

Березина Д.М., Якименко К.А., 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, 23
dberezina111@yandex.ru

Анализ вклада нестабильностей компонентов интегральных синтезаторов частоты косвенного метода синтеза на джиттер выходного сигнала

Современные радиоэлектронные системы предъявляют высокие требования к стабильности генерируемых сигналов. Синтезаторы на основе ФАПЧ позволяют формировать сетку частот с высокой спектральной чистотой, однако характеристики выходного сигнала зависят от стабильности всех компонентов системы. Их нестабильность приводит к увеличению фазового шума, побочных составляющих и джиттера, что снижает качество передачи информации и точность синхронизации в цифровых устройствах [1–3]. Целью данной работы является разработка функциональной модели синтезатора косвенного метода синтеза и анализ влияния нестабильностей его составных блоков на выходной сигнал.

На рис. 1 представлена структурная схема интегрального синтезатора на основе ФАПЧ. На схеме применены обозначения: ГОЧ — генератор опорной высокостабильной частоты; ДЧ1 — делитель с фиксированным коэффициентом деления R ; ДЧ2 — делитель с переменным коэффициентом деления N ; ЧФД — частотно-фазовый детектор; НЗ — система «накачки» заряда; ФНЧ — петлевой фильтр нижних частот; ГУН — генератор, управляемый напряжением.

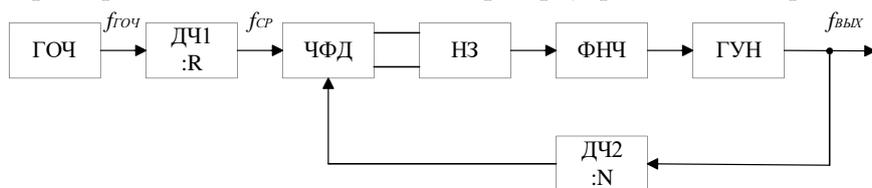


Рис. 1 - Структурная схема интегрального синтезатора на основе ФАПЧ

Функциональная модель системы ФАПЧ, реализованная в программе MATLAB Simulink, представлена на рис. 2.

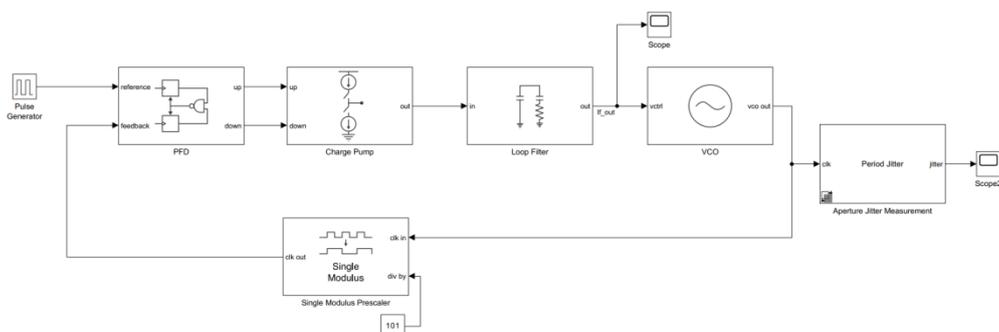


Рис. 2 - Функциональная модель системы ФАПЧ в программе MATLAB Simulink

С помощью функциональной модели проведено комплексное исследование влияния нестабильностей составных блоков на характеристики выходного сигнала. Анализ включает воздействие неидеальностей цепи накачки заряда и частотно-фазового детектора на апертурный и периодический джиттер.

Моделирование осуществлялось при следующих параметрах: $f_{\text{ГОЧ}} = 1$ МГц, $N = 101$, $f_{\text{ГУН}} = 101$ МГц, $f_{\text{ср}} = 1$ МГц. В качестве петлевого ФНЧ использовался пропорционально-интегрирующий фильтр второго порядка. Его параметры: ёмкости $C1$ (10,5 нФ) и $C2$ (50,7 нФ), сопротивление $R2$ (7580 Ом).

К нестабильностям частотно-фазового детектора относятся задержки распространения сигналов UP и DOWN. При увеличении задержки распространения сигнала UP (Up Propagation Delay) от 7 до 15 нс наблюдается практически линейный рост периодического джиттера с 3,736 до 19,11 фс (рис. 3, а).

При анализе зависимости джиттера от задержки распространения сигнала DOWN (Down Propagation Delay) в диапазоне 5–13 нс выявлена сложная нелинейная зависимость для периодического джиттера с минимальным значением 2,862 фс при задержке 8 нс (рис. 3, б).

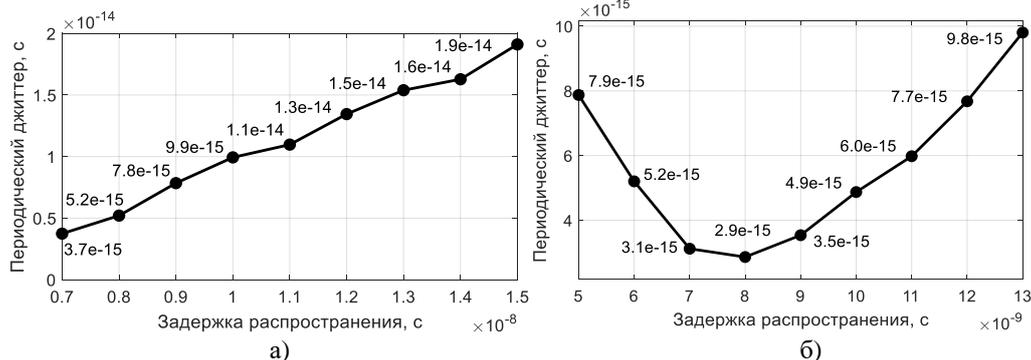


Рис. 3 - Графики влияния задержек распространения сигналов на джиттер (а – UP, б – DOWN)

К нестабильностям системы накачки заряда относится ток утечки (Leakage current), оказывающий наиболее значительное влияние. При увеличении тока утечки с 10 до 400 нА апертурный джиттер возрастает с 0,376 до 15 пс (рис. 4, а), а периодический — с 0,0264 до 1,055 пс (рис. 4, б).

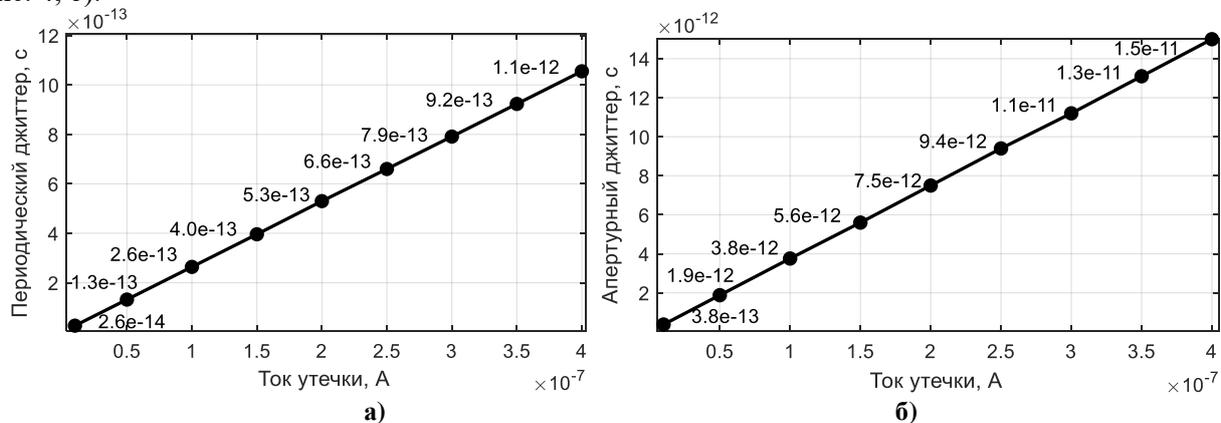


Рис. 4 - Зависимости влияния тока утечки на джиттер (а – периодический, б – апертурный)

Проведенное исследование показало, что основной вклад в увеличение джиттера вносит ток утечки в системе накачки заряда. Его рост с 10 до 400 нА вызывает увеличение в 40 раз апертурного и периодического джиттера. Задержки распространения сигналов UP и DOWN влияют асимметрично, вызывая линейный и нелинейный рост периодического джиттера от 3,736 до 19,11 фс и с минимумом 2,862 фс соответственно. Минимизация джиттера требует снижения тока утечки и оптимизации параметров петлевого фильтра.

Исследование выполнено за счет гранта Российского научного фонда № 25-29-01291,
<https://rscf.ru/project/25-29-01291/>

Литература

1. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение: учебник. 2-е изд. М.: Вильямс, 2003. 1104 с.
2. Ромашов В.В., Ромашова Л.В., Якименко К.А. Исследование шумовых характеристик гибридного синтезатора частот на основе цифрового вычислительного синтезатора и двухкольцевой ИФАПЧ // Методы и устройства передачи и обработки информации. 2014. № 16. С. 18–24.
3. Березина Д.М. Исследование влияния фазовых шумов синтезаторов частот на параметры системы связи с QAM-модуляцией // Научный потенциал молодёжи – будущее России. XVI Всероссийские научные Зворыкинские чтения: сб. тез. докл. Всероссийской межвузовской научной конференции. Муром: МИ ВлГУ, 26.04.2024. С. 146–147.

Беркут И.А., Якименко К.А., 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, 23
irinaberkut07@mail.ru

Функциональная модель для оценки спектральных характеристик ФАПЧ при использовании генераторов опорной частоты с нелинейными искажениями

Одной из наиболее существенных проблем, возникающих при разработке и использовании систем фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ), являются нелинейные искажения, приводящие к появлению нежелательных побочных спектральных составляющих (ПСС) в выходном сигнале. Особое влияние на чистоту спектра оказывают нелинейные искажения генератора опорной частоты (ГОЧ), которые переносятся в выходной сигнал синтезатора.

В многоканальных системах связи с плотным частотным распределением присутствие ПСС ведет к росту уровня взаимных помех между соседними каналами, что повышает вероятность ошибок при передаче информации. В высокочувствительных приемниках данные составляющие способствуют снижению динамического диапазона и избирательности, маскируя слабые полезные сигналы.

Целью данной работы является исследование влияния нелинейных искажений генератора опорной частоты на спектральные характеристики выходного сигнала синтезатора частот на основе косвенного метода синтеза с помощью функциональных моделей.

Функциональная модель синтезатора на основе ФАПЧ представлена на рис. 1.

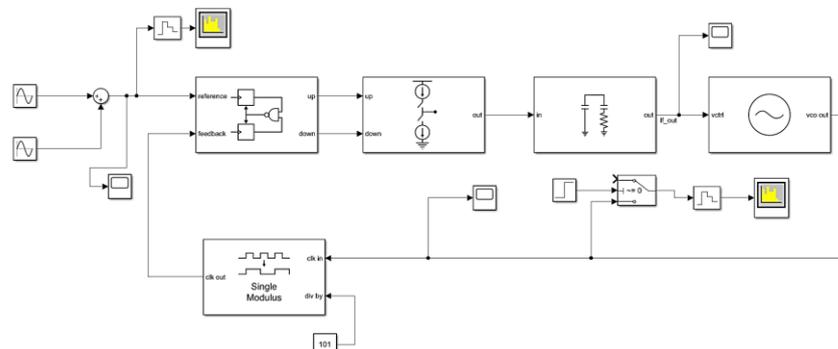


Рис. 1 – Функциональная модель систем ФАПЧ при использовании ГОЧ, реализованная в программе MATLAB Simulink

В схеме применены следующие основные блоки: Sine Wave – модель ГОЧ с нелинейными искажениями; PFD – частотно-фазовый детектор (ЧФД); Charge Pump – система накачки заряда (СНЗ); Loop Filter – петлевой фильтр (ПФ); VCO – генератор, управляющий напряжением (ГУН); Single Modulus Prescaler – делитель частоты (ДЧ).

Один из формирователей ГОЧ настроен на несущую частоту $f = 1$ МГц, а другой на частоту побочного спектрального компонента, смещенную на частоту отстройки Δf .

Рассмотрим спектр выходного сигнала ФАПЧ при использовании ГОЧ с побочным спектральным компонентом $\Delta f = 100$ кГц, представленный на рис. 2.

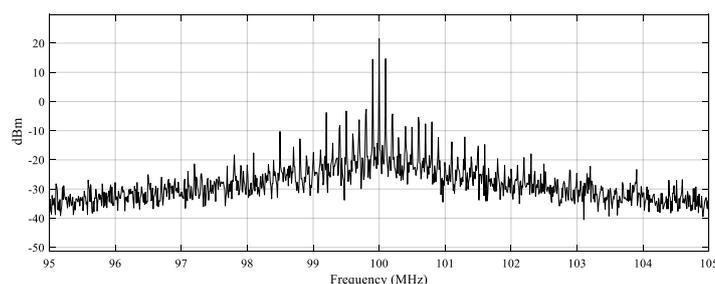


Рис. 2 – Спектр выходного сигнала при наличии побочного компонента в сигнале ГОЧ

Для качественной оценки были исследованы зависимости отношения сигнал/шум (SNR) и динамического диапазона, свободного от ПСС (SFDR) от частоты отстройки при использовании фильтра 2-го и 3-го порядков.

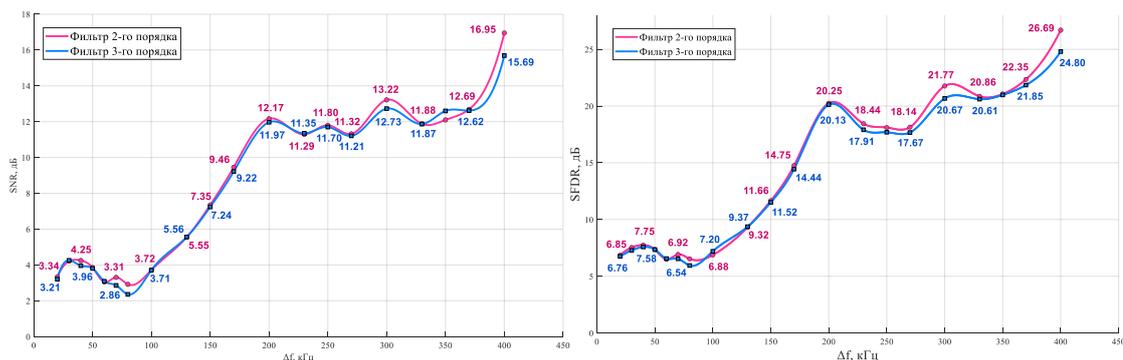


Рис. 3 – Зависимости SNR и SFDR от частоты отстройки

Одной из основных причин возникновения нелинейных искажений являются глитчи. Исследование их влияния на сигнал помогает оценить устойчивость системы к амплитудным искажениям. Спектр выходного сигнала представлен на рис. 4 (а)

При изменении параметров глитча относительно основного импульса был получен чистый спектр без нелинейных искажений, что говорит о высокой степени фильтрации, и, следовательно, стабильности системы ФАПЧ.

Для оценки фазовых нелинейных искажений для формирования сигнала использовался блок источника тактового сигнала выборки с случайным джиттером фазы (aperture jitter). Спектр выходного сигнала значительно расширился и появилась шумовая полка (рис. 4 (б)).

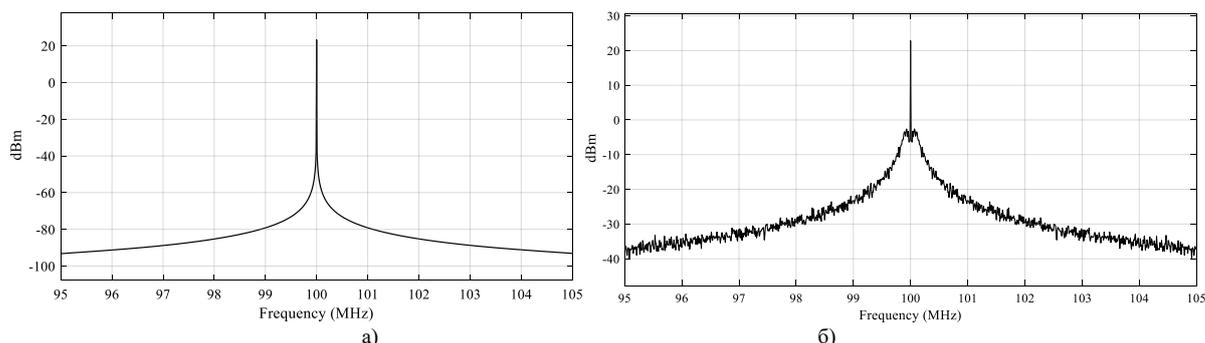


Рис. 4 – Спектр выходного сигнала системы ФАПЧ при наличии глитча (а) и джиттера (б) во входном сигнале

Величина джиттера изменялась (от 10 пс до 100 пс), при этом значения параметров SNR = 10,82 дБ и SFDR = 25,41 дБ оставались неизменными, что говорит о постоянном и независимом влиянии фазовых шумов на систему ФАПЧ.

Исследование выполнено за счет гранта Российского научного фонда № 25-29-01291, <https://rscf.ru/project/25-29-01291/>

Литература

1. Jiang S., Zhang Y., Xu J. Study on spurious suppression behavior of Fractional-N and DDS based PLL syn-thesizers with fine frequency resolution // 2023 International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology (ICMMT). Qingdao, China. 14-17 May 2023. DOI: 10.1109/ICMMT58241.2023.
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.
3. Якименко К. А., Ромашов В. В., Березина Д. М., Беркут И. А. Оценка влияния амплитудных глитчей и фазового шума формирователей сигналов на основе быстродействующих ЦАП на

параметры систем связи с QAM-модуляцией // Радиотехнические и телекоммуникационные системы, 2025, №1. – С. 48–58.

Жиганов С.Н., Жиганова Е.А., Мартынов И.Е.

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
s_zh_72@mail.ru

Исследование корреляционных характеристик частотно-модулированных сигналов

Сигналы с большой базой получили широкое применение в радиотехнических системах, так как:

- позволяют в полной мере реализовать преимущества оптимальных методов обработки сигналов;
- обеспечивают высокую помехоустойчивость системы;
- позволяют успешно бороться с многолучевым распространением радиоволн путем разделения лучей;
- допускают одновременную работу многих абонентов в общей полосе частот;
- обеспечивают электромагнитную совместимость широкополосных с узкополосными системами радиосвязи и радиовещания, системами телевизионного вещания.

Широкополосные сигналы активно применяются в радиолокационных и радионавигационных измерениях и в системах связи для передачи информационных пакетов. В зависимости от области применения сигналов к ним предъявляются разные требования, в частности в радиолокации необходимо, чтобы корреляционная функция сигнала обладала малым уровнем боковых лепестков (УБЛ), в системах связи требуется большой ансамбль ортогональных сигналов.

Одним классом подобных сигналов является сигналы с внутри импульсной частотной модуляцией. Закон изменения частоты может быть выбран достаточно произвольно, но в настоящее время широко используют сигналы с линейной частотной модуляцией (ЛЧМ), с V-образным и гиперболическим законами изменения частоты.

Целью представленной работы является исследование изменения корреляционных свойств частотно-модулированных сигналов на основе анализа функции неопределенности в зависимости от базы сигнала и частоты дискретизации.

В работе средствами программы Matlab построены функции неопределенности ЛЧМ сигналов, сигналов с V-образным и гиперболическим законами изменения частоты и на их основе рассчитаны разрешающие способности по времени задержки и частоте Доплера, максимальные уровни боковых лепестков (УБЛ), рассчитаны значения интегральных уровней боковых лепестков. Проведены исследования влияния восьми весовых функций на корреляционные характеристики всех трех сигналов. Анализ корреляционных характеристик проводился при изменении значений баз сигнала и частоты дискретизации.

