



Министерство образования и науки России
Федеральное государственное бюджетное
учреждение науки
ИНСТИТУТ РАДИОТЕХНИКИ И ЭЛЕКТРОНИКИ
им. В.А. КОТЕЛЬНИКОВА РАН

XV Всероссийская научно-техническая конференция

Радиолокация и радиосвязь

21 – 23 ноября 2022 г., Москва

СБОРНИК ТРУДОВ

Организаторы конференции:

- Институт радиотехники и электроники им. В.А. Котельникова РАН
- Научный совет РАН по распространению радиоволн
- Российское научно-техническое общество радиотехники, электроники и связи им. А.С. Попова (РНТОРЭС им. А.С.Попова)
- MTT-ED-AES Moscow Chapter IEEE

Информационная поддержка: **Журнал Радиоэлектроники** <http://jre.cplire.ru/>

*Любая часть материалов может быть скопирована, воспроизведена либо использована каким-либо другим образом только с письменного согласия редакции JRE (Журнал Радиоэлектроники) либо авторов публикаций. При использовании материалов и/или результатов публикаций авторов для научной работы ссылка на материалы настоящей конференции является **ОБЯЗАТЕЛЬНОЙ**.*

© Издание JRE – ИРЭ им. В.А.Котельникова РАН, г. Москва, 2022 г.

МОСКВА 2022

XV Всероссийская конференция «Радиолокация и радиосвязь». Сборник трудов. – Москва, ИРЭ им. В.А. Котельникова РАН. – 21-23 ноября 2022 г. – 300 с.: ил.

XV Всероссийская научно-техническая конференция

Радиолокация и радиосвязь

*Председатель программного комитета конференции
академик Ю.В. Гуляев*

*Заместитель председателя программного комитета
профессор В.С. Верба*

*Председатель организационного комитета конференции
академик А.С. Бугаев*

*Заместитель председателя организационного комитета
профессор В.А. Калошин*

Программный комитет конференции:

Андреев Г.И. (ЦНИРТИ им. А.И. Берга), **Борзов А.Б.** (МГТУ им. Н.Э. Баумана), **Бугаев А.С.** (МФТИ), **Калошин В.А.** (ИРЭ им. В.А. Котельникова РАН), **Кирдяшкин В.В.** (МАИ), **Лаговьер А.И.** (РТИ Системы), **Пестряков А.В.** (МТУСИ), **Сапрыкин С.Д.** (НИИДАР), **Сигов А.С.** (МИРЭА), **Слукин Г.П.** (МГТУ им. Н.Э. Баумана), **Сухарев Е.М.** (ПАО «НПО «Алмаз»), **Черепенин В.А.** (ИРЭ им. В.А. Котельникова РАН)

Организационный комитет конференции:

Вовшин Б.М. (ПАО «НПО «Алмаз»), **Анциперов В.Е.** (ИРЭ им. В.А. Котельникова РАН), **Дмитриев А.С.** (ИРЭ им. В.А. Котельникова РАН), **Калябин Е.В.** (ЦНИРТИ им. А.И.Берга), **Кравченко В.Ф.** (ИРЭ им. В.А. Котельникова РАН), **Кутуза Б.Г.** (ИРЭ им. В.А. Котельникова РАН), **Меркулов В.И.** (ОАО «Вега»), **Самсонов Г.А.** (РНТОРЭС им. Попова), **Чапурский В.В.** (МГТУ им. Н.Э. Баумана), **Шевгунов Т.Я.** (МАИ).

