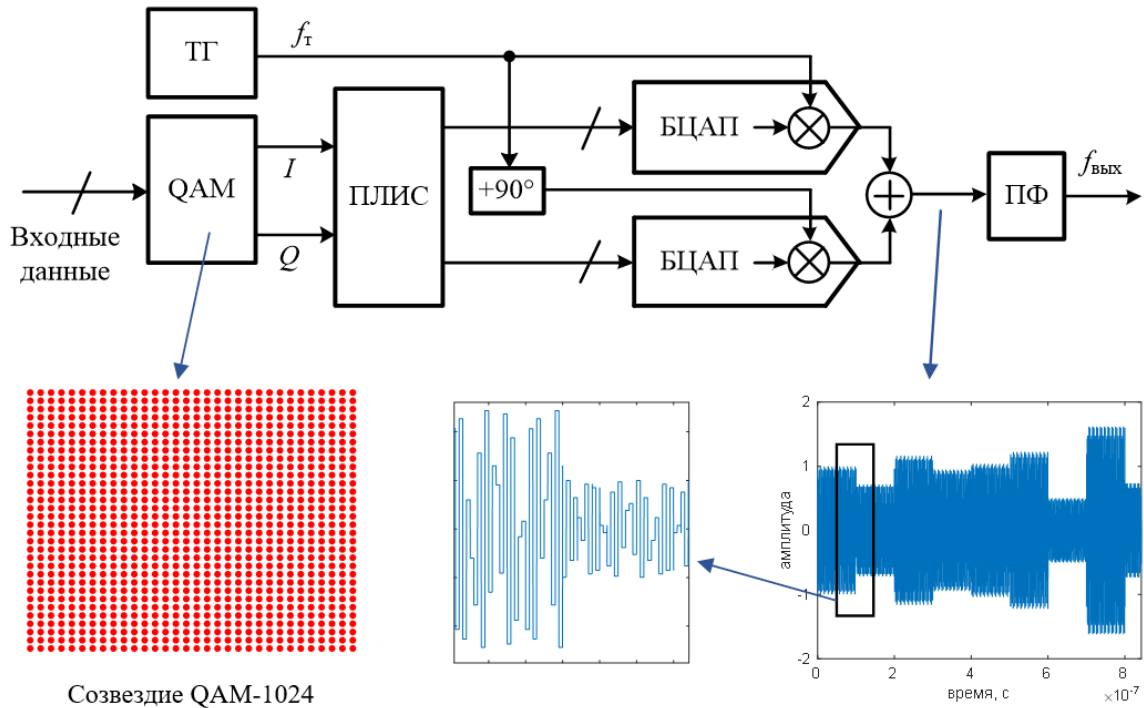
Якименко К.А, Ромашов В.В., Докторов А.Н.

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

Оценка влияния амплитудных глитчей быстродействующих ЦАП на модуль вектора ошибки (EVM) при передаче данных при QAM-модуляции высоких порядков

QAM-модуляция высоких порядков (QAM-1024, QAM-4096) активно распространяется в перспективных системах связи (Wi-Fi 6, Wi-Fi 7). С помощью данного типа модуляции можно с помощью одного синусоидального колебания передавать пакеты из 10 или 12 битов. Однако, поскольку точки в созвездиях расположены достаточно близко друг к другу, даже небольшое отклонение фазы несущей может привести к неверной идентификации переданного бита. В связи с этим стабильность частоты формирователей сигналов систем передачи информации должна быть очень высокой. В настоящее время формирователи сигналов реализуются на основе быстродействующих цифроаналоговых преобразователей (ЦАП), поддерживающих специальные режимы работы. Однако на стабильность формируемых быстродействующими ЦАП частот существенно влияют глитчи (внезапные скачки амплитуды), возникающие, как правило, в моменты переключения выходных ключей быстродействующих ЦАП. Целью данной работы является оценка влияния амплитудных глитчей быстродействующих ЦАП в специальном режиме работы RF на модуль вектора ошибки (EVM) при передаче данных при модуляции QAM-1024 и QAM-4096.

На рис. 1 представлена структурная схема и диаграммы работы формирователя сигналов на основе быстродействующего ЦАП. На схеме применены обозначения: ТГ — тактовый генератор; ПЛИС — программируемая логическая интегральная схема; БЦАП — быстродействующий цифро-аналоговый преобразователь.