Проведенные исследования позволяют сделать следующие выводы:

- для ЛЧМ сигнала:

1. изменение базы сигнала существенно влияет на разрешающую способность по времени, она уменьшается с 20 мкс при базе 50 до 1 мкс при базе 1000, на величину максимального УБЛ по времени задержки, она уменьшилась с -25,71 дБ до -39,21 дБ и интегральный УБЛ, он также уменьшается при увеличении базы с -15,33 дБ до -21,86 дБ. При этом изменение базы ЛЧМ-сигнала не влияет на разрешение по частоте Доплера и максимальный уровень УБЛ по частоте Доплера;

2. при увеличении частоты дискретизации уменьшается разрешающая способность по времени с 10 мкс до 6 мкс, увеличивается максимальный УБЛ по времени с -28,86 дБ до -13,34 дБ и увеличивается интегральный УБЛ с -16,24 дБ до -19,97 дБ. Остальные параметры корреляционной функции не изменяются;

- в случае использования весовых функций с ЛЧМ сигналом:

1. приводит к уменьшению УБЛ по времени, по частоте и интегрального УБЛ. Наиболее существенно уменьшается УБЛ по частоте (функция Наттолла позволяет уменьшить УБЛ до -98,19 дБ, наименее всего уменьшает УБЛ треугольная функция до -26,53 дБ);

2. УБЛ по времени задержки также уменьшается при использовании весовых функций более чем на 13 дБ, наибольший эффект получается при использовании весовой функции Блекмана и Наттолла (максимальный УБЛ -47,42 дБ и -46,64 дБ соответственно), а наименьшее влияние на УБЛ оказывает треугольная функция (-26,48 дБ). Уменьшение интегрального УБЛ у всех функций происходит примерно одинаково, около -30 дБ;

3. Отрицательное влияние весовой обработки приводит к уменьшению максимума корреляционной функции, наиболее сильно уменьшается максимум при использовании весовой функции Блекмана и Наттолла (уменьшение на 7,54 дБ и 8,8 дБ соответственно), а наименьшее влияние на уменьшение максимума корреляционной функции оказывает весовая функция Кайзера на 4,4 дБ;

4. Происходит ухудшение разрешающей способности по времени и частоте. Наибольшее увеличение разрешающей способности по времени оказывают весовые функции Блекмана и Наттолла (разрешение увеличилось до 10 мкс против 6 мкс у ЛЧМ-сигнала), не изменилось разрешение по времени при использовании весовой функции Кайзера. Наиболее существенное влияние на разрешение по частоте оказывает весовая функция Наттолла (разрешение увеличилось до 1800 Гц против 840 Гц у ЛЧМ-сигнала). Наименьшее влияние оказывает весовая функция Кайзера, разрешение увеличилось только до 1080 Гц;

- в случае сигнала с V-образным законом изменения частоты:

1. изменение базы не влияет на разрешение по частоте Доплера и величину максимального УБЛ по частоте Доплера и практически не влияет на интегральный УБЛ. Наиболее существенно изменяется разрешение по времени, оно уменьшается с 12 мкс при базе 50 до 0,6 мкс при базе 1000, и максимальный УБЛ по времени задержки уменьшается с -18,98 дБ до -32 дБ;

2. увеличении частоты дискретизации сигнала с V-образным законом изменения частоты увеличивается только максимальный УБЛ по времени задержки с -21,97 до -13,46 (примерно также, как и у ЛЧМ-сигнала). Остальные параметры практически не изменяются;

- в случае использования сигнала с гиперболическим законом изменения частоты:

1. при изменении базы сигнала изменение корреляционных характеристик происходит практически также, как и у сигнала с V-образным законом: точно также изменяется разрешающая способности по времени, несколько медленнее уменьшается максимальный УБЛ по времени задержки с -24,24 дБ до -29,25 дБ и интегральный УБЛ у сигнала с гиперболическим законом изменения частоты несколько меньше, чем у сигнала с V-образным законом изменения частоты и составляет около -11 дБ. Остальные параметры практически не изменяются.

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, 23
s_zh_72@mail.ru

Моделирование отражений от авроры

При разработке и эксплуатации систем различного назначения активно применяются методы статистического моделирования различных узлов, агрегатов, процессов, составных частей, из которых состоит система. Моделирование позволяет математически описать реальный процесс с требуемой точностью, а затем на полученной модели проводить анализ получаемых характеристик, при этом можно проводить неограниченное число экспериментов в различных режимах работы. Увеличивающаяся мощность применяемой вычислительной техники способствует построению моделей все большей сложности.

В радиолокационных системах широко используются методы моделирования, как на этапе проектирования и разработки РЛС при выборе сигналов, методов обработки информации, так и на этапе эксплуатации систем при построении систем тренажа и обучения персонала или на этапах модернизации. Загоризонтные радиолокаторы работают в метровом диапазоне длин волн и позволяют получать отраженные от целей сигналы на расстояниях до нескольких тысяч километров на высотах до нескольких тысяч километров.

Одной из задач радиолокационной станции является эффективная работа в условиях помех. Одним из специфических типов помех, воздействующих на РЛС является отражения от авроры, они вызваны рассеянием радиоволн на ионосферных неоднородностях, возникающих в слое E полярной ионосферы на высотах 90-120 км. Изучением этого природного явления занимаются ученые на протяжении большого количества времени и результаты изложены в ряде научных работ [см, например, 1]. В настоящее время получены модели авроральных отражений для решения различных задач [2], существуют ресурс в сети Internet, который практически в реальном масштабе времени отображает отражения от авроры [3].

Целью представленной работы является получение динамической статистической модели отражений от авроры широкополосного радиолокационного сигнала для построения картины отражений загоризонтного радиолокатора.

Авроральные отражения в зависимости от их типа занимают область пространства разной протяженности и имеющие разную высоту, время существования этих отражений также разное. В качестве модели отражений в работе формировался трехмерный случайный процесс, определяемый корреляционной функцией вида

$$B_l(x, y) = \sigma_l^2 \exp \left\{ -\frac{1}{2} \frac{x^2 + y^2}{l^2} \right\}, \quad (1)$$

где σ_l^2 – интенсивность отражений, а l – их протяженность по координатам OX и OY.

Для построения модели авроральных отражений необходимо получить поле дискретных значений нормального случайного процесса, определяемое корреляционной функцией (3). Для решения этой задачи можно использовать разные подходы: алгоритм скользящей суммы, авторегрессии-скользящей суммы [3]. Здесь воспользуемся, описанным в [3] методом моделирования, основанным на каноническом разложении поля в пространственно-временной ряд Фурье. В этом случае отсчеты поля, заданного в конечном пространстве, ограниченном пределами $0 \leq x \leq \Delta x/2$, $0 \leq y \leq \Delta y/2$ и существующим на конечном интервале времени $0 \leq t \leq T$ описываются выражением

$$\xi(x_m, y_m, t_n) = \sum_{k=0}^{\infty} A_k \cos \left(\frac{k \cdot \pi \cdot \delta x}{\frac{\Delta x}{2}} + \frac{k \cdot \pi \cdot \delta y}{\frac{\Delta y}{2}} + \frac{k \cdot \pi \cdot t_n}{T} \right) +$$

$$+B_k \sin \left(\frac{k \cdot \pi \cdot \delta x}{2} + \frac{k \cdot \pi \cdot \delta y}{2} + \frac{k \cdot \pi \cdot t_n}{T} \right). \quad (2)$$

Здесь A_k и B_k – случайные независимые между собой нормально распределённые числа с параметрами $(0, \sigma_k^2)$ каждое, причем дисперсия σ_k^2 определяется из заданной корреляционной функции, зависящей от пространственных координат и времени $B_l(x, y, \tau)$ из соотношения

$$\sigma_0^2 = \frac{4}{T\Delta x\Delta y} \int_0^{\Delta x} \int_0^{\Delta y} \int_0^T B_l(x, y, \tau) dx dy d\tau \text{ при } k = 0 \text{ и}$$

$$\sigma_k^2 = \frac{8}{T\Delta x\Delta y} \int_0^{\Delta x} \int_0^{\Delta y} \int_0^T B_l(x, y, \tau) \cos \left(\frac{2 \cdot k \cdot \pi \cdot x}{\Delta x} + \frac{2 \cdot k \cdot \pi \cdot \delta y}{\Delta y} + \frac{k \cdot \pi \cdot \tau}{T} \right) dx dy d\tau$$

при $k = 1, 2, 3, \dots$ (3)

В соотношении (5) в корреляционную функцию введем зависимость от времени в виде

$$B_l(x, y, \tau) = \sigma_l^2 \exp \left\{ -\frac{1}{2} \left(\frac{x^2}{l_x^2} + \frac{y^2}{l_y^2} + \frac{\tau^2}{l_\tau^2} \right) \right\}, \quad (4)$$

где l_τ – период зондирования, а T – время формирования отражений из всей зоны, пораженной помехой.

На рис. 1, а приведен график поля в пределах изменения координат $0 \leq x \leq \Delta x/2$, $0 \leq y \leq \Delta y/2$, если считать за начало отсчета координаты центра авроральной помехи при $t_n = 0$.

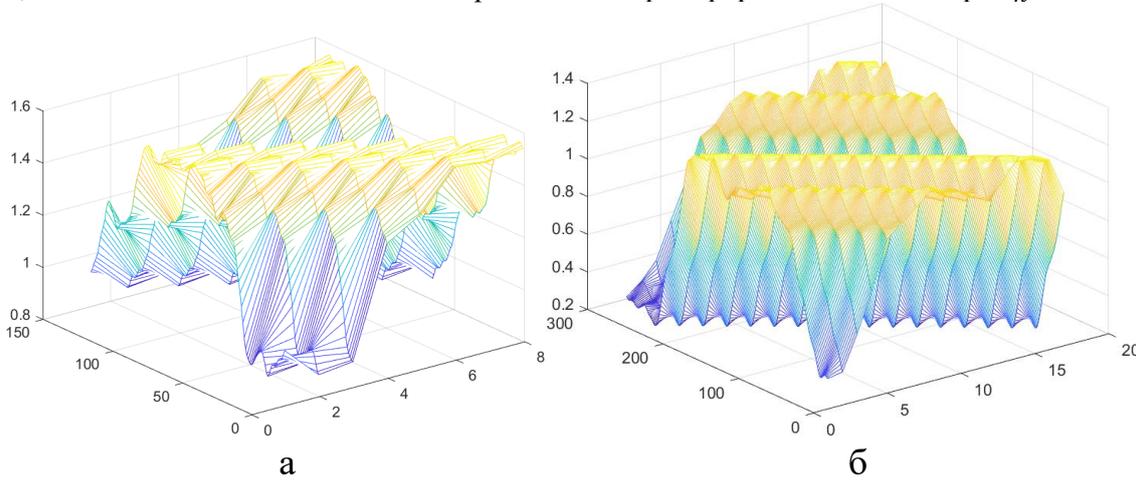


Рис. 1. – Поле отражений $\xi(x_m, y_m, t_n)$

Из рис. 1, а видно, что поле отражений представляет собой сильно коррелированный процесс.

Литература

1. Booker H.G. A theory of scattering by nonisotropic irregularities with applications to radar reflection from the aurora // J. At-mos. Terr. Phys. 1956. V. 8, N 2, P. 204.
2. Успенский М.В. Анизотропное рассеяние радиоволн (радиоаврора) геофизические и радифизические аспекты./ Диссертация на соискание ученой степени доктора физико-математических наук, Мурманск 1990.
3. Uspensky M.V., Janhunen P., Koustov A.V., and Kauristie K. Volume cross section of auroral radar backscatter and RMS plasma fluctuations inferred from coherent and incoherent scatter data: a response on backscatter volume parameters//Ann. Geophys., 29, 1081–1092, 2011 /www.ann-geophys.net/29/1081/2011/, doi:10.5194/angeo-29-1081-2011.
4. Sahr J.D., Fejer Bela G. Auroral electrojet irregularity theory and experiment: A critical review of present understanding and future directions // Journal of Geophysical Research, vol. 101, №. A12, p. 26,893-26,909, december 1, 1996.

Алгоритм пространственной обработки инфракрасных изображений болومترических оптоэлектронных датчиков

Современные оптоэлектронные системы инфракрасного диапазона, построенные на основе болومترических матриц, широко применяются в задачах наблюдения и обнаружения объектов. Особенностью болومترических датчиков является высокая чувствительность к тепловому излучению при одновременном наличии значительного уровня шумов, неравномерностей чувствительности и выраженного низкочастотного фонового сигнала. Указанные факторы существенно усложняют задачу обработки ИК-изображений и требуют применения специализированных методов пространственного анализа.

В работе рассматривается алгоритм обработки инфракрасных изображений, предназначенный для анализа данных болومترических оптоэлектронных датчиков. На первом этапе выполняется робастная нормализация исходного изображения $I(i, j)$ на основе медианной оценки и медианного абсолютного отклонения:

$$I_n(i, j) = \frac{I(i, j) - \text{median}(I)}{\text{MAD}(I) + \varepsilon},$$

что обеспечивает устойчивость к выбросам и неравномерностям чувствительности элементов матрицы.

Для подавления низкочастотного фонового излучения применяется пространственный высокочастотный фильтр типа разности гауссовых функций (Difference of Gaussians):

$$I_h(i, j) = G_{\sigma_1} * I_n(i, j) - G_{\sigma_2} * I_n(i, j),$$

где G_{σ} — гауссов фильтр с дисперсией σ .

Ключевым элементом алгоритма является формирование двумерной карты признака $S(i, j)$, которая интерпретируется как пространственное распределение энергии отклика локальных структур изображения:

$$S(i, j) = |G_{\sigma} * I_h(i, j) - G_{\sigma} * (G_{\sigma} * I_h(i, j))|.$$

Для анализа структуры карты признака вычисляется нормированное энергетическое поле:

$$\text{SNR}(i, j) = \frac{S(i, j)}{\text{median}(S)},$$

на основе которого оцениваются показатели концентрации энергии: коэффициент доминирования, доля энергии в активных областях и относительная площадь активных элементов.

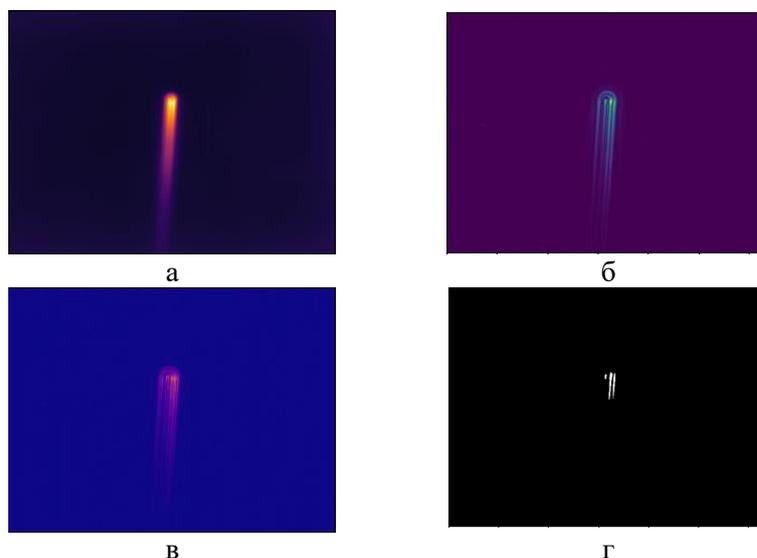


Рис. 1 – а) Исходное ИК-изображение; б) карта признака $S(i,j)$;
в) карта градиентной оценки энергии; г) бинарная карта обнаружения.

С целью учёта пространственной направленности объектов дополнительно рассчитывается градиентная энергия карты признака:

$$G(i,j) = \sqrt{\left(\frac{\partial S}{\partial x}\right)^2 + \left(\frac{\partial S}{\partial y}\right)^2},$$

а также вводится метрика анизотропии, позволяющая отличать точечные и протяжённые структуры различной ориентации.

Принятие решения об обнаружении объекта осуществляется на основе совокупности энергетических и структурных критериев, что обеспечивает устойчивое выделение объектов на фоне нестационарного теплового шума. Предложенный алгоритм может быть использован в составе бортовых и наземных оптоэлектронных комплексов, использующих болометрические инфракрасные датчики.

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, 23
maximgoryachev97@yandex.ru

Этапы оценки уровня самочувствия по данным походки

Походка, являясь комплексным биомаркером, интегрирует информацию о состоянии опорно-двигательной, нервной и сердечно-сосудистой систем, что делает её объективным индикатором общего самочувствия и рисков возрастных заболеваний [1]. Современная оценка строится на последовательных этапах, начиная от сбора высокочастотных сигналов с помощью инерциальных датчиков в естественной среде и заканчивая клинической интерпретацией извлечённых цифровых биомаркеров с помощью алгоритмов машинного обучения [2, 3].

Проанализировав современные исследования [1-4], можно выделить следующие ключевые этапы оценки:

1) **Этап сбора данных.** Происходит переход от лабораторных систем к непрерывному мониторингу с помощью носимых инерциальных измерительных блоков, интегрированных в смартфоны, умные часы или специализированные платформы. Это позволяет фиксировать долгосрочные паттерны ходьбы в повседневной жизни, что критически важно для оценки функционального состояния и раннего выявления отклонений [2].

2) **Этап выделения цифровых биомаркеров.** Из сырых сигналов акселерометров и гироскопов автоматически извлекаются количественные параметры, разделяемые на традиционные (темп, длина шага, вариабельность) и продвинутые, требующие сложной обработки (регулярность, симметрия, паттерны ускорения в частотной области). Именно эти биомаркеры несут диагностическую информацию о болезнях опорно-двигательного аппарата, когнитивном спаде или психоэмоциональном стрессе [3].

3) **Этап интеллектуального анализа и интерпретации.** Для установления связи между множественными параметрами походки и состоянием здоровья применяются методы машинного обучения (кластеризация, классификация, регрессия). Эти алгоритмы выявляют сложные, неочевидные для человека взаимосвязи и формируют интегральные оценки риска или «цифровые фенотипы», что является основой для персонализированных заключений о самочувствии [4].

Таким образом, современный процесс оценки самочувствия по походке представляет собой замкнутый цикл «непрерывный мониторинг — алгоритмическая аналитика — клинически значимое заключение». Дальнейшее развитие этой методологии, включая стандартизацию протоколов и интеграцию в системы телемедицины, открывает путь к превентивной и персонализированной медицине, где изменения в походке станут ранним сигналом для вмешательства.

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

Литература

1. Mirelman A., et al. Digital biomarkers for Alzheimer's disease: the mobile/wearable devices opportunity. *NPJ Digital Medicine*. 2020. Vol. 3, Article 119.
2. Del Din S., et al. Analysis of Real-World Walking Behavior in the Older Adults and People with Parkinson's Disease: Unsupervised Deep Learning Reveals Specific Motor Phenotypes. *IEEE Journal of Biomedical and Health Informatics*. 2023. Vol. 27(2), pp. 789-800.
3. Pepa L., et al. Gait Analysis with Wearables Can Accurately Classify Fallers from Non-Fallers: A Systematic Review and Meta-Analysis. *Sensors*. 2022. Vol. 22(4), 1551.

4. Ravi D., et al. Deep Learning for Health Informatics: How Wearable Sensor Data Can Improve Patient Monitoring. *IEEE Journal of Biomedical and Health Informatics*. 2021. Vol. 25(7), pp. 2445-2454.

Дорофеев Н.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, 23
dorofeevny@yandex.ru*

Эффективность оценки самочувствия по изменениям в походке на основе данных акселерометра смартфона

Сегодня наблюдается активное развитие телемедицинских систем, связанных с носимой электроникой и Интернетом медицинских вещей. Отдельную нишу среди них занимают технологии, предназначенные для оценки динамики функций опорно-двигательного аппарата. Эти технологии используют данные со встроенных датчиков смартфона, что позволяет проводить мониторинг в повседневной обстановке [1, 2].

На основании проведенного исследования и накопленных данных [3], были определены основные пути повышения эффективности методики, оценивающей отклонения от индивидуальной нормы в работе опорно-двигательной системы и оценивании по этим отклонениям изменения в самочувствии:

- разработка процедур первичной калибровки сенсоров под конкретного пользователя и антропометрические данные (рост, вес, длина шага) для снижения индивидуальных погрешностей измерений;

- накопление индивидуальных шаблонов акселерограмм походки с последующим выявлением схожих паттернов между людьми;

- разработка новых алгоритмов автоматизированной сегментации акселерограмм с повышением точности и единства выделения границ шаблонов. Оптимизация алгоритмов для работы непосредственно на носимом устройстве или смартфоне (on-device или edge computing) с целью экономии заряда батареи, повышения скорости отклика и обеспечения конфиденциальности данных;

- автоматизация сбора и расширение количества влияющих на походку параметров;

- интеграция данных с других датчиков (гироскоп, барометр, GPS) или информации из дневника пациента для учета внешних условий (тип поверхности, обувь, уклон), эмоционального состояния и усталости, которые влияют на походку;

- разработка алгоритмов, устойчивых к пропускам данных, кратковременным сбоям в работе датчиков и нерегулярному ношению устройства;

- выделение критериев для кластеризации шаблонов по основным группам заболеваний в условиях многофакторного влияния на параметры походки;

- построение трендов изменений состояния здоровья в связке с трендом изменения паттернов и их значений в параметрах походки;

- разработка новых архитектур нейронных сетей для классификации шаблонов по типам заболеваний. Использование методов машинного обучения для прогнозирования рисков развития определенных осложнений или оценки вероятного прогрессирования заболевания на основе динамики изменений походки.

Для облегчения процесса анализа и информирования пациента и врача необходимо:

- создание визуальных и текстовых отчетов для пациента и врача, понятно демонстрирующих отклонения от нормы, динамику изменений и предоставляющих персонализированные рекомендации (например, по уровню активности);

- механизм раннего предупреждения и алертинга: внедрение системы автоматических оповещений для пациента и лечащего врача при обнаружении критических отклонений или резких негативных трендов, указывающих на возможное обострение или осложнение;

- интеграция с медицинскими системами: разработка стандартизированных протоколов (например, на основе FHIR) для seamless-интеграции собираемых данных и результатов анализа в электронные медицинские карты (EHR) и телемедицинские платформы.