Тематика конференции «Радиолокация и радиосвязь»

- Фундаментальные проблемы радиолокации и радиовидения
- Современные радиолокационные системы
- Дистанционное зондирование
- Проблемы противодействия радиолокационному обнаружению
- Обработка сигналов
- Фундаментальные проблемы радиосвязи
- Современные системы радиосвязи

СОДЕРЖАНИЕ

Стабилизация диаграммы направленности плоской ЦАР с синтезом нулей в направлении источника помех <i>Пропастин А.А., Прохоренко В.В.</i>	8
Антенная система ионозонда: моделирование и практика <i>Корляков Д.С., Литвинов С.В.</i>	14
Роль электромагнетизма в происхождении колец сатурна. дж.к. максвелл был близок решению этой проблемы <i>Черный В.В., Капранов С.В.</i>	20
Метод измерения доплеровского сдвига частоты с использованием элементов голографической фотоники <i>Барболя Б.А., Габриэлян Д.Д., Караваев С.В., Петухов А.В., Прыгунов А.Г.</i>	26
Выбор способа модуляции сигнала для построения системы подводной беспроводной оптической связи <i>Семерник И.В., Бендер О.В., Тарасенко А.А., Самонова К.В.</i>	31
Рекурсивный алгоритм построения встречного вихревого поля для развёртывания фазы <i>Сосновский А.В.</i>	37
Повышение эффективности этапов интерферометрической обработки радиолокационных данных дистанционного зондирования Земли <i>Сосновский А.В., Коберниченко В.Г.</i>	43
Определение координат источника радиоизлучения по одному замеру с помощью баллистически связанной группировки из двух космических аппаратов с использованием высокоточных вычислений <i>Никулина А.Н., Попов П.Б., Подковкин В.А., Николенко Б.Б.</i>	48
Разработка оптимального алгоритма обработки радиосигналов источников радиоизлучения авиационным средством радитехнического наблюдения <i>Бирюков И.Д.</i>	54
Использование корреляционных выборок в стохастической радиолокации <i>Тимошенко П.И., Горбунов Ю.Н.</i>	60
Исследование каналов передачи информации спутниковой информационной системы КОСПАС-САРСАТ <i>Назаров Л.Е., Киреев А.А., Махров С.П., Пискарев Я.А., Батанов В.В.</i>	66
Влияние нестабильностей модуляторов цифровых сигналов на вероятностные характеристики при их приеме <i>Назаров Л.Е., Кулиев М.В.</i>	70
Влияние флуктуаций показателя преломления атмосферы на распространение радиоволн вблизи земли <i>Ахияров В.В.</i>	74
Влияние ионосферы на прохождение сигналов ГНСС <i>Горбунов Р.В., Литвинов С.В., Чистяков Е.А., Салеев В.Ю.</i>	78
Влияние точности задания метеорологических параметров на устойчивость связи в сетях 5 G <i>Звездина М.Ю., Лаврентьев О.А., Шапошникова А.М., Шокова Ю.А.</i>	84
Распространение П-образного радиоимпульса в селективно поглощающей среде <i>Бухман Н.С., Куликова А.В.</i>	90