Созвездие QAM-1024

Рис. 1. Структурная схема и диаграммы работы формирователя сигналов на основе быстродействующего ЦАП

Модуль вектора ошибки (Error Vector Magnitude, EVM) — это характеристика, показывающая усредненное смещение (% или дБ) точки в сигнальном созвездии принятого сигнала от идеального местоположения при передаче пакета. В данной работе была разработана программа расчета EVM системы связи с QAM-модуляцией. В математическую модель выходного сигнала ЦАП в режиме RF были добавлены глитчи амплитуды. На рис. 2 представлены графики зависимостей среднеквадратических значений EVM для модуляции QAM-1024, QAM-4096 в зависимости от коэффициента передачи ЦАП по основной частоте $K_{\text{ЦАП}}$. На рис. 3 представлены графики зависимостей пиковых значений EVM для модуляции QAM-1024, QAM-4096 в зависимости от коэффициента передачи ЦАП по основной частоте $K_{\text{ЦАП}}$.

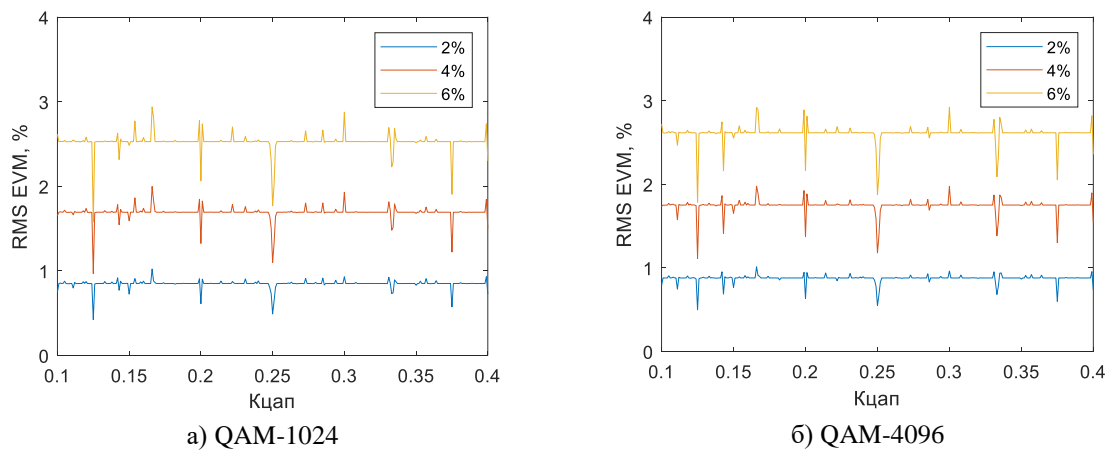


Рис. 2. Зависимости среднеквадратических значений EVM от коэффициента передачи ЦАП по основной частоте $K_{\text{ЦАП}}$

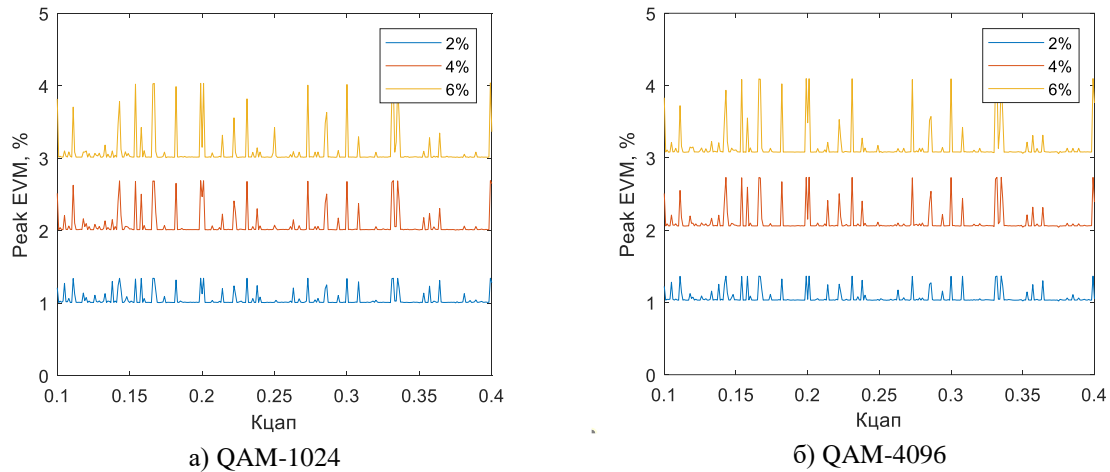


Рис. 3. Зависимости пиковых значений EVM от коэффициента передачи ЦАП по основной частоте $K_{\text{ЦАП}}$

Таким образом, увеличение количества и амплитуды глитчей приводит к увеличению EVM. Кроме того, значения EVM изменяются при изменении коэффициента передачи ЦАП по основной частоте. Полученные результаты использованы при разработке алгоритма подбора оптимальных частотных соотношений в структуре формирователя сигналов.