На последнем этапе необходимо проведение масштабных клинических исследований для валидации методики не только в лабораторных, но и в повседневных условиях, с последующей оценкой чувствительности и специфичности алгоритмов.

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>.

Храмов К.К., Костров В.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, 23
hramovkk@gmail.com

Использование фиксированного порога при обработке РЛИ для подавления помех неоднозначности по дальности в космических РСА

Одним из основных видов мешающих воздействий в импульсных радиолокаторах с синтезированной апертурой (РСА) являются помехи неоднозначности по дальности. Они возникают из-за того, что в приёмный строб могут поступать эхо-сигналы не только от текущего зондирующего импульса, но и от целей, облученных в предыдущие или последующие периоды повторения [1]. Для космических РСА эта проблема особенно актуальна, так как требования к высокой частоте повторения импульсов (ЧПИ), необходимой для однозначного измерения доплеровского спектра, часто приводят к неоднозначности измерений по дальности.

Существует несколько классических подходов к подавлению этих помех:

1. *Пространственная селекция*: использование антенны с узкой диаграммой направленности, ослабляющей сигналы из боковых лепестков, соответствующих зонам неоднозначности [1-3].

2. *Оптимизация ЧПИ*: проектирование системы с таким периодом повторения, который минимизирует наложение зон неоднозначности на основную зону обзора [4]. Однако этот метод зачастую ограничивает ширину полосы обзора и может потребовать увеличения размеров антенны, что критично для РСА на малых космических аппаратах.

3. *Сложные зондирующие сигналы*: применение ортогональных или квазиортогональных сигналов с внутриимпульсной модуляцией для разделения сигналов из разных интервалов дальности [3].

Для подавления сигналов неоднозначности по дальности в [5] предложен алгоритм постобработки радиолокационного изображения (РЛИ) $|p(y,x)|$, где y, x – номера отсчетов по дальности и азимуту, с использованием обратной фокусировки. Этот алгоритм включает следующие этапы (рис. 1):

- 1) фокусировка комплексного РЛИ $U(y,x)$, согласованная с сигналом, принимаемым из зоны неоднозначности;
- 2) подавление сигнала неоднозначности;
- 3) обратная фокусировка РЛИ;
- 4) повторная обработка, согласованная с эхо-сигналом зоны обзора.

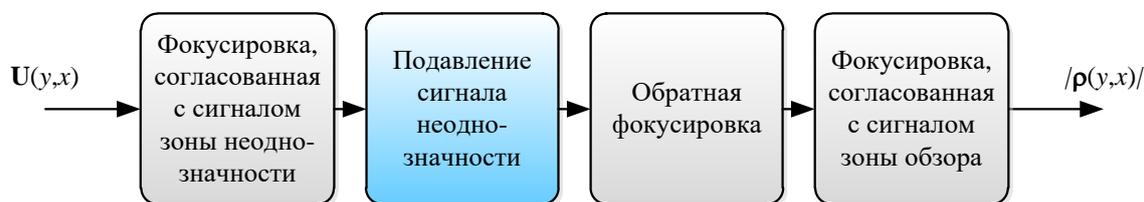


Рис. 1. Блок-схема системы обработки данных с использованием двойной фокусировки

Важным элементом алгоритма является второй этап, где производится обнуление тех отсчетов комплексного РЛИ, которые превышают установленный порог th . Эффективность всего алгоритма в первую очередь определяется выбором способа формирования этого порога и его значением.

В данной работе исследуется подход с использованием **фиксированного порога, общего** для всего изображения. Порог вычисляется относительно максимального уровня A_{0max} отклика точечной цели, полученного, например, при калибровке аппаратуры РСА:

$$th = A_{0\max} / T,$$

где T – коэффициент режекции.

Такой подход исключает влияние неоднородности фона подстилающей поверхности на определение порога. Принцип работы метода иллюстрируется рисунком 2: после фокусировки на зоне неоднозначности все отсчеты сигнала, превышающие значение th , обнуляются, что эквивалентно подавлению наиболее мощных мешающих откликов.

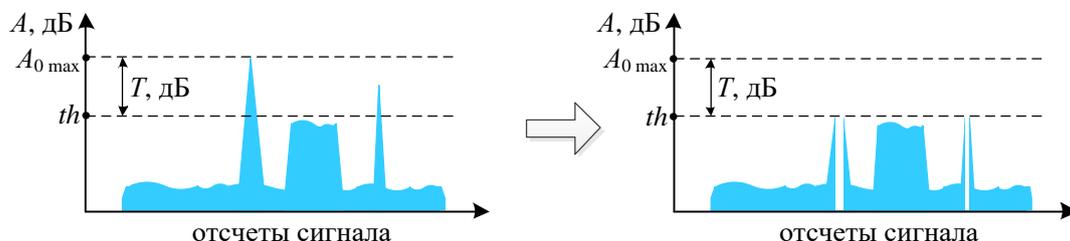


Рис. 2. Пояснение использования фиксированного порога для подавления сигнала неоднозначности

В работе выполнено математическое моделирование рассмотренного алгоритма. Обработке подвергалась голограмма, сформированная эхо-сигналами точечных целей, расположенных как в основной зоне обзора, так и в зоне неоднозначности. В докладе представлены и проанализированы:

- РЛИ после фокусировки, согласованной с сигналами основной зоны и зоны неоднозначности;
- карты обнаружения после применения фиксированного порога th ;
- итоговые РЛИ с подавленными помехами для различных значений порога th и отношения сигнал-шум.

Проведена количественная оценка степени подавления сигнала неоднозначности и уровня потерь полезного сигнала основной зоны обзора.

На основе анализа этих данных сделаны выводы об эффективности, ограничениях и областях применения фиксированного порога для подавления помех неоднозначности по дальности при обработке РЛИ космических РСА.

Литература

1. Верба В.С., Неронский Л.Б., Осипов И.Г., Турук В.Э. Радиолокационные системы землеобзора космического базирования / Под ред. В.С. Вербы. – М.: Радиотехника. 2010. – 680 с.
2. Храмов К.К., Костров В.В., Макаров В.П. Помехи неоднозначности сигналов космических РСА при использовании круглой зеркальной антенны // Журнал радиоэлектроники. – 2024. – № 11. <https://doi.org/10.30898/1684-1719.2024.11.28>
3. Карпов О.А., Рабочий А.Н., Толстов Е.Ф., Фёдоров В.С., Костров В.В. Проблемы неоднозначности в космических РСА и коды Голда // Всероссийские открытые Армандовские чтения [Электронный ресурс]: Современные проблемы дистанционного зондирования, радиолокации, распространения и дифракции волн / Материалы Всероссийской открытой научной конференции. – Муром: МИ ВлГУ. – 2023. – С.375–384. – <https://doi.org/10.24412/2304-0297-2023-1-375-384>
4. Храмов К.К., Смирнов М.С., Лагунов И.Р. Расчет геометрических и временных параметров циклограммы радиолокатора космического базирования с синтезированием апертуры на основе активной фазированной антенной решетки // Научные исследования: итоги и перспективы. – 2024. – Т.5. – №1. – С.8-18. – <https://doi.org/10.21822/2713-220X-2024-5-1-8-18>
5. M. Villano, G. Krieger and A. Moreira, "Waveform-Encoded SAR: A Novel Concept for Nadir Echo and Range Ambiguity Suppression," *EUSAR 2018; 12th European Conference on Synthetic Aperture Radar*, Aachen, Germany, 2018, pp. 1-6.

Костров В.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, 23
АО «Научно-исследовательский институт «Субмикрон»,
124460, Москва, Зеленоград, Георгиевский просп., 5, с.2
kostrov.46@mail.ru

Алгоритмические и программные модели фоновой обстановки на изображениях оптико-электронных систем инфракрасного диапазона

При проектировании современных устройств обработки изображений оптико-электронных систем (ОЭС) широко используются методы математического моделирования [1–4]. Определим общие требования, которые предъявляются к модели изображения ОЭС и которые желательно выполнить при практической реализации.

1) Общее требование, которое предъявляется к любой модели, заключается в адекватности воспроизведения объекта исследования. Очевидно, что чем точнее модель отображает поведение объекта, тем меньше ошибок будет в результатах исследований, проведенных на основе моделей.

2) Математическая модель должна обладать простотой в алгоритмическом и вычислительном отношении. Это связано с тем, что дальнейшее использование модели связано с методом статистических испытаний, т.е. многократным использованием расчетов по математической модели. Низкая вычислительная эффективность модели приводит к неоправданно большим временным затратам статистического эксперимента.

3) Реализации моделей при повторении опытов должны обладать свойствами стационарности и эргодичности, что позволит проводить усреднение статистических характеристик с контролируемой точностью. Также это качество обеспечит корректное сравнение результатов моделирования и экспериментальных данных, получаемых при определенных условиях.

4) Модель должна допускать простое управление параметрами, которые при этом обеспечивают заданные вероятностные характеристики модели, т.е. управление моделью должно быть контролируемым.

Перечень подобных требований можно продолжить, но все они направлены на получение физически правдоподобных моделей. Целью данной работы является построение программных моделей облачных структур и других фоновых объектов, возникающих при наблюдении объектов в ОЭС инфракрасного диапазона.

Моделирование чистого неба и внутренних шумов

Для большинства случаев цифрового моделирования в качестве исходных данных используются последовательности с независимыми значениями. Наиболее важными из них являются последовательности с гауссовской и равномерной плотностью распределения вероятностей (ПРВ). Датчик случайных чисел, используемый в программном обеспечении моделирования, вырабатывает отсчеты случайного процесса с ПРВ, которые имеют соответственно следующий вид

$$w_G(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{x^2}{2}\right), \quad w_U(x) = \begin{cases} 1 & \text{при } 0 \leq x \leq 1, \\ 0 & \text{при } x < 0, x > 1, \end{cases}$$

т.е. в случае гауссовского распределения случайный процесс имеет нулевое математическое ожидание и единичную дисперсию; в случае равномерного распределения – математическое ожидание равно 0,5, а дисперсия равна 0,289.

Используя такой датчик в качестве модели широкополосного шума, получаем для дисперсии шума $\sigma_{ш}^2 = 5 \cdot 10^{-11}$ (Втсм⁻²ср⁻¹)² значение среднеквадратического отклонения (СКО) $\sigma_{ш} = 0,707 \cdot 10^{-5}$ Втсм⁻²ср⁻¹. Этот уровень определяет масштабирование сигналов в

математических моделях ЭВМ, поскольку СКО $\sigma_{ш}$ равно по уровню единице машинного сигнала (е.м.с.) $\sigma_{ш} = 1$ [е.м.с.].

На рис. 1, 2 представлены изображения, сформированные чисто шумовым процессом датчика случайных чисел. Рис. 1 соответствует шуму с равномерной ПРВ, рис. 2 – процессу с гауссовской ПРВ. Визуально эти изображения воспринимаются по разному. Поле с равномерно распределенной случайной яркостью имеет более глубокие перепады яркости, чем у гауссовского поля, которое выглядит более мягким и более серым. Равномерная ПРВ используется для моделирования на этапе калибровки битых пикселей, среднее число которых дает вероятность появления такого пикселя в одном кадре. Доминирующим в болометрических приемниках является широкополосный тепловой шум матрицы, к которому добавляются шумы электронных устройств цепей усиления и считывания. В качестве модели этого шумового компонента используется шум с гауссовской ПРВ.

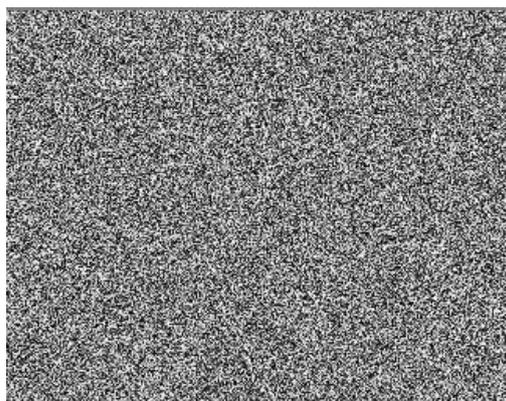


Рис. 1 – Изображение поля с равномерной ПРВ

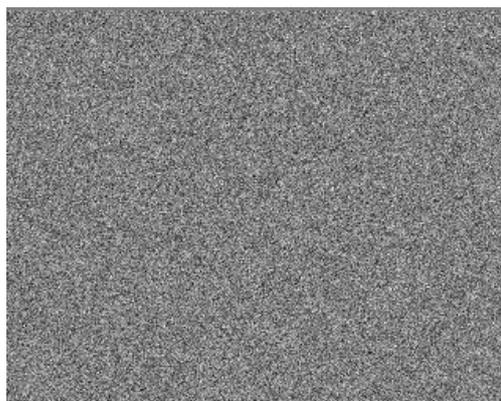


Рис. 2 – Изображение поля с гауссовской ПРВ

Переход от абсолютных значений энергетической яркости J_A к параметрам математической модели J_M производится через масштабный множитель M

$$J_M = M \cdot J_A,$$

где $M = 1,41 \cdot 10^5$ [Втсм⁻²ср⁻¹]⁻¹.

В качестве примера преобразования величин проведем перерасчет модели безоблачного неба

$$\mu_{cl} = \begin{cases} 28 + 8,39 \cdot 10^{-5}(\theta - 40)^4 & \text{при } 40^\circ \leq \theta \leq 90^\circ, \\ 28 & \text{при } \theta < 40^\circ, \end{cases}$$

где зенитный угол θ в градусах.

Аналогичное соотношение приведем для СКО флуктуаций σ_{cl} безоблачного неба

$$\sigma_{cl} = \begin{cases} 0,49 + 3,98 \cdot 10^{-7}(\theta - 40)^4 & \text{при } 40^\circ \leq \theta \leq 90^\circ, \\ 0,49 & \text{при } \theta < 40^\circ. \end{cases}$$

Примеры модельных изображений чистой атмосферы при различных зенитных углах (угол между вертикалью и оптической осью ОЭС) и поле зрения в вертикальной плоскости 20 градусов приведены на рис. 3 – 6, из которых видно, что при увеличении зенитного угла все большее влияние на изображение кадра оказывает горизонт. Вплоть до границы чистой атмосферы с горизонтом яркость изображения увеличивается.

Идеализированная форма облака

Облачные структуры весьма разнообразны по конфигурации, плотности расположения, размерам [5,6]. При сплошной облачности граница облаков наблюдается по линии горизонта или по ярко выраженной нижней границе облачности, однако другие границы приобретают причудливые формы, обусловленные геодинамическими и термическими процессами. Часто, особенно в верхнем и среднем ярусах, могут наблюдаться облака с довольно хорошо выраженными границами перехода к чистому небу, которые образуют локальные обособленные

структуры. Такое морфологическое описание в большей степени относится к восприятию атмосферы в оптическом диапазоне волн.

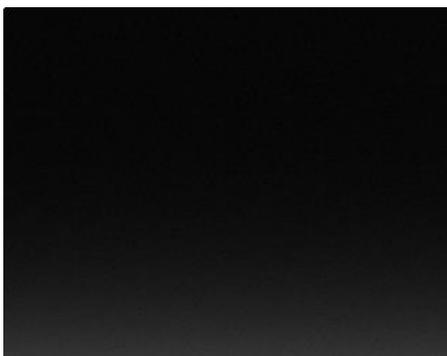


Рис. 3 – Изображение чистой атмосферы при зенитном угле 50 градусов



Рис. 4 – Изображение чистой атмосферы при зенитном угле 55 градусов

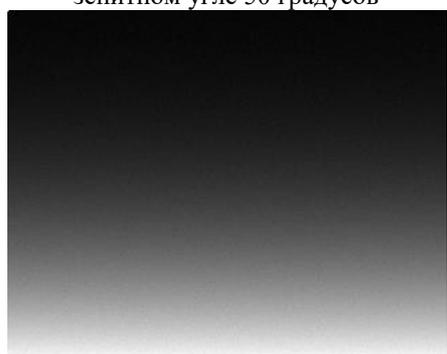


Рис. 5 – Изображение чистой атмосферы при зенитном угле 60 градусов



Рис. 6 – Изображение чистой атмосферы при зенитном угле 70 градусов

В диапазоне ИК волн границы объектов из-за некогерентного приема размываются, объекты из-за внутренней неоднородности приобретают неравномерную яркость по изображению. Поэтому в качестве изображения объектов фона целесообразно использовать простые для описания геометрические фигуры.

Рассмотрим возможности для моделирования облаков и фона экспоненциального семейства функций

$$F(x, y|\nu, \tau) = \exp\left(-k_{x0}|x-x_0|^\nu - k_{y0}|y-y_0|^\tau\right),$$

где k_{x0} и k_{y0} – нормировочные коэффициенты; x_0 и y_0 – координаты центра объекта; ν и τ – коэффициенты, определяющие форму объекта.

Данная функция при $\nu = \tau = 2$ использовалась в качестве модели энергетической яркости цели и Солнца. Рассмотрим, какие модели получаются для других параметров ν и τ .

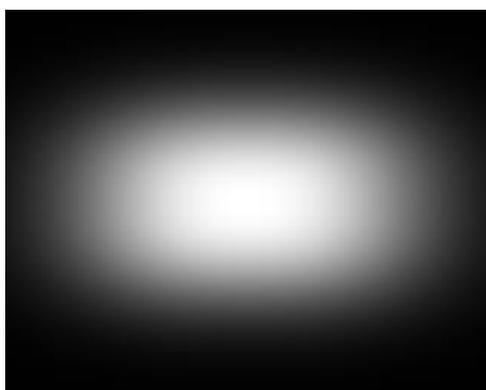


Рис. 7 – Коэффициент формы 2,5

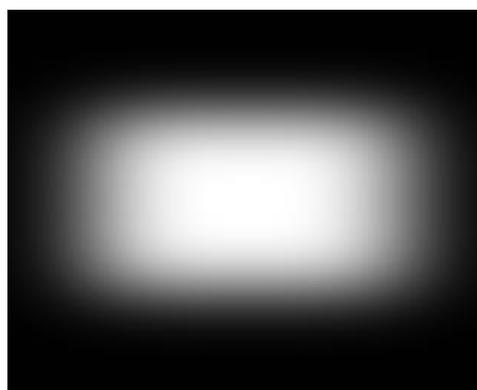


Рис. 8 – Коэффициент формы 3,5

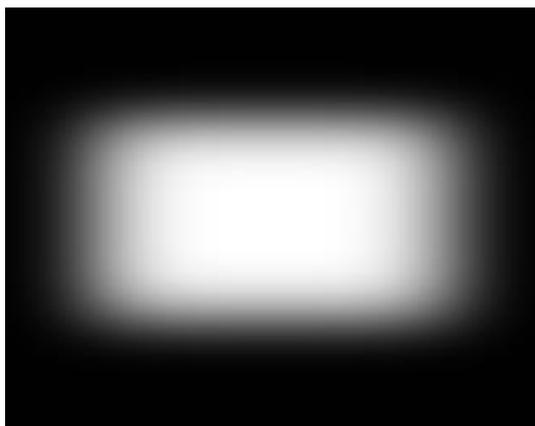


Рис. 9 – Коэффициент формы 4,5

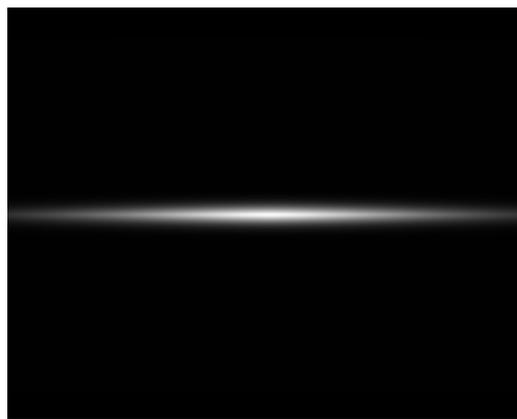


Рис. 10 – Коэффициент формы 1,5

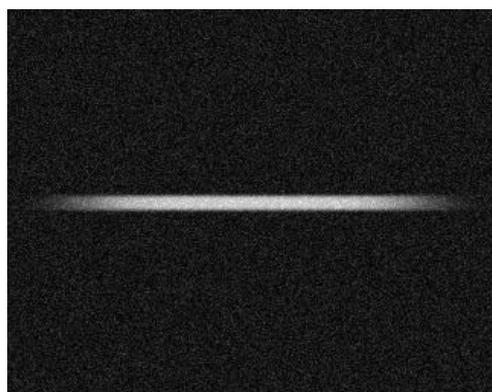


Рис. 11 – Зашумленное изображение. Коэффициент формы 5

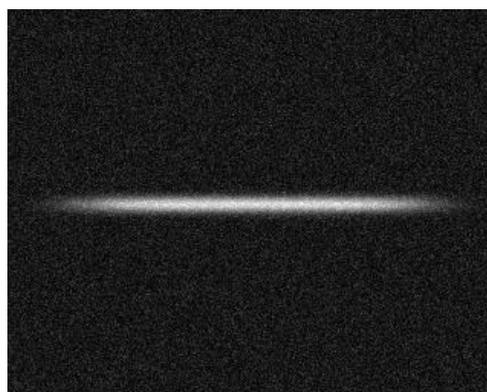


Рис. 12 – Зашумленное изображение. Коэффициент формы 2 (вертикаль) и 4 (горизонталь)

В заключение заметим, что рассмотренные программные модели обладают широкими возможностями для формирования изображений. В частности, применение марковских процессов различного порядка для описания параметров моделей [7] и суммирование парциальных функций $\sum_i F(x, y | v_i, \tau_i, x_{0i}, y_{0i})$ [8] позволяет создавать достаточно сложные, динамически изменяющиеся изображения для исследования характеристик ОЭС.