Определение побитной достоверности результатов демодуляции фазоманипулированных сигналов <i>Егоров В.В., Мингалев А.Н.</i>	95
Рекурсивные фильтры с конечной импульсной характеристикой <i>Егоров В.В., Мингалев А.Н.</i>	98
Разрешение по доплеровской частоте при обработке радиосигналов <i>Клочко В.К., Ву Б.Х.</i>	101
Измерение параметров сигналов в технологии DRFM: выбор размеров обучающих выборок при радиотехнической разведке <i>Горбунов Ю.Н., Акоюн Г.Л., Тимошенко П.И.</i>	107
Когерентная цифровая обработка сигналов разнесенных антенно-приемных модулей при измерении угловых координат <i>Румянцев А.И., Тараканов А.Ю.</i>	112
Использование неравенства Крамера-Рао для анализа влияния неопределённых параметров модели измерения на потенциальную точность системы навигации по геомагнитному полю <i>Сидоркина Ю.А., Микаэльян С.В., Колесников А.В., Тунгушпаев А.А., Власенко Д.А.</i>	118
Исследование метода ближнепольной СВЧ томографии параметров легких <i>Гайкович К.П., Максимович Е.С., Бадеев В.А.</i>	122
Моделирование кадровой синхронизации систем радиосвязи стандарта IEEE 802.15.4-2020 в условиях их совместного функционирования <i>Зайцев И.В., Жарков С.Н., Титов К.Д.</i>	128
Исследование помехоустойчивости сигналов стандарта IEEE 802.15.4-2020 при воздействии импульсных помех переменной длительности <i>Корчагин Ю.Э., Титов К.Д., Петров Ю.Г.</i>	135
Моделирование нейросетевого детектора сигналов с двоичной позиционно-импульсной модуляцией <i>Корчагин Ю.Э., Титов К.Д.</i>	141
Многочастотный модем с квадратурной амплитудной модуляцией оптимальных узкополосных сигналов <i>Санников В.Г.</i>	147
Оценка эффективности функционирования сети сверхширокополосной радиосвязи в условиях воздействия помех на основе имитационного моделирования в среде ANYLOGIC <i>Кондаурова В.В., Молев А.А., Титов К.Д.</i>	153
Учет результатов спутникового ик-зондирования при выборе СВЧ-модели облачной атмосферы <i>Егоров Д.П., Данилычев М.В., Кутуза Б.Г., Кутуза И.Б.</i>	159
Исследование влияния параметра узкополосности на характеристики обнаружения сверхширокополосных сигналов <i>Корчагин Ю.Э., Титов К.Д., Головацкая Е.Э.</i>	165
Влияние перемещающихся ионосферных возмущений на поляризационные характеристики радиоволн при зондировании ионосферы <i>Бова Ю.И., Крюковский А.С., Кутуза Б.Г., Растягаев Д.В.</i>	171
Система управления криокамерой для калибровки и поверки радиоуровнемеров <i>Чупин М.М., Латыпов Р.Р., Нурмухаметов Р.Р.</i>	177

Интерференционные изображения в наземной многопозиционной радиолокационной системе <i>Исаев И.Д., Савельев А.Н., Семенов А.Н.</i>	182
Своевременное обнаружение МКК <i>Саворский В.П., Панова О.Ю.</i>	188
Анализ влияния мультипликативных помех на интервалы разрешения сигналов по времени по частоте <i>Артюшенко В.М., Воловач В.И.</i>	193
Оценка влияния аддитивных и мультипликативных помех с низким уровнем на точность измерения информационных параметров сигнала <i>Артюшенко В.М., Воловач В.И.</i>	200
Исследование характеристик системы относительной передачи информации на основе хаотических радиоимпульсов при статистическом моделировании <i>Сьерра-Теран К.М., Рыжов А.И.</i>	206
Перспективные направления радио- и оптической локации <i>Ошлаков В.Г.</i>	212
Проблема обнаружения аномальных морских волн навигационными радиолокаторами <i>Пермяков В.А., Баскаков А.И., Пермяков С.В., Фирсов Н.А.</i>	217
Новый метод подавления спекл-шумов в изображениях, представленных выборочными распределениями <i>Анциперов В.Е.</i>	223
Минимаксная оптимизация кодера и декодера в ММО системе с одноканальным множественным доступом <i>Маврычев Е.А.</i>	227
Метод собственных векторов для распределенной адаптивной обработки сигналов в сенсорных сетях <i>Маврычев Е.А.</i>	235
Двухэтапная обработка радиолокационных сигналов с согласованной фильтрацией и разреженным восстановлением <i>Пехтерев А.П., Маврычев Е.А.</i>	241
Линейное пространственное кодирование в совместной ММО системе радиолокации и радиосвязи с минимизацией излучаемой мощности <i>Штарев Д.В., Маврычев Е.А.</i>	247
Применение математического аппарата и компьютерного анализа при проектировании антенных решёток для беспилотных летательных аппаратов <i>Крылова М.А., Сотникова Н.В., Страхов С.Ю.</i>	253
Микроволновое дистанционное зондирование из космоса переходной зоны океан-материк <i>Митник Л.М., Баранюк А.В., Митник М.Л., Караев В.П., Панфилова М.А.</i>	260
Алгоритмы машинного обучения приема сигнала цифровых радиолоний <i>Кириллов А.С.</i>	265
Дальность действия и разрешающая способность микроволновой системы радиолокационного наблюдения космических объектов <i>Вдовин В.Ф., Ковалев А.Н., Ковалев Ф.Н.</i>	269
Фазовые траектории пульсовой волны артериального давления <i>Анциперов В.Е., Данилычев М.В., Мансуров Г.К.</i>	275
Модуляция сверхширокополосного сигнала, предотвращающая межимпульсную интерференцию <i>Кузьмин Л.В.</i>	279