Литература

1. Ромашов В.В., Храмов К.К., Докторов А.Н., Якименко К.А., Сочнева Н.А. Повышение эффективности использования высших зон Найквиста при прямом цифровом синтезе высокочастотных сигналов // Радиотехника. 2022. Т. 86. № 5. С. 135–144.
2. Якименко К.А., Ромашов В.В., Храмов К.К., Докторов А.Н., Сочнева Н.А. Влияние фазового шума и нелинейных искажений быстродействующих цифро-аналоговых преобразователей на параметры цифровых систем связи // Радиотехника. 2024. Т. 88. № 6. С. 137–148.

Реализация методики снижения пик-фактора OFDM-сигнала с использованием метода предварительного кодирования

В современных стандартах мобильной связи (Wi-Fi, Wi-Gig, WiMAX, 4G LTE), бортовых комплексах средств связи (C-111, MIL-STD-188-100, UWB) и передачи информации, стандартах цифрового телевидения (DVB-C2, DVB-S2, ISDB-T, MediaFLO, DTMB) находит широкое применение технология ортогонального частотного мультиплексирования (OFDM – Orthogonal Frequency Division Multiplexing) [1], принцип функционирования которой базируется на формировании многочастотного сигнала, состоящего из множества поднесущих частот, отличающихся на величину $\Delta f = |\omega_n - \omega_{n-1}|/2\pi$ (где ω_n – n -я радиальная несущая частота), которая выбирается из условия ортогональности сигналов на соседних поднесущих частотах [2].

Большое число параллельно передаваемых и независимо модулируемых поднесущих частот создает результирующий OFDM-сигнал, по своим характеристикам очень похожий на шумовой. Значение пик-фактора OFDM-сигналов приближается к его значению для белого шума (10...12 дБ), что значительно больше, чем для большинства сигналов с одной несущей. Наиболее проблемным аспектом разработки систем с OFDM-сигналами (с модуляцией QAM, QPSK, BPSK) является пик-фактор, так как при использовании усилителей мощности в передатчиках с недостаточно широким динамическим диапазоном возникают нелинейные искажения, которые приводят к нарушению ортогональности поднесущих, и, как следствие, к ухудшению качества принимаемого сигнала [2].

Целью данной работы является обоснование и разработка структурной схемы передатчика, реализующего методику снижения пик-фактора OFDM-сигнала (с QAM, QPSK, BPSK) с помощью метода предварительного кодирования поднесущих частот без ухудшения качества связи.

Классический сигнал OFDM/QAM (без учета защитных интервалов) определяется выражением

$$s_{\text{QAM}}(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{k=0}^{N-1} C_{nk} \exp[j2\pi k \Delta f t] \cdot g(t - nT_s), \quad (1)$$

где C_{nk} – модуляционные QAM-символы; $g(t - nT_s) = \begin{cases} 1, & \text{при } nT_s < t < (n+1)T_s, \\ 0, & \text{вне интервала} \end{cases}$ –

прямоугольный импульс: T_s – длительность OFDM-символа; $t = k \Delta t$; Δt – временной дискрет, определяющий расстояние между соседними временными точками, в которых вычисляются комплексная огибающая и модулированный сигнал на l -ом символьном интервале $lT_s < t < (l+1)T_s$; N – число поднесущих; n – номер радиальной несущей частоты; k, j – номера абонентов [3].

Пик-фактор сигнала (PAPR – Peak-to-Average Power Ratio) – отношение его пиковой мощности к средней в полосе пропускания сигнала $s(t)$

$$\text{PAPR}[s(t)] = \frac{\max_{0 \leq t \leq T_s} |s(t)|^2}{E \left[\frac{1}{T_s} \int_{-T_s/2}^{T_s/2} |s(t)|^2 dt \right]} = \frac{\max_{0 \leq t \leq T_s} |s(t)|^2}{P_{\text{с.ср}}}, \quad (2)$$

где $P_{\text{с.ср}}$ – средняя мощность сигнала $s(t)$; $E[\dots]$ – операция усреднения [3].

Для эффективного решения проблемы уменьшения PAPR OFDM-сигналов используются методы, основанные на применении различных кодов. Предварительное кодирование имеет преимущество в

виде меньшего уровня внеполосного излучения за счет нелинейного преобразования сигнала по сравнению с остальными методами и способами [3]. Предварительное кодирование является эффективным методом уменьшения PAPR OFDM-сигналов.