Литература

1. Тарасов В.В., Якушенков Ю.Г. Введение в проектирование оптико-электронных приборов: системный подход. М: Университетская книга, 2016. 488 с.
2. Тарасов В.В., Якушенков Ю.Г. Инфракрасные системы «смотрящего» типа. М.: Логос, 2004. 444 с.
3. Торшина И.П. Компьютерное моделирование оптико-электронных систем первичной обработки информации. М.: Университетская книга; Логос, 2009. 248 с.
4. Торшина И.П. Методика разработки обобщенной компьютерной модели оптико-электронной системы // Изв. вузов. Приборостроение. 2008. №3. С. 61-65.
5. 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 облачности в диапазоне 8–13 мкм // Математическая морфология. 2010. Т.9. Вып. 3. 18 с.
6. Хисматов И.Ф. Методика воспроизведения метеоусловий при имитационном моделировании авиационных оптико-электронных систем // Труды МАИ. Вып. № 108. 25 с.
7. Быков В.В. Цифровое моделирование в статистической радиотехнике. М.: Сов. радио, 1971. 328 с.
8. Литвак М.Я., Малюгин В.И. Полигауссовские модели негауссовской случайно-шероховатой поверхности // Журнал технической физики. 2012. Т. 82. Вып. 4. С. 99-107.

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, 23
Pavina175@gmail.com

Методы противодействия направленным преднамеренным помехам в радиолокационных системах с АФАР

Современные радиолокационные системы сталкиваются с угрозой преднамеренных радиопомех, направленных на сокрытие или искажение информации о целях [1]. Активные фазированные антенные решётки (АФАР) широко внедряются в перспективные радиолокационные станции (РЛС) благодаря ряду ключевых преимуществ. К ним относятся высокая скорость управления фазовым распределением, обеспечивающая быстрое электронное сканирование луча, а также гибкость в адаптивном формировании диаграммы направленности (ДН) и распределении мощности зондирующего сигнала [2]. Кроме того, АФАР позволяют формировать несколько независимых лучей для решения многофункциональных задач. В связи с этим разработка и исследование алгоритмов противодействия направленным помехам для систем с АФАР представляют собой актуальную научно-техническую задачу.

Наибольшую опасность представляют направленные помехи, действующие в секторе углов, соответствующих главному лепестку ДН, а также в направлениях максимумов боковых лепестков. При этом эффективное подавление помехи в пределах главного лепестка возможно, как правило, лишь вблизи его краёв. Если же направление на источник помехи совпадает с максимумом главного лепестка, более рациональным решением является смещение всего луча для минимизации воздействия помехи. Это объясняется тем, что формирование глубокого провала («нуля») в центре главного лепестка приводит к его раздвоению и значительному снижению коэффициента усиления в целевом направлении. Кроме того, раздвоение луча осложняет точное определение угловых координат реальных целей.

Диаграмму направленности узкополосной антенной решётки с K нулями в заданных направлениях можно представить в виде взвешенной суммы парциальных ДН этой решётки [3]:

$$F(\theta) = \sum_{i=0}^K \alpha_i F(\theta, \theta_i) \quad (1)$$

где $F(\theta, \theta_i)$ – ДН антенной решетки (АР) с максимумами в угловых направлениях θ_i ; α_i – неизвестные весовые коэффициенты.

В соответствии с условием нормировки коэффициент α_0 принимается равным некоторой константе. Остальные коэффициенты находятся из условия обеспечения нулевого излучения в заданных направлениях:

$$F(\theta_i) = 0, \text{ где } 1 \leq i \leq K.$$

С учётом (1) данное условие приводит к системе линейных уравнений:

$$\begin{cases} \sum_{i=0}^K \alpha_i F(\theta_0, \theta_i) = 1; \\ \sum_{i=0}^K \alpha_i F(\theta_1, \theta_i) = 0; \\ \vdots \\ \sum_{i=0}^K \alpha_i F(\theta_K, \theta_i) = 0. \end{cases} \quad (2)$$

Система (2) может быть решена стандартными численными методами. Она будет иметь точное решение только при выполнении условия $K < N$, где N – количество элементов АР [3, 4].

В развитие метода, описанного в [3], предложен алгоритм противодействия направленным помехам, основанный на управлении амплитудным распределением по элементам АФАР. Для

гибкого управления спадом характеристики направленности амплитудное распределение задается с помощью степенной функции. Моделирование работы алгоритма выполнено для плоской эквидистантной линейной АФАР, состоящей из 16 излучателей турникетного типа, в дальней зоне.

В докладе проанализированы основные типы преднамеренных радиоэлектронных помех и методы их обнаружения на фоне полезного сигнала. Приведено детальное описание предлагаемого алгоритма и результаты его математического моделирования для различных угловых положений источника помех. Описаны потенциальные области применения, особенности реализации и ограничения алгоритма. Показано, что его использование позволяет синтезировать ДН АФАР с «нулями» как в области боковых лепестков, так и в пределах главного лепестка, что способствует повышению помехоустойчивости радиолокационных систем к направленным преднамеренным помехам.

Литература

1. Х. К Дао, Д. Д. Ступин, Р. А. Шевченко. Принципы обнаружения преднамеренных помех, воздействующих на аппаратуру потребителей спутниковых радионавигационных систем. Журнал радиоэлектроники [электронный журнал]. 2019. №5. – Режим доступа: <http://jre.cplire.ru/jre/may19/14/text.pdf>
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. A. A. Erokhin, Y. P. Salomatov, V. S. Panko and M. I. Sugak, "System of equations for antenna array beam pattern nulling," *2016 International Siberian Conference on Control and Communications (SIBCON)*, Moscow, Russia, 2016, pp. 1-4, doi: 10.1109/SIBCON.2016.7491854.
4. Легкий Н.М., Панов В.А. Адаптивный алгоритм формирования диаграммы направленности антенной решетки с целью увеличения её помехоустойчивости // Международный журнал прикладных наук и технологий "Integral" 3/2023.

Матюков М.А., Федосеева Е.В., Ростокин И.Н., Груздев И.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
maks.matyukov@mail.ru*

Сравнительный анализ моделей машинного обучения для краткосрочного прогнозирования метеопараметров по данным микроволновой СВЧ радиометрической системы

Развитие систем дистанционного мониторинга окружающей среды требует совершенствования методов обработки и интерпретации данных, получаемых радиометрическими приборами. Микроволновое радиометрическое зондирование позволяет измерять яркостную температуру атмосферы на различных частотах, содержащую информацию о состоянии приземного слоя воздуха. Однако переход от измеренных величин к интересующим параметрам атмосферы (температура, влажность) является обратной задачей, требующей применения соответствующих алгоритмов обработки [1,2,3].

Традиционные физико-математические методы решения обратной задачи основаны на модельных представлениях о распределении температуры и влагосодержания в атмосфере. Такие подходы, хотя и имеют устоявшуюся теоретическую базу, характеризуются значительными погрешностями и требуют значительных вычислительных ресурсов при обработке данных в реальном времени. Современные методы автоматического анализа данных, основанные на принципах машинного обучения, предоставляют альтернативу, позволяющую выявлять сложные закономерности в многомерных наблюдениях без явного знания физических моделей.

Ключевым вопросом при внедрении методов машинного обучения в системы оперативного мониторинга является соотношение между выбранной моделью и требуемым горизонтом прогноза. Известно, что точность предсказания, как правило, снижается с увеличением интервала предсказания; однако характер этой деградации и её зависимость от типа алгоритма требуют экспериментального изучения.

Целью настоящей работы является оценка эффективности различных моделей машинного обучения при прогнозировании температуры и влажности воздуха на разных временных горизонтах. На основе экспериментальных данных, полученных многоканальной микроволновой радиометрической системой, требуется:

- выполнить обучение и апробацию набора алгоритмов, включая линейные методы, методы опорных векторов, случайный лес и градиентный бустинг;
- вывести критерии выбора оптимальной модели для конкретного горизонта прогнозирования;

В качестве источника микроволновых измерений использовалась радиометрическая система, установленная в городе Муром. Прибор выполняет непрерывное измерение яркостной температуры атмосферы на совокупности рабочих частот в диапазонах 4, 10, 22 и 37 ГГц с использованием вертикальной и горизонтальной поляризации. На низкочастотных диапазонах предусмотрены дополнительные каналы компенсации влияния боковых лепестков диаграммы направленности [4].

В качестве эталонных данных для обучения использовались синхронные метеорологические наблюдения, полученные с наземной метеостанции, расположенной в непосредственной близости к радиометру. Период регистрации данных охватывал период с осени 2023 по конец 2024 года с достаточной полнотой записи.

Исходные радиометрические сигналы и метеопараметры имели различное временное разрешение и временную привязку. Для корректного формирования обучающих выборок была проведена синхронизация данных:

1. Определена единая временная сетка с шагом, соответствующим частоте дискретизации радиометра.

2. Установлено допустимое временное окно для сопоставления измерений из разных источников.

3. На каждый момент времени сопоставлены соответствующие радиометрические спектры и значения метеопараметров.

4. Сформирован вектор входных признаков из яркостных температур на всех каналах.

Для сравнительного анализа отобраны модели машинного обучения, представляющие различные уровни сложности и применимости. Реализация выполнена в средах KNIME Analytics Platform и Orange Data Mining.

При прогнозировании на несколько минут вперёд оптимальные результаты продемонстрировали ансамблевые методы. Методы деревьев (Random Forest, Tree Ensemble) обеспечили значительно более высокую точность восстановления температуры по сравнению с линейными подходами. Для влажности воздуха результаты были менее точными, но всё же заметно превосходили простую регрессию.

Линейная и полиномиальная регрессии показали существенно худшие результаты, подтверждая нелинейный характер связи между радиометрическими измерениями и атмосферными параметрами.

При увеличении горизонта прогноза до десятков минут произошло закономерное снижение точности всех моделей. Ансамблевые методы сохранили лидирующее положение для прогнозирования температуры. Однако для влажности воздуха наблюдается более существенная потеря в точности, что указывает на более сложный характер моделирования этого параметра на расширенных горизонтах.

На горизонте в несколько часов наблюдается резкая деградация точности прогноза. Даже лучшие алгоритмы демонстрируют заметное снижение коэффициента корреляции. Появляется значительная систематическая ошибка прогноза, что свидетельствует о переходе в режим, когда модели начинают показывать систематическое смещение предсказаний. На этом горизонте прогноз влажности становится практически неприемлемым для точных приложений.

Проведённое исследование установило следующие ключевые закономерности:

1. С увеличением интервала предсказания наблюдается закономерное снижение точности всех моделей, причём темп деградации существенно зависит от типа выбранного алгоритма.

2. Ансамблевые алгоритмы существенно превосходят простые линейные методы на всех изучаемых горизонтах, демонстрируя способность к выявлению сложных нелинейных зависимостей в данных радиометрических измерений.

3. Прогнозирование температуры воздуха является существенно более надёжной задачей, чем восстановление влажности, что отражает различный уровень сложности моделирования этих параметров на основе микроволновых измерений.

Результаты показывают перспективность использования методов машинного обучения для оперативного анализа радиометрических данных в системах мониторинга атмосферы. Дальнейшие исследования целесообразно направить на разработку моделей, явно учитывающих временную динамику атмосферных процессов, и оптимизацию алгоритмов для работы на вычислительных ресурсах ограниченной производительности, что особенно важно для практического внедрения на предприятиях радиотехнического профиля.

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. М.А. Матюков, Е.В. Федосеева, И.Н. Ростокин, И.Ю. Холодов, Е.А. Ростокина, Н.В. Кокуров Анализ точности нейросетевого прогнозирования метеопараметров по результатам многочастотных СВЧ радиометрических измерений атмосферы // Всероссийские открытые Армандовские чтения: Современные проблемы дистанционного зондирования, радиолокации, распространения и дифракции волн. 2024. №1.

Орлов¹ А.В., Костров^{1,2} В.В., Ракитин^{1,2} А.В.

¹АО «Научно-исследовательский институт «Субмикрон»,
124460, Москва, Зеленоград, Георгиевский просп., 5, с.2

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, 23
kostrov.46@mail.ru

Использование матричного перемежителя для борьбы с потоком ошибок

Для систем с большой дальностью действия важным направлением развития является повышение помехоустойчивости. В гидроакустических управляющих и телеметрических системах [1], работающих при малых отношениях сигнал-шум и существенно многолучевом распространении сигналов, часто возникают замирания сигналов, которые приводят к появлению больших ошибок в переданной информации из-за низкой пространственной когерентности, изменения скорости распространения волн вдоль трассы, наличия различных локальных неоднородностей. Снижение вероятности появления ошибок, возникающих в канале связи, осуществляется в нескольких направлениях: применением помехоустойчивого кодирования для снижения рассредоточенных по сообщению ошибок, использованием перемежения для решения проблем с замиранием и ансамбля сложных сигналов с фазокодовой манипуляцией [2, 3]. Работа сложными сигналами позволяет существенно снизить пиковую мощность сигнала передатчика и повысить помехоустойчивость системы за счет применения для модуляции уникальных псевдослучайных последовательностей. Применение помехоустойчивого кодирования Рида-Соломона (РС) [4, 5] в сочетании с перемежением цифровых символов при передаче и деперемежением – при приеме [6] обеспечивает обнаружение рассредоточенных по сообщению ошибок, а в отдельных случаях – их исправление.

Целью данной работы является исследование помехоустойчивости гидроакустической системы (ГАС) передачи данных с использованием кодера Рида-Соломона и перемежителя.

В рассматриваемом случае построения телеметрической системы передачи информации и коротких сигналов управления конечной длительности исходное двоичное сообщение кодируется, поступает на матричный перемежитель, а затем из полученного битового потока формируется блок информационных символов (рис. 1).

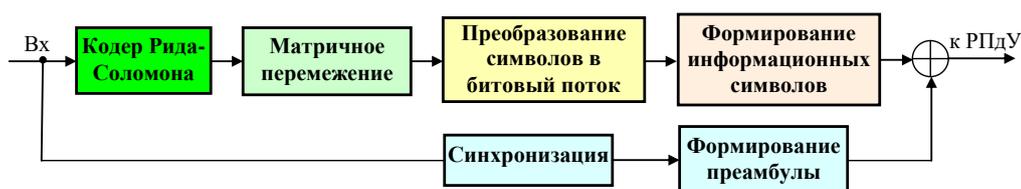


Рис. 1. Структурная схема формирователя сигналов и информации

После модуляции получается сообщение, временная диаграмма которого приведена на рис. 2. Начало информационной посылки определяет преамбула (синхросимвол) в виде псевдослучайной М-последовательности (ПСП). За преамбулой следуют N информационных символов (ПСП кодов Голда), между которыми имеются промежутки времени (защитные интервалы) для снижения межсимвольной интерференции. В системе для примера используется блочное систематическое кодирование Рида-Соломона РС(15,7), в котором для передачи РС кодер готовит 15 символов (7 информационных, 8 проверочных).

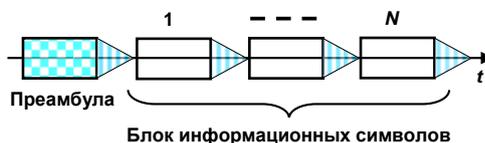


Рис. 2. Вариант временной диаграммы сообщения

Приемная часть системы работает в обратном порядке и выдает получателю информации ПИ декодированное сообщение. Для выделения сигнала преамбулы и классификации информационных символов широко используется свертка. Типичный вид модуля сжатого сигнала преамбулы и информационных символов, прошедших реальный гидроакустический канал, представлен на рис. 3, 4. Данные графики показывают отсутствие во взаимных корреляционных функциях симметрии и явно выраженного максимума. В полученных реализациях присутствует много локальных максимумов, характеризующих отдельные каналы многолучевого распространения, а боковые лепестки выделить невозможно. В сигнале наблюдаются глубокие провалы, характерные для замирания (интерференции) сигналов.

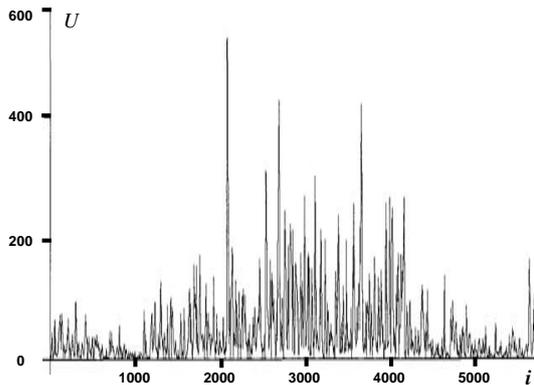


Рис. 3. Пример реализации сигнала преамбулы на выходе быстрой свертки

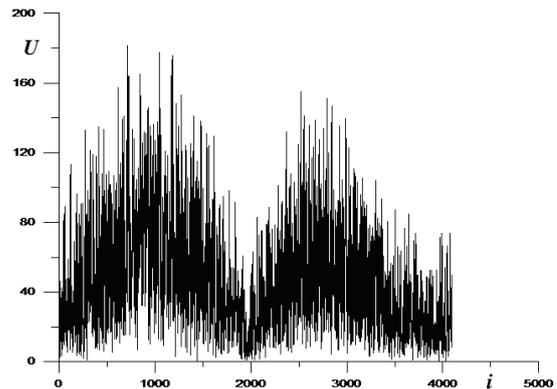


Рис. 4. Процесс свертки двух информационных символов

Отсюда видно, что при малых отношениях сигнал-шум и наличии многолучевого распространения затруднен корректный прием сигналов: из-за неопределённости временного положения преамбулы нарушается процесс синхронизации, различение символов производится с ошибками, наблюдается межсимвольная интерференция.

Первый этап тестовых испытаний заключался в определении устойчивости кодера РС без матричного перемежителя к ошибкам в канале связи. По результатам декодирования и сравнения с исходными данными в процессе статистического эксперимента можно оценить вероятностные характеристики кодера и его способности по восстановлению полезной информации.

На рис. 5 представлена зависимость вероятности ошибок в слове из 15 символов после декодирования. График показывает, что 4 ошибки в символах, возникающие в канале связи, декодирующее устройство способно обнаружить и исправить. Как только число ошибок будет больше четырех, вероятность ошибки в слове резко возрастает почти до уровня 0,9. При 7...8 ошибочных символах вероятность ошибки приема равна 1. На рис. 6 приведена зависимость среднего числа ошибочных символов на выходе декодирующего устройства от числа ошибок в канале передачи данных. Пунктиром представлена линейная зависимость $y = x$. Графики показывают, что среднее число ошибочных символов на выходе декодера несколько меньше числа введенных ошибок, однако по мере увеличения их числа оба значения сближаются.

По вероятности правильного декодирования код РС(15,7) имеет заметные преимущества перед свёрточным кодом. В рассматриваемой конфигурации обработки при наличии от 1 до 4 ошибок он обеспечивает 100 % прием. Сравнительный анализ статистических характеристик показал, что при одинаковых условиях свёрточный код при наличии одной символьной ошибке обеспечивает правильный прием лишь в 94 % случаев; при наличии двух ошибок – в 43%.

При определении статистических характеристик сквозного тракта гидроакустического приемника использовалось сообщение из 75 символов Голда. Если допустить 2 ошибки при классификации символов, то они будут исправлены, поэтому вероятность ошибочного решения

не должна превышать $P_{\text{class}} \leq 0,0267$, т.е. менее 3%. Такие требования являются достаточно жесткими, особенно в условиях многолучевого распространения сигналов. Сначала определим характеристики системы без перемежения.

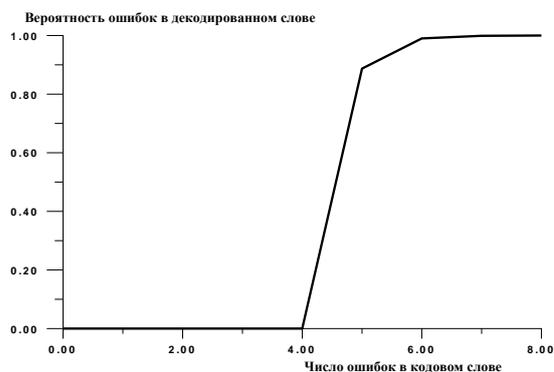


Рис. 5. Вероятность ошибочного декодирования от числа ошибочных символов на входе

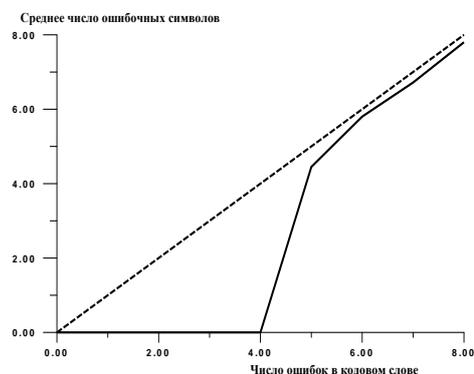


Рис. 6. Зависимость среднего числа ошибок на выходе декодера

На рис. 7 представлено распределение вероятности возникновения битовых ошибок $q(i)$ в сообщении при 16 ошибках в последовательности символов Голда. В поведении графиков проявляются следующие характерные особенности. Вероятности ошибочного приема одинаковы для групп смежных символов по 4 бит. Это объясняется тем, что декодер Рида-Соломона целиком исправляет пакеты ошибок длительностью полубайт.