Многопозиционный радиотонный сверхширокополосный локатор с когерентной обработкой информации и возможностью радиовидения <i>Кулагин В.В., Валув В.В., Корниенко В.Н., Черепенин В.А.</i>	285
Определение скорости ветра в тропических циклонах по данным радиолокатора Ku-диапазона на спутнике Global Precipitation Measurement <i>Панфилова М.А., Караев В.Ю., Митник Л.М.</i>	289
Вероятностные характеристики приема частотно-эффективных цифровых сигналов при распространении по радиолинии с туманом <i>Назаров Л.Е., Кутуза Б.Г.</i>	293
Активные фазированные антенные решетки – состояние и тенденции развития <i>Шишлов А.В., Денисенко В.В., Левитан Б.А., Топчиев С.А., Шитиков</i>	297
АВТОРСКИЙ УКАЗАТЕЛЬ	298

СТАБИЛИЗАЦИЯ ДИАГРАММЫ НАПРАВЛЕННОСТИ ПЛОСКОЙ ЦАР С СИНТЕЗОМ НУЛЕЙ В НАПРАВЛЕНИИ ИСТОЧНИКА ПОМЕХ

Пропастин А.А.^{1,2}, Прохоренко В.В.¹

¹Московский Государственный технический университет им. Н.Э. Баумана
(МГТУ им. Н.Э. Баумана), Москва, Россия

²АО «НПП «Салют», Москва, Россия

propastin@bmstu.ru, prokhorenkovv@student.bmstu.ru

Рассмотрен алгоритм стабилизации ДН (диаграммы направленности) плоской цифровой фазированной антенной решетки (ЦАР) на подвижном объекте с учетом формирования нулей ДН в направлении на источник помех. Представлены результаты математического моделирования синтезированной ДН ЦАР при килевой, бортовой качке и рысканье. Проанализированы основные электрические характеристики полученной ДН для плоской ЦАР.

Введение

Высокая помехоустойчивость РЛС на базе ЦАР обеспечивается специальными алгоритмами формирования нулей приемного луча антенны в заданном направлении на источники помех [1]. Однако еще одной важной характеристикой РЛС является дальность обнаружения низколетящей цели, которая может представлять повышенную опасность. При качках платформы, на которой установлена РЛС необходимо постоянно поддерживать нижнюю границу сектора сканирования на уровне горизонта. Для этого непрерывно должна происходить корректировка фазового распределения на передачу в ЦАР, чтобы передающий луч мог облучать низколетящую цель в независимости от качек платформы. Рассматриваемый алгоритм может быть использован в РЛС, расположенных на кораблях, подвижных сухопутных средствах, в отдельных случаях и на летающих объектах.

Стабилизация ДН плоской ЦАР с учетом качек

Для стабилизации передающей ДН ЦАР при сканировании необходимо непрерывно рассчитывать поправочные весовые коэффициенты фазового распределения каждого излучающего канала. Перед расчетом поправочных коэффициентов требуется определить координаты излучающих элементов в неподвижной системе координат с учетом поворота системы координат, связанной с кораблем по осям x , y , z , которые имитируют качки корабля. Главная задача стабилизации ДН состоит в том, чтобы закрыть нижнюю границу сектора сканирования, в котором возможно появление низколетящих и малозаметных целей.

Рассмотрим сферическую систему координат с расположенной в ней плоской антенной решеткой, ориентированной в соответствии с осями координат как на рис. 1.