Сложность задачи построения структурной схемы OFDM-передатчика и его математической модели определяется многокритериальным подходом к нахождению функции предварительного кодирования такой, что, согласно первому критерию Найквиста, будет минимизировать пик-фактор передаваемого сигнала $s(t)$, схема формирования которого приведена на рисунке 1 (S/P – мультиплексор; M_1, \dots, M_N – модуляторы; IFFT – блок обратного быстрого преобразования Фурье; DAC – АЦП; С – сумматор; УМ – усилитель мощности; АС – антенная система; БПКК₁, ..., БПКК_N – блоки предварительного канального кодирования). Модуляторы M_1, \dots, M_N осуществляют модуляцию каждого узкополосного канала выбранным способом (M-QAM, BPSK, QPSK). Модулированный символ данных X_k умножают на соответствующую функцию предварительного кодирования $P_k(\exp j\omega)$ на k -й поднесущей

$$D_k = P_k(\exp j\omega)X_k. \quad (3)$$

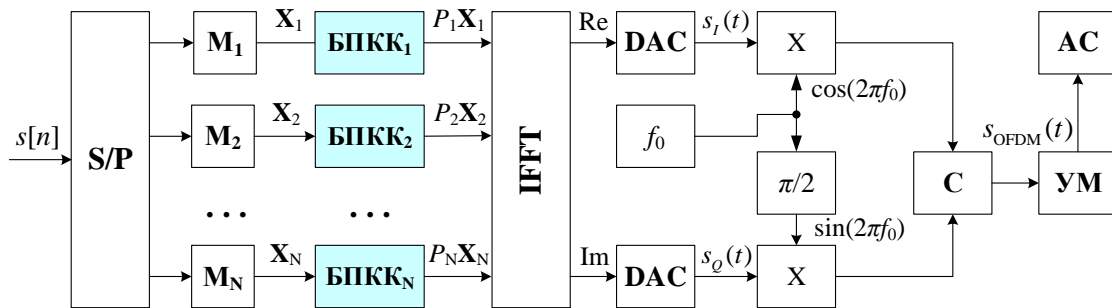


Рис. 1. Передатчик системы OFDM с блоками предварительного канального кодирования

OFDM-сигнал с предварительным кодированием во временной области имеет вид

$$s_{\text{CODE}}(t) = \sum_{k=0}^{N-1} D_k \exp[j2\pi kt/T_s], \quad 0 \leq t < T_s. \quad (4)$$

В системе OFDM с применением квадратурной фазовой модуляции QPSK имеем $E[|X_k|^2] = 1$, символы не коррелируют между собой в каждом канальном блоке. Тогда максимальный PAPR OFDM-сигнала с предварительным кодированием определяется следующим образом

$$PAPR = \frac{1}{N} \max_{0 \leq t \leq T_s} \sum_{k=0}^{N-1} |P_k[\exp(j\omega)] \exp[j2\pi kt/T_s]|^2. \quad (5)$$

Для сохранения ортогональности поднесущих и недопущения высокого уровня межсимвольной интерференции (МСИ), необходимо, чтобы функция предварительного кодирования удовлетворяла следующему условию (критериям Найквиста)

$$P_k = \begin{cases} p_k(t) = 0, & |t - T_s/2| > T_s/2, \\ p_k(f - k/T_s) = 0, & |t - 1/2T_s| > (1 + \beta_c)/2T_s, \end{cases} \quad (6)$$

где β_c – коэффициент сглаживания.

Таким образом, в данной работе приведена структурная схема тракта формирования OFDM-сигнала, реализующего методику снижения PAPR OFDM-сигнала с помощью блоков предварительного канального кодирования и обеспечивающего равномерное распределение мощности на поднесущих без ухудшения качества связи. Применение данного методического подхода позволит более полно и энергетически эффективнее использовать рабочий диапазон усилителей мощности

передающего тракта и избежать паразитных нелинейных искажений при передаче многочастотного OFDM-сигнала по каналу связи.

Литература

1. Бортовые радиоэлектронные системы. Основы построения: учебное пособие / А.В. Леньшин, Н.М. Тихомиров, С.А. Попов; под ред. А.В. Леньшина. 2 изд., перераб. и доп. – Воронеж: ИПЦ «Научная книга», 2021. – 486 с.
2. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. – М.: Вильямс, 2007. – 1104 с.
3. Reine R., Zang Z. Pulse Shaping Approach to PAPR Reduction for Multiuser OFDM Systems // 11-th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications (ICIEA). – 2016. – Pp. 2076–2080.