На рис. 8 приведена зависимость вероятности Q ошибочного приема информационного сигнала, в котором искажены случайным образом $N_{\text{ош}}$ символов Голда. Приведенные данные показывают, что небольшое количество ошибок в символах Голда (включая $N_{\text{ош}} = 2$) может быть исправлено сквозным устройством обработки, однако начиная с $N_{\text{ош}} = 3$ вероятность ошибочного приема начинает резко возрастать.

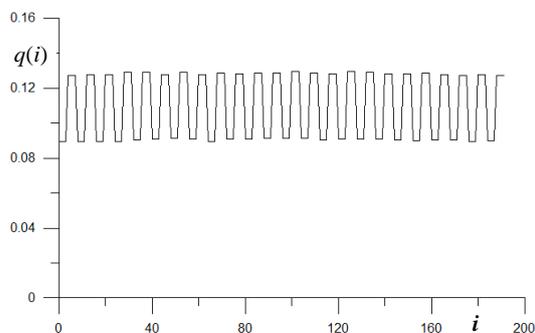


Рис. 7. Распределение вероятности битовой ошибки $q(i)$ при наличии 16 ошибок в символах Голда

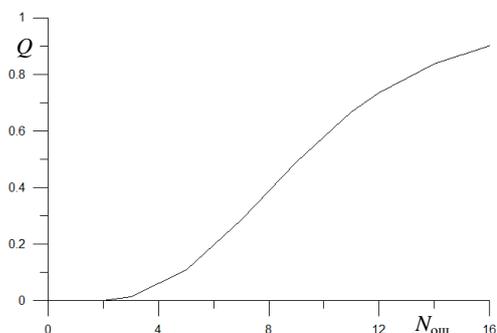


Рис. 8. Зависимость вероятности Q ошибочного приема информационных сигналов от числа ошибочно принятых символов Голда $N_{\text{ош}}$

Рассмотрим теперь влияние деперемежения на статистические характеристики приема. В экспериментах рассматривалось несколько алгоритмов реализации процедуры «перемежение-деперемежение». В простейшем случае в матричном перемежителе осуществлялось простая замена строк на столбцы, то есть проводилось транспонирование матрицы. Этот широко распространенный алгоритм использовался как эталон для сравнения предлагаемых технических решений. На рис. 9 приведена зависимость вероятности Q ошибочного приема информационных сигналов от числа ошибочно принятых символов Голда при простом перемежении транспонированием матрицы. Анализ этих результатов показывает, что до

значения $N_{\text{ош}} = 6$ вероятность ошибочного приема на 5...10 % меньше, чем при отсутствии перемежения. При увеличении числа ошибок в символах Голда вероятность Q ошибочного приема информационных сигналов увеличивается по сравнению со случаем отсутствия перемежения. Однако эти изменения незначительны и составляют 2...3%.

Отсюда можно сделать вывод о неэффективности применяемого простого перемежения, поскольку существенного улучшения качества приема при его использовании не достигается. Использование другого алгоритма перемежения позволяет улучшить характеристики сквозного тракта. В рассматриваемом случае применялось модифицированное матричное перемежение – дополнительная бит-реверсная перестановка столбцов. Статистический эксперимент показал, что такое перемежение приводит к общему снижению вероятности Q ошибочного приема сообщений (рис. 10).

Анализ этих результатов показывает, что при числе ошибочно принятых символов Голда, равном $N_{\text{ош}} = 5$ и вплоть до значения $N_{\text{ош}} = 10$ включительно, вероятность ошибочного приема в 2...2,5 раза меньше. При дальнейшем росте числа ошибок различие в зависимостях начинает уменьшаться. Так при значении $N_{\text{ош}} = 16$ перемежение перестановкой обеспечивает только на 10% меньшую вероятность Q ошибочного приема информационных сигналов по сравнению со случаем использования простого перемежения.

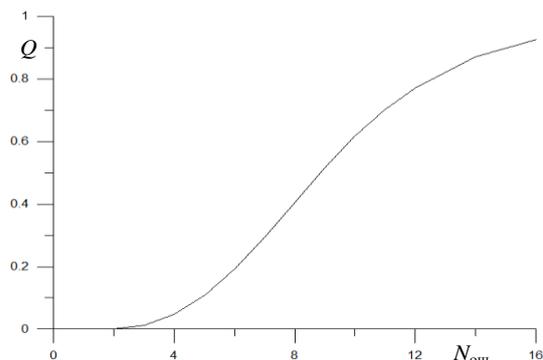


Рис. 9. Зависимость вероятности Q ошибочного приема информационных сигналов от числа ошибочно принятых символов Голда $N_{\text{ош}}$ (простое перемежение)

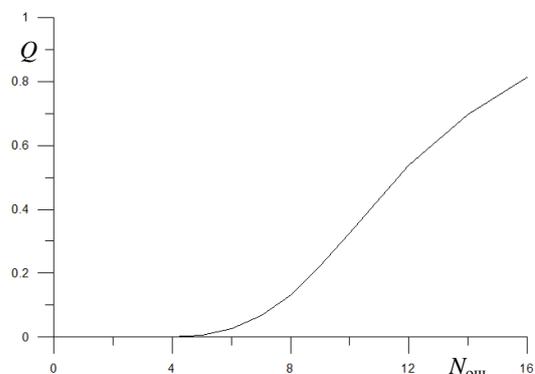


Рис. 10. Зависимость вероятности Q ошибочного приема информационных сигналов от числа ошибочно принятых символов Голда $N_{\text{ош}}$ (перемежение бит-реверсной перестановкой)

В заключение отметим, что рассмотренный кодек РС(15,7) способен исправить до 4-х ошибочно принятых битов, но при появлении серийных ошибок качество исправления ошибок существенно снижается. Простое матричное перемежение перестановкой строк и столбцов позволяет разнести последовательно идущие ошибки по всему сообщению и тем самым несколько снизить число ошибок из-за воздействия замираний канала. Для повышения помехоустойчивости предложена дополнительная бит-реверсная перестановка, которая привела к увеличению максимально допустимых символьных ошибок и улучшению безошибочного приема при многолучевом распространении сигналов. Таким образом, предложенный вариант бит-реверсного перемежения повышает эффективность работы сквозного тракта, заметно улучшает качество приема при сериях ошибок, возникающих в канале связи.

Литература

1. Тарасюк Ю.Ф. Гидроакустическое телеуправление. Л.: Судостроение, 1985. 200 с.
2. Бурдинский И.Н., Матвиенко Ю.В., Миронов А.С., Рылов Р.Н. О применении сложных сигналов в гидроакустических системах навигации и управления подводными роботами // Подводные исследования и робототехника. 2008. № 1(5). С.39-46.
3. Курьянов Б.Ф., Пенкин М.М. Цифровая акустическая связь в мелком море для океанологических применений // Акустический журнал. 2010. Т.56. №2. С.245-255.

4. Золотарев В.В., Овечкин Г.В. Помехоустойчивое кодирование. Методы и алгоритмы: Справочник. М.: Горячая линия – Телеком, 2004. 126 с.
5. Морелос-Сарагоса Р. Искусство помехоустойчивого кодирования. М.: Техносфера, 2005.
6. Быков В.В. Использование символьного перемежения для формирования кодов, исправляющих длинные пакеты ошибок в потоке MPEG-2 // Intermati-2015. Материалы Междунар. научно-техн. конф. Ч.5. МИРЭА, 2015. С.178-181.
7. Раджабов Х.М., Раджабов У.М., Полушин П.А., Никитин О.Р. Декодирование сверточных кодов в условиях перемежения символов // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. 2018. №3. С.46-53.

Орлов А.В., Ракитин А.В., Костров В.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, 23
kostrov.46@mail.ru

Модели помех и шумов в гидроакустических каналах связи

Статистический синтез систем обработки сигналов и их оптимизация осуществляются с учетом характеристик шумов и помех. Особую важность данный вопрос приобретает в гидроакустических системах (ГАС) связи дальнего действия, которые работают в области пороговых значений мощности полезного сигнала, поскольку ключевым фактором, ограничивающим эффективность любой гидроакустической системы, является наличие шумов и помех [1-4]. Они маскируют полезный сигнал, снижая дальность обнаружения, точность измерений и пропускную способность каналов связи [5]. Многообразие помех различной природы делает проблемным измерение гидроакустических параметров среды распространения волн, затрудняет создание условий, адекватных реальной обстановке в океане, особенно в районе шельфа и мелководья [6]. Различные источники естественных и техногенных помех рассматривались в [2, 3, 7-9]. На основе общих характеристик помех [7,8] могут быть разработаны математические модели [9, 10], которые используются для общего тестирования программно-аппаратного гидроакустического комплекса. В случае лабораторных и стендовых испытаний проводится аттестация алгоритмического обеспечения, цель которых зависит от стадии разработки и может сводиться к получению общих или метрологических характеристик алгоритмического и программного обеспечения. Одним из перспективных путей создания математических моделей является использование информационных баз реальных сигналов, полученных с учетом места предполагаемой эксплуатации ГАС. Это позволит, во-первых, учесть при обработке региональные особенности шумов и помех, во-вторых, изучить параметры и характеристики распространения волн; в-третьих, построить высококачественные математические модели, учитывающих различные аспекты нестационарных гидрофизических процессов.

Цель доклада – рассмотреть основные источники помех и их спектральные характеристики, а также выработать рекомендации по совершенствованию алгоритмического обеспечения цифровой обработки сигналов в гидроакустических системах (ГАС) передачи данных и телеуправления.

Типовая технология формирования баз данных заключается в следующем. Оцифрованные записи гидрофонов на различных дистанциях классифицируются по видам возникающих помех. Помехи моря в гидроакустике принято делить на три фундаментальные категории: собственные фоновые шумы, техногенные (антропогенные) помехи и помехи отражения (реверберация).

Фоновые акустические шумы присутствуют в море всегда. Их источники могут быть:

- шумы естественного (природного) происхождения, обусловленные гидродинамическими процессами (шум морского волнения, который зависит от скорости ветра и состояния водной поверхности, турбулентность, течения, дождь, шум ледяных полей и торосов);
- шумы естественного происхождения, обусловленные сейсмической активностью Земли (извержения подводных вулканов, землетрясения, микросейсм);
- шумы естественного происхождения, обусловленные биологической активностью различных организмов (излучение морских организмов; щелчки креветок; "пение" китов, крики дельфинов, стрекотание рыб);

К техногенным (антропогенным) помехам можно отнести:

- шумы судов (гребные винты, механизмы, вибрация корпуса);
- помехи от сооружений (буровые платформы, ветрогенераторы);

- помехи от производства промышленных работ (дноуглубительные, строительные);
- помехи от различных гидроакустических средств, в первую очередь, помехи от сонаров.

Помехи отражения (реверберация) возникают при рассеянии излучаемого сигнала на неоднородностях среды, т.е. многолучевом распространении. В отличие от шума, реверберационные помехи коррелированы с посланным сигналом. К основным видам таких помех относятся:

- поверхностная реверберация, вызванная рассеянием на неровностях границы «вода-воздух» (волны, пузырьки, брызги); особенно сильно такая помеха проявляется в шторм;
- донная реверберация, обусловленная рассеянием на неровностях дна (камни, рифы) и неоднородностях его структуры (песок, ил);
- объемная реверберация, вызванная рассеянием на неоднородностях внутри водной толщи: планктон, мелкая рыба, пузырьки газа, термохалинные неоднородности.

К основным классам помех в данном докладе были отнесены: квазистационарный фоновый шум; импульсные помехи; квазигармонические помехи; шумы испытательного бассейна; помехи, создаваемые устройствами сейсморазведки и пневмопушкой; шумы кораблей. Для каждого класса проведен спектральный анализ на основе дискретного преобразования Фурье и временной анализ.

К основным результатам, полученным в процессе анализа спектральных и пространственно-временных характеристик, можно отнести следующее.

Спектральная плотность квазистационарного фонового шума падает с ростом частоты примерно на 5-6 дБ на октаву в области частот от 10 Гц до 10...50 кГц, после чего начинает расти из-за молекулярного поглощения. Спектры биологических и техногенных шумов имеют выраженные низкочастотные пики в области до 200 Гц.

В спектрах импульсных помех присутствует значительная постоянная составляющая, причем основная часть спектра сосредоточена в области низких частот до 200 Гц. Кроме этого, имеется 2-3 достаточно мощных гармоники с центральными частотами 10...40 Гц, обусловленных колебательными процессами источника помех.

Квазигармонические помехи имеют весьма разнообразную спектральную структуру. В большинстве случаев они представляют набор четных и нечетных гармоник до частот 1...10 кГц, следующих с интервалом от 10 до 10 Гц.

Спектральная плотность шумов испытательного бассейна имеет ярко выраженный резонансный характер в районе 100 Гц и простирается вплоть до 800...900 Гц. Это обусловлено самовозбуждением бассейна как объемного резонатора.

Помехи, создаваемые устройствами сейсморазведки и пневмопушкой, представляют собой последовательность мощных затухающих по экспоненциальному закону импульсов. В спектре таких помех локализируются 3...5 гармоник, однако они имеют размытые экстремумы.

Шумы кораблей содержат как широкополосные шумы, так и мощные дискретные спектральные составляющие, частота которых определяется скоростью вращения винтовой группы, вибрациями корпуса.

Проведенный анализ позволил разработать ряд рекомендаций по снижению уровня помех в приемнике и повышению помехоустойчивости телеметрических систем дальнего действия. Поскольку в таких системах затруднено создание гидроакустических решеток [1], то основное внимание уделяется оптимизации формирования, приема и обработки сигналов.

Использование при передаче широкополосных (сложных) сигналов с технологией расширения спектра за счет внутримпульсной модуляции (сигналы с линейной частотной модуляцией, фазоманипулированные сигналы) позволяет повысить энергию импульса без увеличения пиковой мощности, улучшение пространственное разрешения, что помогает бороться с реверберацией. Соответственно, при приеме используется согласованная фильтрация, которая максимизирует отношение сигнал-шум.

Для шумоподавления целесообразно использовать адаптивную фильтрацию и компенсацию оценки шума из общего сигнала. Такая операция реализуется в системах с постоянным уровнем ложных тревог (в ПУЛТ процессоре) и эффективна против стационарных или квазистационарных шумов [11].

Для подавления помех в частотной области (узкополосных помех, техногенных тональных шумов) предложено использовать режекцию низкочастотных сигналов. Для этой цели

разработаны линейные фильтры с конечной импульсной характеристикой 600...1300-го порядка, которые осуществляют глубокое подавление (на 65 дБ) спектральных составляющих до 100...200 Гц. Такие фильтры имеют линейную фазово-частотную характеристику и, следовательно, не искажают сложные широкополосные сигналы. Кроме линейных фильтров также хорошую эффективность борьбы с импульсными помехами показали нелинейные фильтры на основе медианного оценивания.

В заключение заметим, что шумы и помехи являются фундаментальным ограничивающим фактором для всех гидроакустических систем. Их природа многообразна: от глобальных океанологических и геологических процессов до локальной техногенной деятельности. Современная гидроакустика борется с ними, используя комплексный подход, сочетающий:

1. глубокое понимание физики генерации и распространения помех;
2. совершенствование аппаратуры (излучатели, низкошумящая электроника);
3. применение современных алгоритмов цифровой обработки сигналов (пространственно-временная и адаптивная фильтрация);
4. оптимизацию тактики применения гидроакустических средств.

Дальнейшее развитие ГАС связано с повышением интеллектуальности систем обработки (искусственный интеллект для классификации помех), созданием распределенных сетей буев и автономных аппаратов для пространственного разнесения, а также с углубленным моделированием акустических полей для прогнозирования условий работы.

Литература

1. Тарасюк Ю.Ф. Гидроакустическое телеуправление. Л.: Судостроение, 1985.
2. Бреховских Л.М., Лысанов Ю.П. Теоретические основы гидроакустики. СПб.: Наука, 2007.
3. Урик Р.Дж. Основы гидроакустики. Пер. с англ. Л.: Судостроение, 1978.
4. Бердаев К.В., Чурилов В.М. Статистическая теория гидроакустического наблюдения. Л.: Судостроение, 1983.
5. Малиновский В.В. Помехоустойчивость гидроакустических систем // Акустический журнал. 2004. Т. 50, № 4. С. 1-15.
6. Курьянов Б.Ф., Пенкин М.М. Цифровая акустическая связь в мелком море для океанологических применений // Акустический журнал. 2010. Т.56. №2. С.245-255.
7. Гордиенко В.А. Гидроакустические помехи и их статистические характеристики. М.: Изд-во МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2006.
8. Burdic W.S. Underwater Acoustic System Analysis. Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1991.
9. Etter P.C. Underwater Acoustic Modeling and Simulation. Boca Raton: CRC Press, 2018.
10. Ainslie M.A. Principles of Sonar Performance Modeling. Berlin: Springer, 2010.
11. Прохоров Л.Г., Прохоров В.Г. Методы и алгоритмы обработки сигналов в гидроакустических системах. СПб.: Наука, 2012.

Писный А.С., 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, 23
art.pisny2020@gmail.com*

Экспериментальные исследования внешней калибровки СВЧ-радиометрической системы с интегрированным генератором шума

В работе исследовался метод калибровки СВЧ радиометрической системы по схеме Y-фактора, при котором твердотельный генератор шума (ГШ) интегрируется в основание зеркальной антенны и через широкополосный рупор создает тестовый шумовой сигнал в направлении многочастотного многомодового разделителя, связанного с приёмными каналами [1-5]. Цель работы - проведение экспериментального и численного исследования характеристик калибровочного узла для двух частотных каналов (4 ГГц, 10 ГГц) и анализ условий разделения мод в облучателе, эффективности связи и практической реализуемости калибровки с использованием модели генератора шума ГШМ2-18В-01.

Калибровка СВЧ радиометрической системы выполняется для определения коэффициентов линейной характеристики взаимосвязи выходного сигнала радиометра и измеряемой радиояркостной температуры при подключении к системе нагрузок с известной «холодной» ($T_{\text{хол}}$, ~300 К) и «горячей» ($T_{\text{гор}}$) шумовой температурой. В качестве «горячей» нагрузки использовался ГШ, эквивалентная шумовая температура которого составляет тысячи кельвин (для ГШМ2-18В-01 $T_{\text{гор}} \sim 10108$ К на 4 ГГц).

Для анализа характеристик системы калибровки составлена и исследована ее модель в среде CST Studio Suite 2024. Модель включала: широкополосный рупор и модовый разделитель с двумя ортогонально расположенными прямоугольными выходами для приёма ортогональных поляризаций основной моды и дополнительным выходом для формирования сигнала компенсации. Нумерация выходных портов для первого канала с центральной частотой 4 ГГц - 2, 3, 4, соответственно, для второго канала с центральной частотой 10 ГГц порты 5, 6 и 7.

В ходе моделирования были получены частотные зависимости S – параметров – коэффициентов передачи для всех портов. Результаты моделирования позволили оценить потери тестового шумового сигнала в системе и условия развязки основных и дополнительных сигналов.

В экспериментальной части работы были получены результаты измерений напряжения шумового сигнала на выходах СВЧ радиометрической системы при включении ГШ. На рис.1 приведены осциллограммы выходных напряжений для портов двух каналов (4 ГГц и 10 ГГц).

Анализ показал хорошее согласование экспериментальных результатов и данных численного моделирования. В первом частотном канале получено эффективное поляризационное разделение входных сигналов на двух линейных поляризациях. Так отношение величины выходных сигналов портов 2 и 3 составило 3.6 дБ, что согласуется с данными моделирования 4 дБ. Более низкий прирост выходного сигнала порта 4 при использовании пирамидального рупора соответствует данным моделирования ($S_{41} < -23$ дБ).