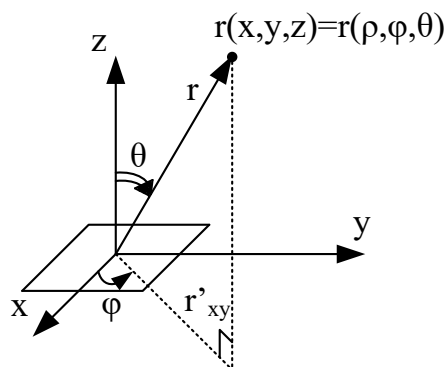


Рис. 1. Сферическая система координат

ДН плоской антенной решетки определяется по формуле (1):

$$F(\vec{r}) = \int_{-\pi/2}^{\pi/2} \int_{-\pi/2}^{\pi/2} A(\vec{r}') \exp(-i k (\vec{r}, \vec{r}')) d\vec{r}', \quad (1)$$

где $A(\vec{r}')$ – амплитудно-фазовое распределение, \vec{r} – вектор из начала координат в точку наблюдения, \vec{r}' – вектор интегрирования по источникам, k – постоянная распространения электромагнитной волны в свободном пространстве.

Вектор направления на источники электромагнитных волн в декартовой системе координат имеет вид (2):

$$\vec{r}'(x, y, z) = [x_n, y_n, z_n]^T, \quad (2)$$

где n – номер элемента решетки, x_n, y_n, z_n – координаты элементов решетки.

Проекция радиус вектора в точку наблюдения на вектор источников электромагнитных волн имеет вид (3):

$$\vec{r}(\theta, \phi) = [\sin(\theta) \cos(\phi), \sin(\theta) \sin(\phi), \cos(\theta)]^T, \quad (3)$$

Амплитудно-фазовое распределение находится по формуле (4):

$$A(\vec{r}') = I(\vec{r}') \exp(-i k (\vec{r}_0, \vec{r}')), \quad (4)$$

где $\vec{r}(\theta_0, \phi_0) = [\sin(\theta_0) \cos(\phi_0), \sin(\theta_0) \sin(\phi_0), \cos(\theta_0)]$, $I(\vec{r}')$ – амплитудное распределение, θ_0, ϕ_0 – направление максимума ДН.

Изображение корабля в исследуемой системе координат и обозначения вращения вокруг главных осей показано на рис. 2.

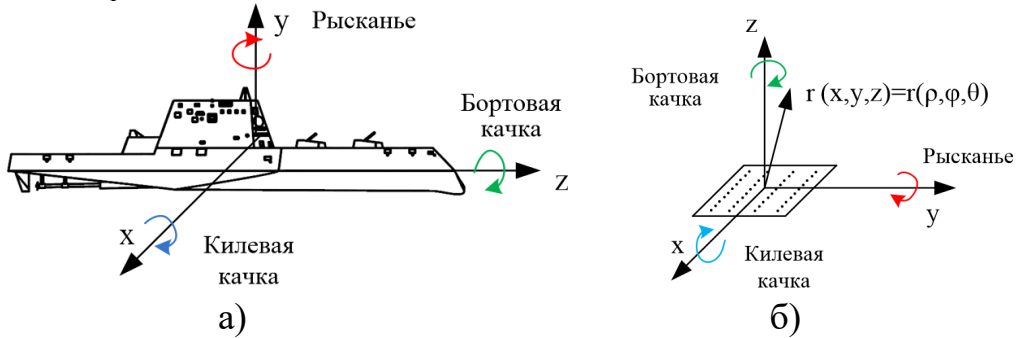


Рис. 2. (а) Система координат корабля с обозначением килевой, бортовой качки и рысканья; (б) система координат ЦАР

Матрицы вращения координат имеют вид [6] (5):

$$R_x(\alpha) = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \cos(\alpha) & -\sin(\alpha) \\ 0 & \sin(\alpha) & \cos(\alpha) \end{bmatrix}, \quad R_y(\beta) = \begin{bmatrix} \cos(\beta) & 0 & \sin(\beta) \\ 0 & 1 & 0 \\ -\sin(\beta) & 0 & \cos(\beta) \end{bmatrix}, \quad R_z(\gamma) = \begin{bmatrix} \cos(\gamma) & -\sin(\gamma) & 0 \\ \sin(\gamma) & \cos(\gamma) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad (5)$$

где α – килевая качка, β – угол рысканья, γ – бортовая качка.

Вычисление координат элементов решетки с учетом качек (6):

$$\vec{r}'_t(x_t, y_t, z_t) = R_x(\alpha) R_y(\beta) R_z(\gamma) \vec{r}'(x, y, z). \quad (6)$$

Вычисление стабилизированного фазового распределения представлено в (7):

$$A_t(\vec{r}'_t) = I(\vec{r}'_t) \exp(-i k (\vec{r}_0, \vec{r}'_t)), \quad (7)$$

$$I(\vec{r}'_t) = I(\vec{r}'). \quad (8)$$

Структурная схема реализуемого алгоритма приведена на рис. 3.

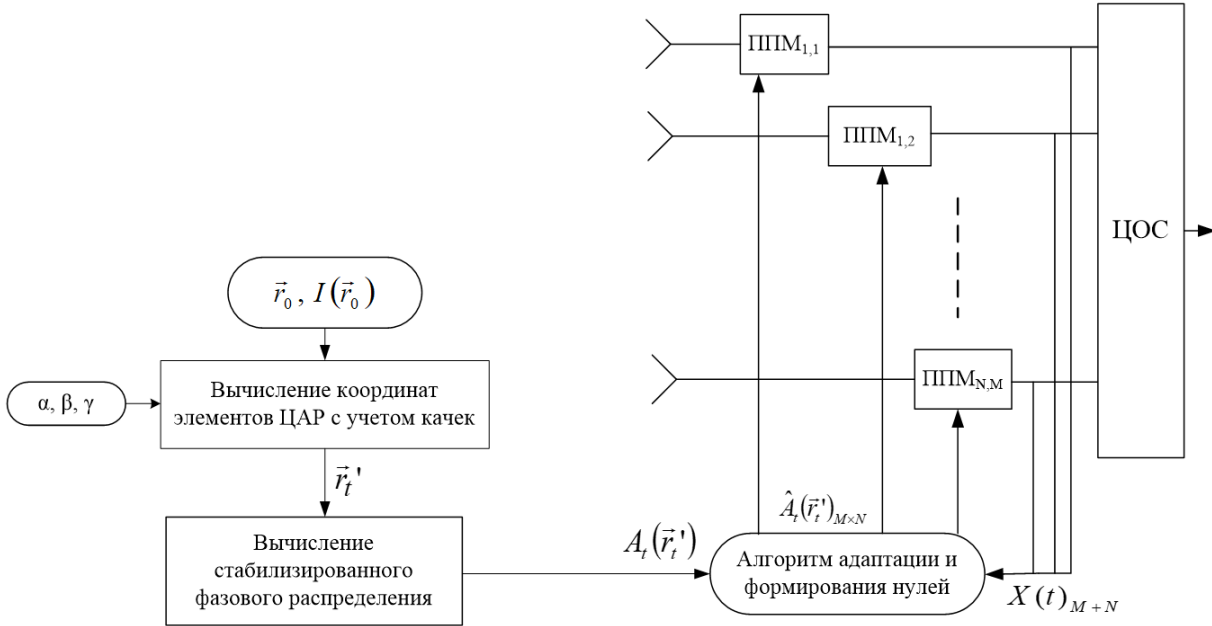


Рис. 3. Структурная схема алгоритма

Определение направления на помеху и формирование нулей ДН

Направление на источник помех определяется с помощью алгоритма Beamscan Algorithms [4, 2], так как этот алгоритм не требует вычисления собственных векторов и менее требователен к вычислительным ресурсам. Выполнена векторизация задачи для того, чтобы определить направление на источник помех в сферической системе координат. Вычисление спектральной матрицы для большого числа элементов ЦАР в двумерном пространстве требует значительных вычислительных ресурсов и используемой памяти, что повлечет за собой увеличение времени вычисления весовых коэффициентов [3]. В расчете использованы сигналы только на выходах эквивалентных линеек в ортогональных плоскостях (выражения (9), (10)), затем для точного определения направления по азимуту и углу места этапы алгоритма можно выполнить повторно для конкретных углов места и азимута, которые найдены на предыдущем этапе (выражения (14), (15)). Результаты вычислений представлены на рис. 4.