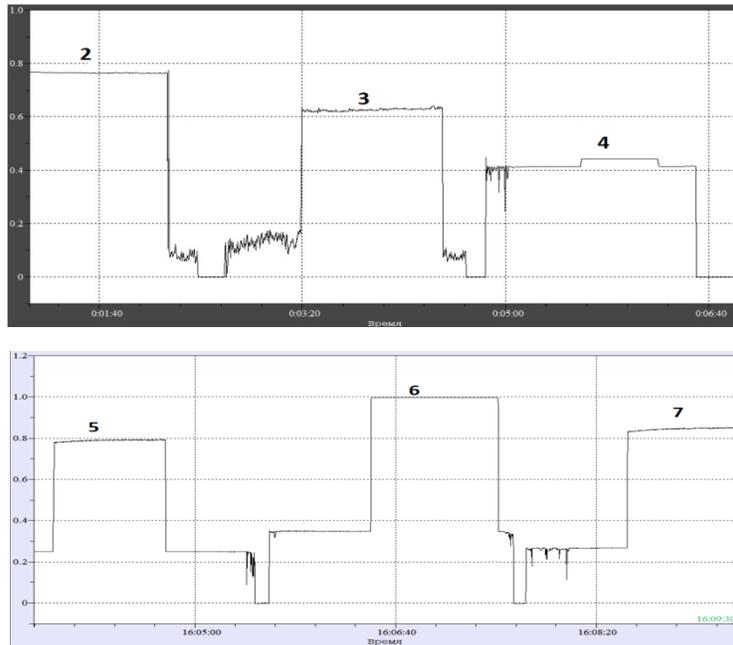


Рисунок1 – Выходные сигналы СВЧ радиометрической системы при выполнении калибровки по внешнему генератору шума
Нумерация портов: 2 и 5- основные каналы горизонтальная поляризация; 3 и 6 – основные каналы вертикальная поляризация; 4 и 7- дополнительные каналы

В результате измерений получены приросты выходного сигнала системы 0.45-0.68 В при включении ГШ и ~0.1-0.17 В при его отключении, что позволяет с хорошей точностью определить параметры калибровочной характеристики системы.

Таким образом, экспериментальные исследования метода внешней калибровки СВЧ радиометрической системы по интегрированному генератору шума показали возможность его реализации для многочастотного и многомодового приема радишумового излучения при соответствующем выборе типа ГШ и вида рупора системы калибровки

Литература

1. E.V.Fedoseeva, I.N.Rostokin, G.G.Shchukin Calibration of a three-band microwave system with background noise compensation. Measurement Techniques - V.63 (4).2020.-P.301-307. DOI: 10.1007/s11018-020-01787-z

2. I.N.Rostokin, E.V.Fedoseeva, E.A.Rostokina, G.G.Shchukin Use of solar radiothermal radiation as an external reference source to calibrate a multi-frequency microwave radiometric system with background noise compensation. Journal of Physics: Conference Series 2020 Russian open scientific conference "Modern problems of remote sensing, radar, wave propagation and diffraction" (MPRSRWPD) 2020 23-25 June 2020, Murom. Russian Federation. DOI:10.1088/1742-6596/1632/1/012025.

3. Илья Ростокин, Елена Федосеева, Елена Ростокина, Джордж Шчукин Multifrequency Microwave Radiometric Method of Detection and Control of Dangerous Atmospheric Weather Events, Resistant to Changing Measurement Conditions - 2019 Russian Conference on Radio Wave Propagation (RWP) Kazan, Russian 1-6 July 2019, IEEE Catalog, Page(s): 384-387. DOI: 10.1109/RWP.2019.8810166.

4. Федосеева, Е.В. /Е.В.Федосеева, Г.Г. Щукин, И.А. Кольцов Влияние направленных свойств антенны СВЧ радиометрической системы на точность калибровки по излучению атмосферы// Радиотехнические и телекоммуникационные системы. – 2020. - №3(19) – с.65 – 70.

5. Ростокин, И.Н. Вопросы построения многочастотной СВЧ радиометрической системы дистанционного зондирования облачной атмосферы с компенсацией фонового излучения / И.Н.

Ростокин, Е.В. Федосеева // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. – 2015. - №1(17)
– с.5 – 12.

Ракитин А.В., к.т.н.

Акционерное общество «Научно-исследовательский институт «Субмикрон»
г. Москва, г. Зеленоград, Георгиевский проспект, д.5, стр.2
avr@se.zgrad.ru

Выбор материала защитного окна для систем наблюдения дальнего ИК-диапазона

Выбор материала и конструкции оптического защитного окна оптико-электронных систем наблюдения является сложной инженерной задачей, решение которой во многом зависит от рабочей длины волны и условий эксплуатации. В общем случае к используемым материалам для реализации окна можно сформулировать следующие требования: высокое пропускание излучения в целевом диапазоне длин волн; прочность и стойкость к аэродинамическим нагрузкам, перепадам давления и температур; стойкость к абразивному износу, что критично на высоких скоростях носителя, движущегося в приземных слоях атмосферы; термостойкость при воздействии кинетического нагрева при полете на высоких скоростях; стабильность оптических свойств при изменении температуры и давления.

Среди основных материалов, работающих в дальнем ИК-диапазоне, можно выделить германий (Ge), сульфид (ZnS) и селенид цинка (ZnSe). Имеющие широкую полосу пропускания хлориды натрия (NaCl) и калия (KCl) обладают очень слабой физико-химической стойкостью и растворимы в воде, а арсенид галлия (GaAs) или CVD-алмаз сложны в обработке и крайне дороги, поэтому их применение существенно ограничено.

Германий является классическим и очень широко используемым материалом в инфракрасной оптике, обладающим рядом уникальных свойств, главное из которых – широкая и равномерная полоса пропускания в ИК-диапазоне [1]. Вместе с тем германий имеет высокий стабильный коэффициент преломления ~ 4.0 в диапазоне 8-12 мкм, что с одной стороны позволяет создавать изделия с малыми кривизнами и малыми толщинами для обеспечения эффективного пропускания, а с другой вызывает очень высокое отражение от поверхности (потери на отражение $\sim 36\%$ на одну поверхность). Это требует обязательного нанесения просветляющих покрытий при практическом использовании. Главным недостатком германия является его температурная зависимость. С ростом температуры его запрещенная зона сужается, и он начинает поглощать ИК-излучение вследствие увеличивающегося количества термически генерированных дырок. Германий становится практически непрозрачным при температурах выше $\sim 70-100$ °С. Это серьезно ограничивает его применение в высокоскоростных системах с кинетическим нагревом без активного охлаждения.

Характеристики сульфида цинка несколько варьируются от способа изготовления: химическое осаждение из паровой фазы (стандартный CVD ZnS), дополнительная обработка стандартного CVD ZnS горячим изостатическим прессованием (многоспектральный MS ZnS), технология порошковой металлургии (спеченный ZnS) [2]. Коэффициент пропускания в длинноволновой части ИК-спектра достаточно высокий, достигает 70-72% для материала без просветляющего покрытия. Коэффициент преломления ~ 2.2 , потери за счет отражения от 2-х поверхностей составляют 24.7%. Твердость ($\sim 3.5 - 4.0$ по Моосу) обеспечивает хорошую стойкость к абразивному износу и устойчивость к царапинам. Материал обладает высокими термостойкостью и температурой плавления 1830 °С. Из минусов можно выделить среднее пропускание, а также высокую стоимость и низкую доступность материала.

Селенид цинка имеет одну из самых широких полос пропускания среди всех ИК-материалов от 0.6 до 18 мкм при высоком и равномерном пропускании ($\sim 70\%$ для не просветленного образца толщиной 1 мм) во всем диапазоне [3]. Материал обладает высокой однородностью показателя преломления ~ 2.4 в диапазоне 8-12 мкм и минимальными внутренними дефектами, что позволяет использовать его в высококачественной оптике. Потери на отражение от одной поверхности значительно ниже ($\sim 17\%$), чем у германия, что упрощает задачу просветления. Материал не теряет прозрачности при более высоких температурах, чем германий, вплоть до значений $\sim 500-600$ °С, но его низкие теплопроводность и прочность ограничивают применение. Главным недостатком

селенида цинка является его низкая твердость (~1.5 по Моосу). Он очень мягкий, его легко поцарапать даже пылью или тканью, что делает его практически непригодным для изготовления изделий без сверхпрочных защитных покрытий. Материал также хрупок и чувствителен к механическим ударам. Вместе с тем, селенид цинка имеет относительно низкую стоимость и широко доступен при полностью отечественном производственном цикле. Именно эти обстоятельства, наряду с хорошими оптическими свойствами, определили выбор этого материала для проведения дальнейших практических исследований.

С целью подтверждения спектральных характеристик селенида цинка были проведены измерения спектральных характеристик ряда образцов, с просветляющим слоем и без него, полученных от отечественного производителя полного цикла ООО «НПП «Александр». Графики спектральных характеристик свидетелей приведены на рисунке 1. Полученные результаты подтверждают справедливость приведенных выше справочных данных по спектральным свойствам селенида цинка для предоставленных образцов и свидетельствуют о том, что просветляющее покрытие увеличивает значение коэффициента направленного пропускания вплоть до значений 0,98 в целевом спектральном диапазоне, что необходимо учитывать при дальнейших расчетах.

Вместе с тем, в ряде источников, например [4], утверждается, что параметр «Температура размягчения» для CVD ZnSe имеет значение порядка 150 °C (423 K). Температура размягчения отличается от параметра «Температура плавления» в том, что означает температуру, при которой материал начинает терять свою механическую твердость и жесткость, что может приводить к серьезным последствиям: пластической деформации и ухудшению оптических свойств за счет микродеформаций и возникновения внутренних напряжений. Для материала с покрытием также возможно возникновение интенсивных диффузионных процессов на границе материалов, приводящих к деградации оптических свойств.

Для подтверждения или исключения данного фактора из дальнейшего рассмотрения был проведен натурный эксперимент, заключающийся в следующем:

1. На каждый из трех свидетелей ZnSe было нанесено свое просветляющее (на диапазон 8...12 мкм) и защитное покрытие, состоящее из различной толщины и комбинации слоев ZnS, Y₂O₃, YF₃.
2. На ИК фурье-спектрометре ФТ-801 Симекс проведено измерение коэффициента пропускания каждого свидетеля при комнатной температуре в диапазоне длин волн от 2.5 до 19 мкм.
3. Для организации режима термоудара каждый из образцов был одновременно помещен в предварительно разогретую до температуры 500 °C печь, где находился в течение 10 минут.
4. После остывания образцов естественным образом до комнатной температуры было проведено повторное измерение коэффициента пропускания каждого образца, проведена оценка его внешнего вида на предмет появления трещин, неоднородностей, отслоения покрытия и иных отклонений от первоначального состояния.

Сводный график, отражающий результаты проведенного эксперимента по измерению коэффициента пропускания свидетелей до и после термоудара, приведен на рисунке 2.

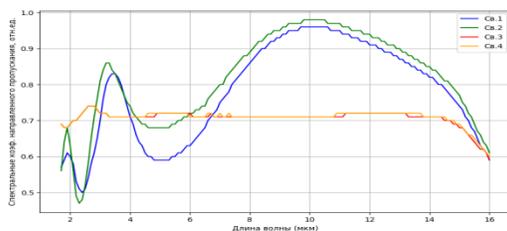


Рис. 1 – Графики спектральных характеристик свидетелей ZnSe

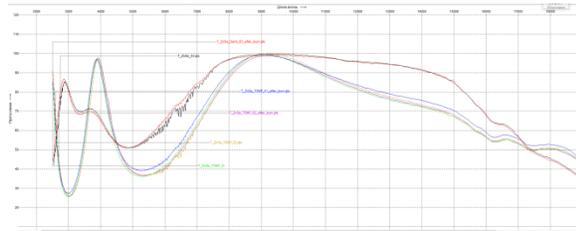


Рис. 2 – Нормированный коэффициент пропускания ZnSe с покрытием в зависимости от длины волны до и после термоудара

Из анализа полученных данных видно, что коэффициент пропускания образцов до и после термоудара практически не изменился и находится в пределах погрешности измерения. Анализ внешнего вида также не выявил каких-либо видимых изменений образцов, из чего можно сделать вывод о том, что в использованных образцах ZnSe с просветляющим и защитным покрытием вышеописанные негативные процессы, связанные с размягчением материала, отсутствуют или их проявление крайне незначительно.

Литература

1. https://www.tydexoptics.com/ru/materials/for_transmission_optics/germanium/
2. https://www.tydexoptics.com/ru/materials/for_transmission_optics/cvd_zns/
3. https://www.tydexoptics.com/ru/materials/for_transmission_optics/cvd_znse/
4. Handbook of Optics, Volume IV: Optical Properties of Materials, Nonlinear Optics, Quantum Optics (3rd Edition). McGraw-Hill Professional, 2009.

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, 23
radon81@mail.ru

Изучение параметров АЦП и ЦАП с помощью современных метрологических комплексов

Одним из перспективных направлений в метрологии является применение комплексных контрольно-измерительных приборов, построенных по модульному принципу на базе универсальных шасси под управлением управляющей программы [1]. Для изучения работы ЦАП и АЦП предлагается использовать метрологический стенд компании National Instruments на шасси NIPXIe-1085, содержащий встраиваемые контрольно-измерительные приборы. Измеряемые сигналы и величины могут отображаться с помощью виртуальных приборов. Программирование контрольно-измерительного стенда осуществляется в программе Labview, которая позволяет визуализировать выполнение программы в виде стендовой модели, что помогает отображать процессы проходящие в АЦП и ЦАП с большей наглядностью. В работе в качестве измерительных приборов используются: генератор NIPXIe-5442; электронный осциллограф NIPXI-5105, управление системой осуществляется при помощи встроенного персонального компьютера с операционной системой Windows, отображение результатов осуществляется на внешнем мониторе.

На рис.1 представлена структурная схема лабораторной установки при различных режимах работы

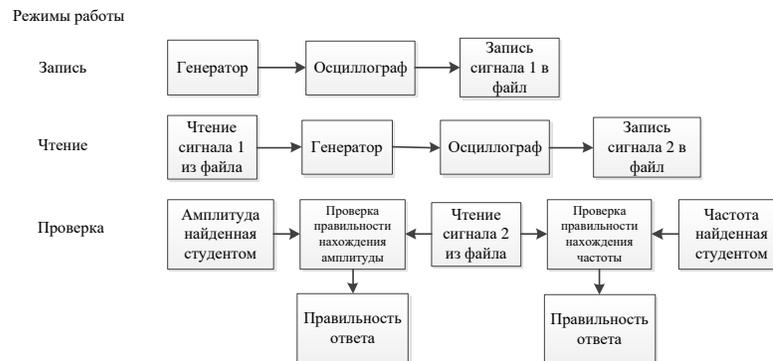


Рис.1 – Структурная схема лабораторной установки при различных режимах работы

Так как в генераторе сигналов имеется только один разъем для выходного сигнала, то использовалось несколько режимов работы лабораторной установки.

В режиме работы «Запись» установка генерирует и записывает с помощью осциллографа заданный сигнал 1 в файл.

В режиме работы «Чтение» записанный сигнал 1 воспроизводится из файла с помощью генератора и с помощью осциллографа воспроизведенный сигнал 2 записывается в файл. Сигнал 2 записывается файл, так как при повторном запуске сигнал может не значительно изменяться и чтобы это не сказывалось на проверке, производится повторная запись сигнала 2 в файл для дальнейших расчетов и проверки.

В режиме работы «Проверка» записанный сигнал 2 используется для расчетов амплитуды на выходе АЦП и частоты, для дальнейшей проверки расчетов студентов. Частота находится с помощью специального виртуального прибора. Амплитуда на выходе АЦП рассчитывается по следующей формуле:

$$U = \frac{(A_{max} - A_{min})}{2 * M} * V_{eff} * 1000;$$

где A_{max} - максимальная амплитуда сигнала;

A_{min} - минимальная амплитуда сигнала;

$V_{eff} = 2$ – эффективное (максимальное) напряжение, которое можно подавать на вход АЦП;

$M = 2^{n-1}$ – где n разрядность АЦП (для данного модуля осциллографа 12).

Внешний вид лабораторной установки и одного из тестовых сигналов представлен на рисунке 2.

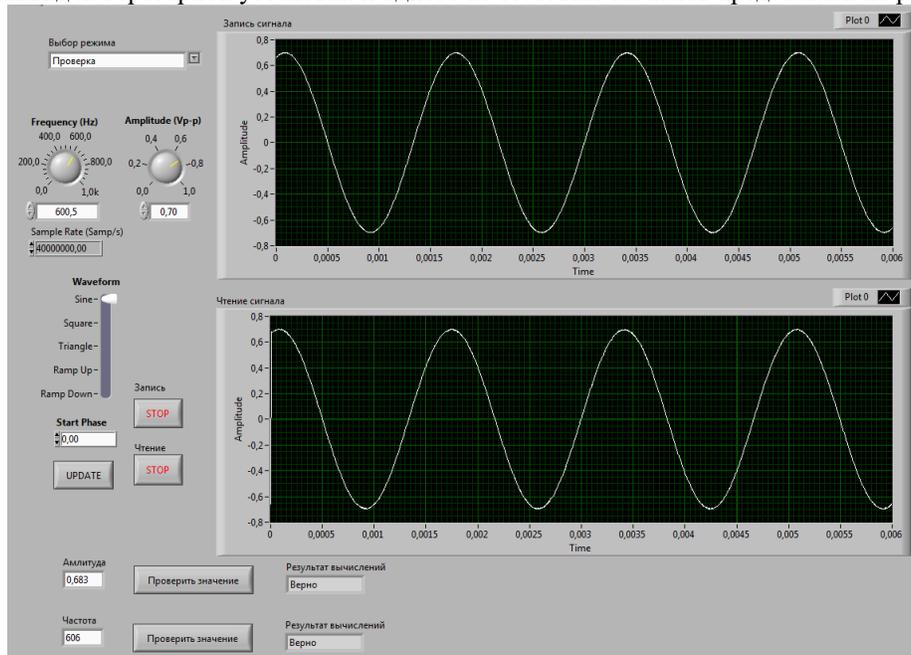


Рис.2 - Внешний вид лабораторной установки в программе Labview и одного из тестовых сигналов

Цель эксперимента: Исследование и анализ параметров (ЦАП) и (АЦП) путем:

1. оценки точности и погрешности преобразования сигналов, включая влияние квантование и систематических ошибок;
2. исследования линейности преобразования и ее влияния на качество выходного сигнала.

Литература

1. Макаров А.В.; Романов Д.Н.; Жиганов С.Н. Комбинированные лабораторные работы в курсе «Метрология и радиоизмерения» студентов радиотехнического профиля. Радиотехнические и телекоммуникационные системы, [S.l.], п. 3, р. 75-83, окт. 2023

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, 23
rostockin.ilya@yandex.ru

Исследование основных параметров приемной станции многопозиционной системы наблюдения воздушных судов

В настоящее время перспективным направлением определения местоположения воздушных судов (ВС) и беспилотных летательных аппаратов (БПЛА) является применение многопозиционных систем наблюдения (МПСН). Определение местоположения основано на оценки разности времён прихода сигналов на разнесенных в пространстве позициях приемных станций. Для функционирования многопозиционных систем наблюдения большое значение имеет синхронизация времени приемных станций. В реальных условиях применения синхронизация эталонов времени и частоты осуществляется с помощью сигналов, прием которых выполняется совместно с шумами и помехами. Поэтому требуется разработка помехоустойчивых алгоритмов оценки параметров опорных генераторов и их синхронизация.

В работе представлен синтезированный алгоритм оптимальной фильтрации параметров опорного генератора приемной станции многопозиционной системы наблюдения. Результаты исследований характеристик синтезированного алгоритма, полученные методами имитационного статистического моделирования продемонстрировали высокую точность оценивания переменных вектора состояния, а также хорошую сходимость оценок фильтрации, что свидетельствует о высокой эффективности разработанного алгоритма [1].

Многопозиционная система наблюдения является перспективным направлением развития систем вторичной радиолокации. Применение таких систем позволяет определять местоположение воздушных судов и беспилотных летательных аппаратов.

Для многопозиционных систем наблюдения важнейшее значение имеет синхронизация времени эталонов времени и частоты наземных приемных станций. Ввиду того, что синхронизация осуществляется сигналами, принимаемыми на фоне шумов и помех, требуется разработка помехоустойчивых алгоритмов.

В работе предложен алгоритм оптимальной фильтрации параметров эталона времени и частоты приемной станции многопозиционной системы наблюдения синтезированный на основе методов теории оптимального оценивания.

Представленные результаты исследования точностных характеристик синтезированного алгоритма, полученные методами имитационного статистического моделирования продемонстрировали высокую точность оценивания параметров эталона времени и частоты, а также хорошую сходимость оценок, что свидетельствует о высокой эффективности разработанного алгоритма.

Литература

1. *Ростокин И.Н.* Алгоритм оптимальной фильтрации параметров эталона времени и частоты приемной станции многопозиционной системы наблюдения // Радиотехнические и телекоммуникационные системы, 2025, №4 С. 26 - 33. ISSN 2221-2574 DOI 10.24412/2221-2574-2025-4-26-33.

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, 23
arostokina@yandex.ru

Исследование электромагнитной совместимости авиационных радиоэлектронных систем

Технология организации воздушного движения требует использования совокупности радиотехнических систем, решающих задачи наблюдения, навигации и связи применительно к воздушным судам, выполняющим коммерческие полеты. Для реализации этих процессов используются системы, работающие в широком диапазоне частот, в зависимости от своего назначения, при этом важной задачей является обеспечение их независимой работы, а именно отсутствие взаимного мешающего воздействия.