$$P_{V,t}(\vec{r}_t') = A_{V,t}^H(\vec{r}_{V,t}') X(t)_V X_V^H(t) A_{V,t}(\vec{r}_{V,t}'), \quad (9)$$

$$P_{U,t}(\vec{r}_t') = A_{U,t}^H(\vec{r}_{U,t}') X(t)_U X_U^H(t) A_{U,t}(\vec{r}_{U,t}'), \quad (10)$$

$$P_t(\vec{r}_t') = P_{U,t}(\vec{r}_{U,t}')^T P_{V,t}(\vec{r}_{V,t}'), \quad (11)$$

$$\theta_i^{pV}, \phi_i^{pU} = \max |P_t(\vec{r}_t')|, \quad (12)$$

$$\vec{r}_t'' \in [\theta_i^{pV}, \phi] \cap [\theta, \phi_i^{pU}], \quad (13)$$

$$\theta_i^p, \phi_i^p = \max |P_t(\vec{r}_t'')|, \quad (14)$$

$$\vec{r}_{t,d}^p = \vec{r}_t''(\theta_i^p, \phi_i^p), \quad (15)$$

где $A_{V,t}^H(\vec{r}_{V,t}')$, $A_{U,t}^H(\vec{r}_{U,t}')$ – транспонированные комплексно-сопряженные вектора плоской электромагнитной волны в направлении $\vec{r}_{V,t}'$, $\vec{r}_{U,t}'$ в вертикальной и горизонтальной плоскостях соответственно, $X_V^H(t)$, $X_U^H(t)$ – транспортированные комплексно-сопряженные матрицы принятых сигналов из эквивалентных линеек излучателей ЦАР в вертикальной и горизонтальной плоскостях соответственно, $P_{U,t}(\vec{r}_{U,t}')^T$, $P_{V,t}(\vec{r}_{V,t}')$ – вектора спектральной плотности мощности в горизонтальной

и вертикальной плоскостях соответственно, $P_t(\vec{r}_t')$ – спектральная матрица, θ_i^p, φ_i^p – максимумы спектральной матрицы, (направление на помеху), $\vec{r}_{t,i}^p$ – вектор направления на помеху.