В работе приведены примеры взаимного влияния радиолокационной системы на навигационную систему ГЛОНАСС и влияние мобильной системы передачи данных четвертого поколения на качество функционирования самолётного ответчика системы вторичной радиолокации. Поэтому, на современном этапе особую актуальность приобретают средства оперативного мониторинга, позволяющие исключить обнаруженные явления [1].

Разработан уникальный специализированный программно-аппаратный комплекс для исследования электромагнитной обстановки, который может использоваться в качестве мобильного средства мониторинга.

Для обеспечения работоспособности авиационных радиоэлектронных систем (АРЭС), решающих задачи обеспечения безопасности, регулярности и эффективности полетов, используется комплекс оборудования, включающий наземный и бортовой сегмент. Особенностью функционирования АРЭС является использование разных выделенных частотных диапазонов для оборудования, решающего разные задачи (наблюдения, навигации и связи). Согласно концепции развития аэронавигационного обеспечения, представленной международной авиационной организацией (ИКАО) CNS/ATM (Communication, Navigation, Surveillance/Air Traffic Management), приоритетной задачей является разработка новых принципов управления воздушным движением (УВД), организации воздушного пространства с наиболее полным учетом навигационного обеспечения воздушных судов, а также наземных систем обеспечения самолетовождения.

В работе представлены результаты экспериментальных исследований электромагнитной совместимости авиационных радиоэлектронных систем, на основании которых определено, что трассовый радиолокационный комплекс «Утес-Т» является источником помех приёмникам спутниковой навигации, ввиду того, то они работают в одном частотном диапазоне, хотя расположены на достаточно большом удалении. В результате проведения исследований выявлено, как сигналы аппаратуры сотовой связи влияют на процессы функционирования АРЭС.

Литература

1. Ростокина Е.А., Межетов М.А., Ерохин В.В., Шалаев А.А. Экспериментальное исследование электромагнитной совместимости авиационных радиоэлектронных систем с помощью специализированного программно-аппаратного комплекса на основе SDR-технологии // Вестник Поволжского государственного технологического университета. Серия «Радиотехнические и инфокоммуникационные системы» 2025, № 3(67), С. 6 - 22. ISSN 2306-2819.

Семина Р.В., Романов Р.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, 23
romanov.roman.5@yandex.ru*

Онлайн мониторинг показателей качества воды и санитарно-технического состояния в системах горячего и холодного водоснабжения с использованием приборов фирмы «ОВЕН»

Городские системы водоснабжения - ключевой элемент инфраструктуры, напрямую влияющий на здоровье и качество жизни людей. Однако многие системы были проложены десятилетия назад и сильно изношены [1]. Рост городов и добавление новых труб различных типов лишь усложняют их обслуживание и мониторинг [2]. Вследствие коррозии и старения происходят постоянные утечки, приводящие к потере до 65% воды и снижению её качества [3]. Основными причинами являются естественный износ, некачественные материалы, перепады температур и давления, а также геологические и сейсмические процессы [4]. Для решения этих проблем необходимы современные информационные системы, основанные на сборе данных о расходе и давлении в режиме реального времени.

Целью данной работы является применение новых подходов для получения оперативных данных о состоянии труб в системе горячего и холодного водоснабжения с применением отечественного программного и аппаратного обеспечения. Были определены основные применяемые методы и инструменты интеграции данных контроля в системы мониторинга систем горячего и холодного водоснабжения. Анализ состояния труб в системах горячего и холодного водоснабжения осуществляется в автоматизированном режиме. Для автоматизированного сбора данных применяется оборудование компании «ОВЕН». Данные передаются по каналам мобильной связи 4G. Доступ к данным о состоянии труб и качестве воды производится через облачный сервис. В представленной работе была разработана структурная схема автоматизированного сбора данных о качестве воды и санитарно-техническом состоянии систем горячего и холодного водоснабжения, представлен макет системы.

В работе используется инновационный подход, основанный на сети датчиков, которые непрерывно в режиме реального времени измеряют ключевые параметры: электропроводность, уровень кислотности (рН), гидродинамические показатели и температуру. Критическое изменение показателей (например, пиковые значения давления или электропроводности) позволяет локализовать участки ухудшения санитарно-технического состояния труб [5]. Электропроводность воды, зависящая от её температуры, жёсткости и общей минерализации (обусловленной содержанием ионов натрия, кальция, хлора и др.), является важным диагностическим признаком. Поскольку изменения в техническом состоянии трубопроводов напрямую влияют на химические и биологические показатели воды, мониторинг последних позволяет косвенно оценить состояние самой инфраструктуры.

На основе анализа временных трендов этих показателей с применением алгоритмов пространственно-временной обработки и регрессионного моделирования возможен не только оперативный контроль, но и прогноз будущего ухудшения технического состояния систем горячего и холодного водоснабжения с точной локализацией проблемных зон.

Исследование выполнено за счет гранта Российского научного фонда № 25-21-20069, <https://rscf.ru/project/25-21-20069/>

Литература

1. Павлов Ю.Н., Кузьминский Р.А. Исследование вопросов мониторинга систем водоснабжения. проблемы и пути их решения. Наука и техника транспорта, 2016, №4, с.48-53

2. Cen H., Huang D., Liu Q., Zong Z., Tang A. Application Research on Risk Assessment of Municipal Pipeline Network Based on Forest Machine Learning Algorithm. *Water*, 2023, 15(10):1964. <https://doi.org/10.3390/w15101964>
3. Проект схемы водоснабжения и водоотведения округа Муром до 2030 года. 2020.– 130 с.;
4. Рютина Е.А., Пельменёва Н.Д. Эксплуатация системы водоснабжения в зарубежных странах. *Молодежный вестник ИрГТУ*. 2019. Т. 9. № 1. С. 39-42.;
5. Romanov R.V., Kochetkova S.S. Information model of the centralized water supply monitoring system using GIS. *Proceedings of SPIE - The International Society for Optical Engineering* [this link is disabled](#), 2023, 12564, 125640M.

Тараскин Д.А., 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, 23
taraskin0320@icloud.com

Методы и алгоритмы обработки радиолокационных изображений

Радиолокационные изображения (РЛИ) представляют собой результат регистрации интенсивности отраженной электромагнитной энергии радиодиапазона. Уникальность РЛИ заключается в возможности получения детальной информации о местности и объектах в любых метеоусловиях и в любое время суток [1]. Исторически развитие этой области начиналось с обработки отдельно взятых статических кадров, тогда как современные подходы базируются на пространственно-временном анализе видеопоследовательностей в реальном масштабе времени. Такой переход обусловлен необходимостью обнаружения малоразмерных и малоконтрастных целей на сложном, динамически меняющемся фоне [2].

В настоящее время средства автоматизации получили широкое распространение в задачах автономной навигации, космического мониторинга Земли, робототехники и управления транспортными средствами. Применение систем автоматического обнаружения и сопровождения позволяет минимизировать влияние человеческого фактора и обеспечить высокую точность измерения координат объектов в условиях интенсивных помех. Иерархическая структура обработки информации в таких системах включает этапы восстановления, сегментации, оценки параметров и интеллектуального распознавания образов [2].

Математический аппарат обработки РЛИ включает в себя разнообразные методы:

- *преобразование Фурье*: используется для анализа изображений в частотной области, реализации цифровой фильтрации и нахождения вектора сдвига между кадрами методом фазовой корреляции;

- *преобразование Меллина*: в сочетании с аппаратом Фурье (алгоритмы типа Fourier-Mellin) позволяет обеспечить инвариантность к изменению масштаба и поворота объекта, что критично при изменении дистанции и ракурса наблюдения [1];

- *пространственные и морфологические методы*: нелинейная медианная фильтрация эффективно подавляет импульсные шумы, а морфологические операции (дилатация, эрозия, открытие и закрытие) используются для коррекции формы объектов на бинарных картах [4];

- *статистические и детерминистские методы распознавания*: наряду с байесовской сегментацией для оптимального разделения объекта и фона, применяются геометрические классификаторы. К ним относятся методы, основанные на функциях расстояния (k-NN) и решающих функциях, которые позволяют строить гиперплоскости, разделяющие различные классы объектов (например, «цель» и «фон») в многомерном пространстве признаков [4].

Современный этап развития алгоритмов связан с переходом к нейросетевым методам обработки, которые обладают естественным параллелизмом и способны решать трудно формализуемые задачи распознавания [2]. Нейронные сети позволяют строить сложные нелинейные решающие поверхности в пространстве признаков, адаптируясь к конкретным помеховым ситуациям через процесс обучения. Использование многослойных и континуальных нейронных структур обеспечивает высокую помехоустойчивость и надежность классификации целей по их радиолокационным сигнатурам [3].

Актуальным направлением является синергия классических и нейросетевых методов. Например, предварительная обработка с помощью Фурье-фильтрации или морфологических операций с последующей классификацией с помощью компактной нейросети позволяет создавать высокоэффективные и менее ресурсоемкие системы.

В докладе рассматриваются основные методы и алгоритмы обработки радиолокационных изображений, описываются их особенности и области применения, приводятся примеры реализации некоторых алгоритмов в среде Matlab.

Литература

1. Гонсалес, Р. Цифровая обработка изображений / Р. Гонсалес, Р. Вудс; перевод с английского под редакцией П. А. Чочиа. – М: Техносфера, 2005. – 1072 с.
2. Алпатов, Б. А. Методы автоматического обнаружения и сопровождения объектов. Обработка изображений и управление / Б. А. Алпатов, П. В. Бабаян, О. Е. Балашов, А. И. Степашкин. – М: Радиотехника, 2008. – 176 с.
3. Татузов А. Л. Нейронные сети в задачах радиолокации. Кн. 28. – М: Радиотехника, 2009. – 432 с., ил.
4. Ту, Дж. Принципы распознавания образов / Дж. Ту, Р. Гонсалес; пер. с англ. И. Б. Гуревича; под редакцией Ю. И. Журавлева. – М: Мир, 1978. – 411 с.

Трифонов Д.Ю., 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

Функционирование целевой нагрузки беспилотного летательного аппарата при воздействии мощного лазерного излучения

Вооруженные конфликты последнего времени выявили тенденции увеличения роли беспилотных летательных аппаратов (БПЛА) в обеспечении разведывательной информацией, выдачи целеуказаний средствам поражения, ведении радиоэлектронной борьбы (РЭБ). Одновременно с этим возрастает противодействие БПЛА как традиционными средствами ПВО и РЭБ, так и перспективными средствами функционального поражения (ФП) мощным электромагнитным импульсом и лазерным излучением [1].

Проанализируем функционирование целевой нагрузки (ЦН) радио- и радиотехнической разведки (РРТР) при воздействии мощного лазерного излучения (МЛИ). В качестве задачи, выполняемой ЦН РРТР, будем считать обнаружение источника радиоизлучения (ИРИ) при фиксированной вероятности ложной тревоги $P_{лт} = 10^{-3}$. Считаем, что приемник ЦН РРТР выполняет обнаружение сигнала со случайной амплитудой и начальной фазой по критерию Неймана-Пирсона [2].

Разведзащищенность функционирования пакетной радиосети (ПРС) может быть оценена с помощью частных вероятностно-временных и обобщенных показателей. К частным показателям относятся: 1) вероятность правильного энергетического обнаружения сигнала $P_{ПЭО}(N_0)$; 2) время правильного энергетического обнаружения сигнала $T_{ПЭО}$ (при фиксированной вероятности правильного обнаружения $P_{ПЭО} = 0,999$).

К обобщенным показателям разведзащищенности ПРС относятся: 1) время обнаружения одного ИРИ $T_{у_ПРС}$ (время, необходимое для частотно-временной селекции излучения пакета одним ИРИ); 2) время вскрытия ПРС $T_{ПРС}$ (время, необходимое для вскрытия места излучения всех функционирующих ИРИ ПРС) при достижимом уровне времени обнаружения ИРИ за время проведения РРТР $T_{рр}$; 3) вероятность вскрытия ПРС $P_{ПРС}$ (вероятность вскрытия всех ИРИ ПРС за время $T_{рр}$). Основными характеристиками ИРИ являются: 1) $PG_{ИРИ}$ – энергопотенциал разведываемого ИРИ; 2) f_0 – частота сигнала ИРИ; 3) Δf – ширина полосы (спектра) сигнала ИРИ.

Снижение помехоустойчивости (ПУ) ЦН РРТР будет реализовано при превышении спектральной плотности мощности (СПМ) продуктов ударного возбуждения смесителя (ПУВС) над спектральной плотностью шума N_0 на определенную величину, обоснованную через уровень $P_{лт}$. Выражая N_0 через СПМ ПУВС, запишем функционал от параметров МЛИ

$$\begin{cases} N_0 = N_0(\tau_i, \tau_\phi, f_0, T_{ВОЗ}), \\ P_{ПРС}(N_0) = P_{ПРС}(\tau_i, \tau_\phi, f_0, T_{ВОЗ}), \end{cases} \quad (1)$$

где τ_i – длительность импульса МЛИ; τ_ϕ – длительность фронта нарастания импульса.

Снижение ПУ происходит за интервал времени воздействия $T_{ВОЗ}$ с требуемым уровнем средней мощности и соответствующим законом изменения периода повторения импульсов. Параметры МЛИ лазерного комплекса противодействия БПЛА являются достоверными [1, 3], а тактико-технические характеристики (ТТХ) ЦН РРТР – эвристическими. На рисунке 1 приведена схема математической модели функционирования ЦН РРТР в условиях воздействия лазерного комплекса противодействия (ЛКП) БПЛА.

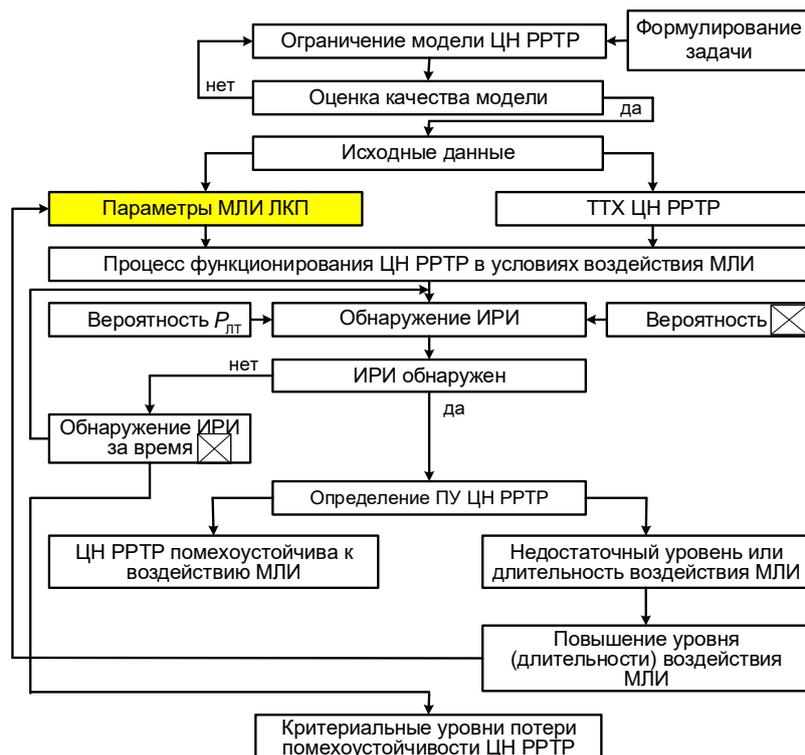


Рис. 1. Математической модели функционирования ЦН Р-РТР при воздействии МЛИ

Поражение БПЛА существующими лазерными комплексами (MLD (Northrop Grumman), ADAM (Lockheed Martin), TLS (Boeing), XN-1 LaWS (Kratos), CLWS (Boeing), Stryker MEHEL 2.0 (Boeing)) достигается за счет возникновения следующих эффектов: 1) поражение электронных приборов (матриц приемников оптических систем бортовой аппаратуры наблюдения БПЛА) путем прямого воздействия сильного узконаправленного лазерного электромагнитного импульса (ЭМИ); 2) нагревание до высоких температур материалов БПЛА, с последующим их возгоранием, расплавлением или разрушением [3].

Кроме того, лазерные средства могут применяться совместно со средствами огневого поражения ПВО для «подогрева» цели в интересах повышения ее видимости для ИК головок самонаведения управляемых ракет комплексов ПВО. Для достижения эффекта поражения БПЛА требуется удержание лазерного луча на цели в течение 0,5...15 с, что на высоких дальностях и при маневренном полете БПЛА является сложной технической задачей. Обобщенные характеристики лазерных устройств приведены в таблице 1 [3].

Таблица 1 – Обобщенные характеристики лазерных устройств

Активная среда	λ , мкм	Энергия импульсов, Дж	Длительность импульса, с	Диаметр луча на выходе, мм
Рубин	0,69	300	10^{-3}	6
Стекло с ниодимом	1,06	150	10^{-3}	6
Полупроводник	0,84	10^{-4}	–	
Газовая (He+Ne)	1,15	$2 \cdot 10^{-2}$	непрерывный	10

Таблица 2 – Длины волн (рабочие частоты) лазерных средств

	Тип рабочего тела лазера	λ , мкм
1.	Аргон (Ar)	0,514
2.	Алюминиево-иттриевый гранат с неодимом (2-я гармоника)	0,532

3.	Рубин	0,694
4.	Арсенид галлия	0,8...0,9
5.	Алюминиево-иттриевый гранат с неодимом (1-я гармоника)	1,064
6.	Фтористый водород (HF)	2,6...3
7.	Фтористый дейтерий (HD)	3,6...4
8.	Оксид углерода (CO)	5...7
9.	Двуокись углерода (CO ₂)	10,6

Представленная на рис. 1 блок-схема позволяет построить и проанализировать математические модели процесса функционирования бортовой аппаратуры (БА) ЦН РРТР БПЛА в условиях воздействия МЛИ. Важнейшей характеристикой ЛКП является форма импульса $u_{\text{ЛКП}}(t)$, реализующая минимальные периоды повторения, например, за счет многоканальной конструкции. Одиночный импульс $u_{\text{ЛКП}}(t)$ характеризуется крутизной $du_{\text{ЛКП}}(t)/dt$ и длительностью фронтов нарастания и спада, длительностью импульса τ_i , уровнем СПМ и периодом следования T .

Предложенная математическая модель функционирования БА БПЛА в условиях воздействия мощного лазерного излучения опирается на достоверную информацию о ТТХ ЛКП и апробированные эвристические модели используемых схемотехнических и технологических методов и решений построения БА БПЛА. Модель учитывают возникновение и накопление энергии продуктов ударного возбуждения (ПУВ), приводящих к эффекту маскировки полезного сигнала. Модель позволяет проводить оценку помехоустойчивости БА целевой нагрузки РРТР БПЛА по совокупности показателей в условиях воздействия последовательности импульсов, формируемых лазерным комплексом противодействия.

Литература

1. Макаренко С.И. Противодействие малоразмерным беспилотным летательным аппаратам. Монография. – СПб: Научное издание, 2020. – 204 с.
2. Леньшин А.В. Бортовые комплексы радиоэлектронной борьбы: учебник. – Воронеж: ИПЦ «Научная книга», 2023. – 636 с.
3. Макаренко С.И. Анализ средств и способов противодействия беспилотным летательным аппаратам. Часть 4. Функциональное поражение сверхвысокочастотным и лазерным излучениями // Системы управления, связи и безопасности. – 2020. – № 3. – С. 122–157.

Трифонов Д.Ю., 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

Обнаружение малоразмерных беспилотных летательных аппаратов с использованием непрерывных ЛЧМ сигналов

В настоящее время из вспомогательного средства БПЛА превратились в грозное оружие, способное переломить ход отдельного боя и существенно изменившее тактику применения тяжелого вооружения и живой силы. Первым этапом при организации противодействия БПЛА является обнаружение. Без вскрытия факта полета БПЛА, траектории его движения, других важных для целеуказания средству противодействия характеристик, противодействие БПЛА будет невозможно. Для современных средств обнаружения наиболее сложными целями являются именно малогабаритные БПЛА [1].

К дополнительным факторам, которые мешают эффективному обнаружению таких БПЛА, относятся: 1) использование высокоманевренных или «рваных» режимов полета; 2) использование в конструкции БПЛА композиционных материалов; 3) использование для управления БПЛА уже существующей связной инфраструктуры мобильных операторов связи и точек доступа Wi-Fi.

Специализированные многофункциональные РЛС работают в диапазоне 2...18 ГГц и способны осуществлять качественное обнаружение (на дальности до 20 км), надежное сопровождение (на дальности до 5 км) и распознавание типов БПЛА только в беспомеховой обстановке с использованием новых методов обработки сигналов. В последнее время наблюдается увеличение интереса к РЛС с непрерывным линейно-частотно-модулированным (ЛЧМ) зондирующим сигналом (ЗС), использование которого позволяет существенно уменьшить пиковую мощность излучения РЛС, снизить энергопотребление и улучшить массогабаритные и стоимостные характеристики РЛС [2].

ЛЧМ зондирующий сигнал с амплитудой A_0 , длительностью $\tau_{\text{и}}$, периодом следования $T_{\text{и}}$ и девиацией частоты Δf можно записать в виде

$$s_{\text{лчм}}(t) = A_0 \cos \left[2\pi f_0 t + \frac{\pi \Delta f}{T_{\text{и}}} t^2 \right], \quad -\frac{\tau_{\text{и}}}{2} \leq t \leq \frac{\tau_{\text{и}}}{2}. \quad (1)$$

Структурная схема РЛС с непрерывным ЛЧМ сигналом представлена на рисунке 1, на котором: АС – антенная система; МШУ – малозумящий усилитель; СМ – смеситель; ВУ – видеоусилитель с АРУ; СЦОС – система цифровой обработки сигнала; УМ – усилитель мощности; НО – направленный ответвитель; ЗС – зондирующий сигнал; СЧ – синтезатор частот; ОГ – опорный генератор.

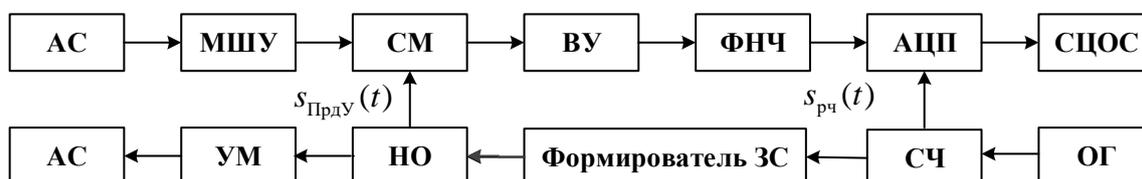


Рис. 1. Структурная схема РЛС с непрерывным ЛЧМ сигналом

Алгоритм обнаружения малоразмерных БПЛА (МБПЛА) мультикоптерного типа (МТ) с использованием ЛЧМ сигналов представлен на рисунке 2.

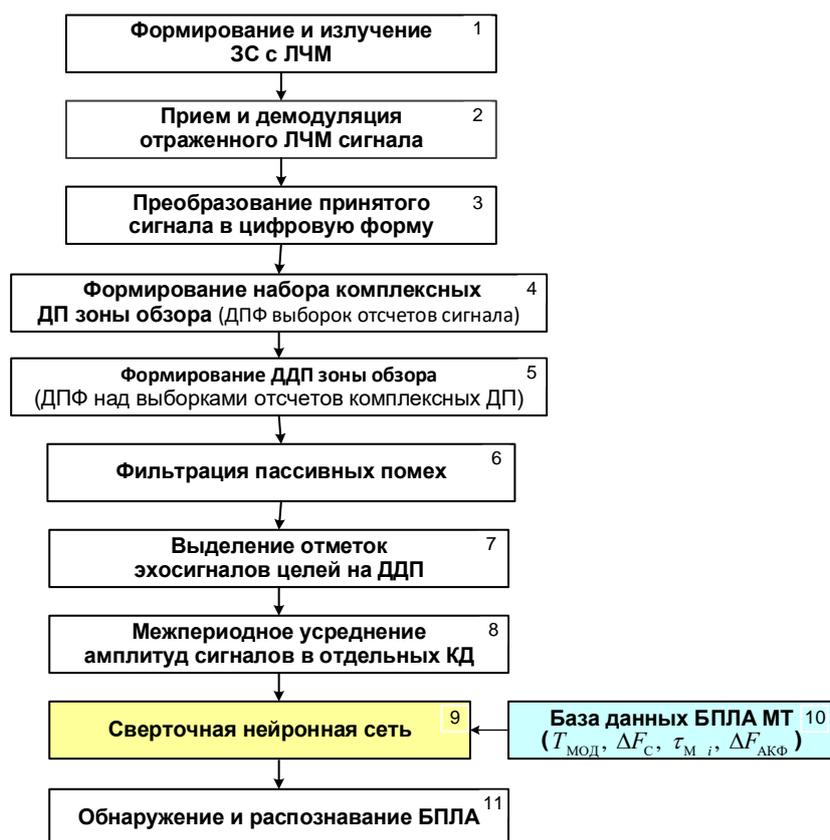


Рис. 2. Алгоритм обнаружения МБПЛА МТ с помощью ЛЧМ сигналов

Перспективным направлением для применения нейронных сетей сверточного типа (СНС) стоит отметить распознавание МБПЛА [3]. Основным распознавательным признаком служит наличие у МБПЛА пропеллерной (роторной) модуляции. Также могут использоваться траекторные признаки, однако этот вопрос обычно решается на этапе вторичной обработки отметок целей [4]. Для эффективного обнаружения МБПЛА с помощью искусственного интеллекта необходимо оцифровать и собрать в единую базу данных все комплексные сигнатуры основных моделей МБПЛА, необходимо постоянно пополнять базу новыми данными, что позволит быстро идентифицировать и распознать малоразмерные БПЛА МТ.

На этапе первичной обработки для классификации сигналов, отраженных от вращающихся структур, могут использоваться следующие признаки:

- 1) период повторения модуляционных составляющих $T_{\text{МОД}}$, зависящий от частоты вращения и количества лопастей;
- 2) ширина спектра сигнала ΔF_C ;
- 3) длительность модуляционных составляющих τ_{M_i} в моменты времени, когда одна из лопастей перпендикулярна линии визирования;
- 4) ширина главного пика автокорреляционной функции $\Delta F_{\text{АКФ}}$, которая жестко связана с шириной спектра отраженного сигнала [3].

Набор признаков и методы их оценки формируются в каждой РЛС отдельно в зависимости от классов обнаруживаемых МБПЛА и возможностей РЛС. Все вышеописанные параметры могут быть использованы как азбука признаков для распознавания нейронной сетью сверточного типа.

В данной работе представлен алгоритм обнаружения МБПЛА МТ, базирующийся на создании набора комплексных дальностных портретов (ДП) зоны обзора РЛС на интервале когерентного накопления информации с дальнейшим формированием на этой основе дальностно-доплеровского портрета наблюдаемого сектора пространства. Последующая

режекция пассивных помех и выделение спектра эхосигнала цели алгоритмом типа CFAR [2] служат основой формирования усредненного ДП зоны ответственности РЛС с однозначным выделением на нем отметок реальных МБПЛА МТ с помощью СНС.

Литература

1. Леньшин А.В., Карасов Р.Р. Современные способы и средства обнаружения малоразмерных беспилотных летательных аппаратов // Актуальные проблемы развития вооружения и военной авиационной техники (вертолетов): сборник материалов V Международной военно-научной конференции, посвященной памяти конструкторов вертолетов М.Л. Миля и Н.И. Камова. – Киров: Изд-во МЦИТО, 2025. – С. 211–217.
2. Купряшкин И.Ф., Лихачев В.П., Рязанцев Л.Б. Малогабаритные РЛС с непрерывным частотно-модулированным излучением: монография. – М.: Радиотехника, 2020. – 280 с.
3. Ясенцев Д.А., Нгия Б.Ч. Методы оценки параметров сигналов, отраженных от вращающихся структур // Вопросы электромеханики. Труды ВНИИЭМ. – 2025. – Т. 207. – № 4. – С. 41–48.
4. Кристаль В.С. Оптимальная обработка радиолокационных сигналов. – М.: Новое время, 2014. – 208 с.

Федосеева^{1,2} Е.В., Матюков^{1,2} М.А.

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, 23

² Обособленное структурное подразделение "Муром" АО «Научно-производственное объединение дальней радиолокации имени академика А.Л. Минца»
602264, г. Муром, Владимирской обл., ул. Орловская, 23
elenafedoseeva@yandex.ru

Результаты моделирования поляризационной матрицы рассеяния целей простой формы

Метод полного поляризационного зондирования пространства в радиолокации предполагает для классификации и оценки параметров целей использование информации о их рассеивающих свойствах, которые зависят от формы, поперечных и продольных размеров, электрофизических характеристик отражающих поверхностей и параметров относительного движения объектов [1-2]. Наиболее полная информация о рассеивающих свойствах сосредоточена в поляризационной матрице – матрице 2x2, комплексные коэффициенты которой пропорциональны коэффициентам отражения на заданной частоте для двух ортогональных поляризаций, излученных и принимаемых сигналов [2].

Аналитическое точное определение элементов поляризационной матрицы рассеяния является задачей дифракции, которая может быть решена только в ограниченных случаях и в виде функциональных рядов, часто медленно сходящихся [3]. Поэтому для практически важных случаев применяют приближенные методы, основанные на геометрической теории дифракции и принципе Гюйгенса-Кирхгофа, в основе которых разбиение объекта на малые отражающие элементы, получение решения волновых уравнений для этих элементов и их согласование на общих ребрах соседних элементов. Данный принцип лежит в основе некоторых методов электродинамического моделирования в программе CST Studio, что позволило предположить возможность ее использования для получения поляризационных матриц рассеяния некоторых объектов.

Было выполнено моделирование коэффициентов поляризационной матрицы в величинах ЭПР для целей простой формы: сферы, цилиндра, конуса из идеально проводящего материала при различных их ракурсах относительно источника плоской волны (модель идеального источника волны в программе) вертикальной и горизонтальной поляризации, расположенного в дальней зоне. Пример модели цели простой формы – цилиндра и угловой зависимости ЭПР в программе CST Studio показаны на рисунке 1, а на рисунке 2 – зависимость от угла ЭПР проводящего цилиндра в декартовой системе координат.

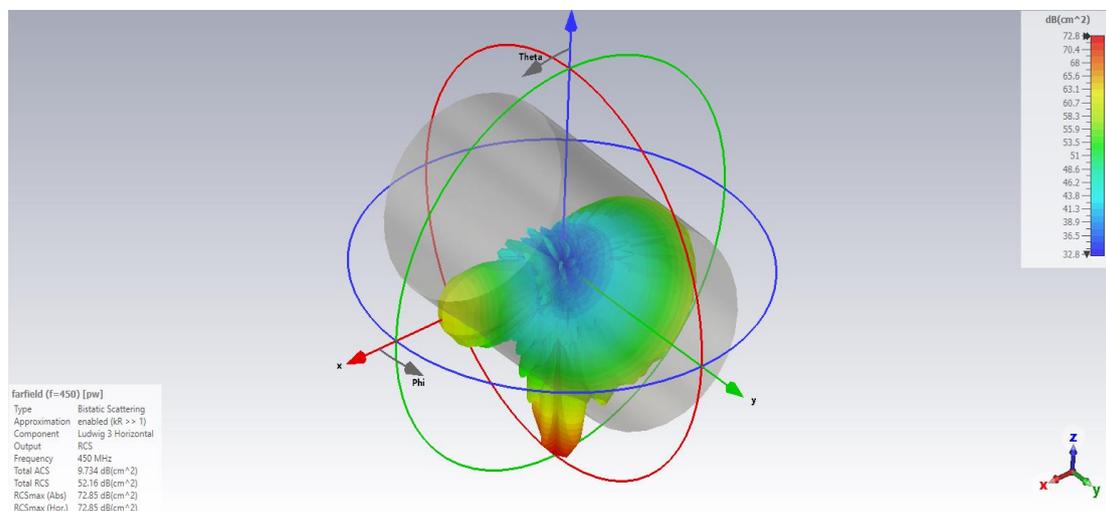


Рис.1 Угловая диаграмма ЭПР проводящего цилиндра

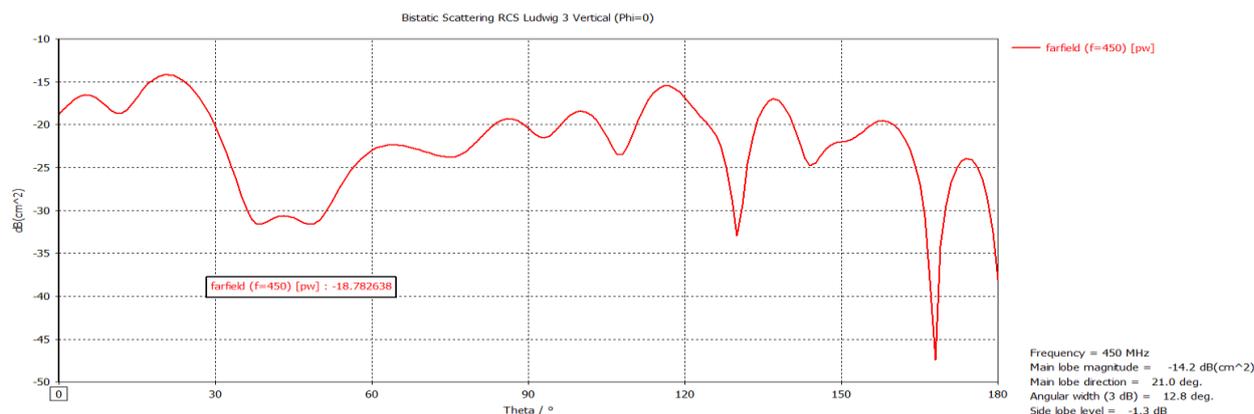


Рис. 2 Угловая зависимость ЭПР цилиндра радиусом 102 см и высотой 340 см

Полученные результаты моделирования поляризационных матриц рассеяния позволили сделать следующие выводы:

1) Методы решения задач определения отраженных волн от объектов с размерами, соизмеримыми с длиной волны, реализованные в программе CST Studio - **Integral Equation Solver, Asymptotic Solver, Time Domain Solver, Frequency Domain Solver**, очень значительно различаются по абсолютным значениям элементов матрицы рассеяния в величинах ЭПР, что требует дополнительного анализа принципов получения решения и верификации получаемых с их помощью результатов.

2) Из приведенных результатов моделирования поляризационной матрицы рассеяния при сравнении с ранее опубликованными данными можно предположить наличие преимуществ у метода **Frequency Domain Solver**, так как величины элементов поляризационной матрицы рассеяния соизмеримы с указанными для сферических и конусных отражателей. Так для сферических отражателей внедиагональные элементы отличаются на несколько порядков, а для конусных при ракурсе 45° падения волны на боковую поверхность их величины отличны от диагональных элементов на порядок, что достаточно хорошо объясняется влиянием кромки у основания конуса и наличием острой вершины, формирующих кроссполяризационную отраженную волну.

3) Полученные результаты оценки поляризационной матрицы простых объектов в величинах ЭПР существенно зависят от удаления источника плоской волны, поэтому необходимо определить условия моделирования для получения нормированных значений элементов матрицы при асимптотическом приближении к границе дальней зоны. Для целей конусной формы с размерами – радиусом основания - 67 см, высотой – 200 см для ракурса облучения под углом 45° отношение элементов S11/S12 равно 0,09 для удаления источника от объекта на 8м и 0,06 для удаления на 8 км. Следовательно, порядок значений элементов кроссполяризационной матрицы может быть оценен по результатам моделирования.

Таким образом, выполнение численного моделирования в программе CST Studio позволяет получать необходимую информацию по поляризационной матрице рассеяния при выполнении необходимых ограничений на условия расположения целей в дальней зоне и подбора соответствующего метода решения, реализованного в программе.

Литература

1. Канарейкин Д.Б., Потехин В.А., Павлов Н.Ф. Поляризация радиолокационных сигналов. – М.: Сов. радио, 1966.
2. Канарейкин Д.Б., Потехин В.А., Шишкин И.Ф. Морская поляриметрия. Изд-во «Судостроение». Ленинград. 1968.
3. Уфимцев П.Я. Метод краевых волн в физической теории дифракции. – М: Сов. радио, 1970.

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
yakimenko.kirill@yandex.ru

Оценка спектральных характеристик синтезаторов частот косвенного метода синтеза с субдискретизацией

Высокоэффективные методы цифровой модуляции (например, 1024-QAM) и технологии типа Massive MIMO, используемые в системах связи пятого поколения, требуют от формирователей сигналов обеспечение очень хороших спектральных характеристик. Классические синтезаторы на основе фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ) формируют выходной сигнал с относительно чистым (свободный от дискретных спектральных составляющих — спуров) спектром. Однако к недостаткам таких синтезаторов можно отнести то, что уровень СПМ фазовых шумов увеличивается прямо пропорционально квадрату коэффициента деления в цепи обратной связи.

В настоящее время разрабатываются синтезаторы косвенного метода синтеза с субдискретизацией (sub-sampling PLL, SSPLL) [1–5]. Ключевое отличие таких синтезаторов — отсутствие частотно-фазового детектора и делителя в цепи обратной связи. Разница в фазе определяется путем прямой субдискретизации (подвыборки) выходного сигнала генератора, управляемого напряжением, опорным сигналом с помощью малошумящей схемы выборки-хранения (Sub-Sampling Phase Detector). Это позволяет эффективно подавлять собственные шумы генератора, управляемого напряжением, в полосе отстроек вблизи несущей, критически важной для 5G. Как следствие, ФАПЧ с субдискретизацией обеспечивают низкий фазовый шум, а также позволяет использовать петлевой фильтр с меньшими номиналами, сокращая площадь на кристалле. Целью данной работы является функциональное моделирование в системе matlab simulink и оценка джиттера синтезаторов на основе ФАПЧ с субдискретизацией.

На рис. 1 представлена функциональная модель синтезатора на основе ФАПЧ с субдискретизацией.

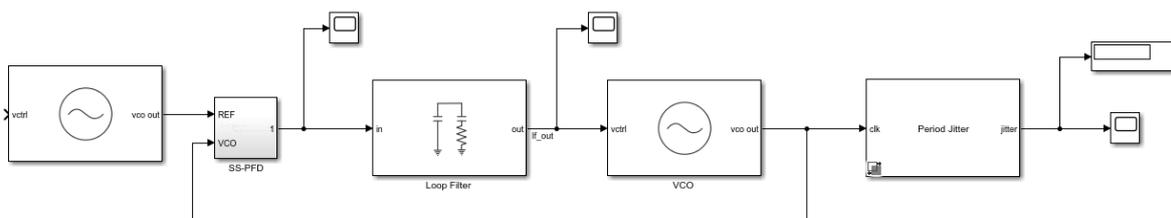


Рис. 1 – Функциональная модель синтезатора на основе ФАПЧ с субдискретизацией

В качестве дестабилизирующего фактора в модель ГУН были добавлены значения СПМ фазовых шумов эквивалентные экспериментально полученной СПМ фазовых шумов разомкнутого интегрального генератора CVCO55CW-0500-1000. Моделирование проводилось при следующих параметрах: опорная частота 1 МГц, выходная частота 1000 МГц. Измеренный периодический джиттер составляет: у традиционной ФАПЧ — 0,341 фс, у ФАПЧ с субдискретизацией — 0,265 фс.

В качестве ограничения ФАПЧ с субдискретизацией можно отметить узкий диапазон захвата и, как следствие, отсутствие возможности формировать сетку частот (как например, за счет переключения коэффициента деления в цепях обратной связи у традиционных ФАПЧ). Поэтому такие синтезаторы, как правило, реализуются с дополнительными контурами (например, контур полностью цифровой ФАПЧ — All-digital PLL, ADPLL). В режиме

перестройки частоты дополнительный контур осуществляет перестройку на нужную частоту с очень высокой скоростью, затем включается контур ФАПЧ с субдискретизацией, который в статическом режиме обеспечивает выходной сигнал с хорошими спектральными характеристиками. За счет совокупности своих достоинств данные системы формирования сигналов представляются наиболее перспективными в составе энергоэффективных интегральных приёмопередатчиков новейших систем связи.

*Исследование выполнено за счет гранта Российского научного фонда № 25-29-01291,
<https://rscf.ru/project/25-29-01291/>*

Литература

1. Xu H. et al. Analysis and design of a sub-sampling PLL of low phase noise and low reference spur // IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers. – 2024. – Т. 71. – №. 8. – С. 3597-3607.
2. Kar D. et al. A 14 GHz Integer-N Sub-Sampling PLL With RMS-Jitter of 85.4 fs Occupying an Ultra Low Area of 0.0918 mm² // IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers. – 2023. – Т. 71. – №. 2. – С. 595-605.
3. Li H. et al. 10.9 A 23.2-to-26GHz Sub-Sampling PLL Achieving 48.3 fs rms Jitter,-253.5 dB FoM J, and 0.55 μ s Locking Time Based on a Function-Reused VCO-Buffer and a Type-I FLL with Rapid Phase Alignment // 2024 IEEE International Solid-State Circuits Conference (ISSCC). – IEEE, 2024. – Т. 67. – С. 204-206.
4. Wang L. et al. A compact 20–24-GHz sub-sampling PLL with charge-domain bandwidth control scheme // IEEE Journal of Solid-State Circuits. – 2024.
5. Yang T. S., Hsieh H. Y., Lu L. H. A 2.4-GHz Ring-VCO-Based Sub-Sampling PLL With a–70-dBc Reference Spur by Adopting a Capacitor-Multiplier-Based Sub-Sampling DLL // IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers. – 2023. – Т. 70. – №. 9. – С. 3545-3556.