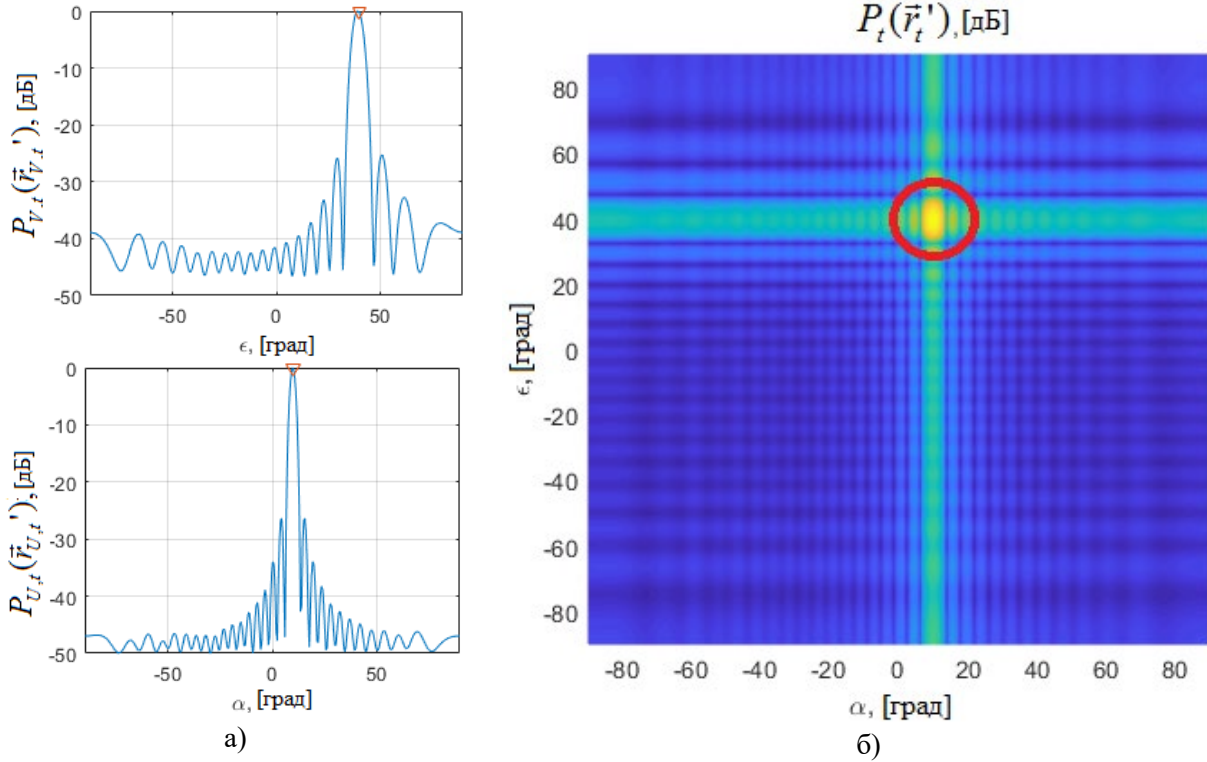


Рис. 4. Нормированная спектральная плотность мощности помехи: а) в сечениях главных плоскостей; б) контурный график

Синтез нулей ДН выполняется с помощью компенсационных ДН [5], которые подавляют боковой лепесток ЦАР в направлении на источник помех. Синтезированное АФР имеет вид (16).

$$\hat{A}_r(\vec{r}_t') = A_t(\vec{r}_t') - \sum_{j=1}^M \sum_{i=1}^{N_p} \frac{F(\vec{r}_{t,i,j}^p) A_t^p(\vec{r}_{t,i,j})}{P_t(\vec{r}_t^p)}, \quad (16)$$

где N_p – число помех, M – порядок нуля компенсационной ДН, $F(\vec{r}_{t,i,j}^p)$ – амплитуда ДН в направлении на помеху, $P_t(\vec{r}_t^p)$ – компенсационная ДН в направлении на помеху, $A_t^p(\vec{r}_{t,i,j})$ – АФР компенсационной ДН.

$$\vec{r}_{t,i,j}^p = \vec{r}_t \left(\theta_i^p - \frac{k \lambda (j - M/2)}{N_y d (M+1)}, \varphi_i^p \right), \quad \Delta\theta > \Delta\varphi, \quad (17)$$

$$\vec{r}_{t,i,j}^p = \vec{r}_t \left(\theta_i^p, \varphi_i^p - \frac{k \lambda (j - M/2)}{N_x d (M+1)} \right), \quad \Delta\theta < \Delta\varphi, \quad (18)$$

где M – порядок нуля, N_x – число излучателей по строкам, N_y – число излучателей по столбцам, $\Delta\theta, \Delta\varphi$ – ширина главного лепестка ДН в вертикальной и горизонтальной плоскостях соответственно.

Результаты

Рассматривается модель ЦАР, состоящая из 20×10 элементов с межэлементным расстоянием $\lambda/2$, амплитудное распределение на прием $I + 3\cos(x)^2$, главный луч ориентирован в направлении нормали. Выполнен расчет стабилизированных ДН для трех случаев: 1 – без качек; 2 – с бортовой качкой 15 град, килевой качкой 10 град, и отклонением по рысканью 5 град; 3 – с бортовой качкой 15 град, килевой качкой 10 град, отклонением по рысканью 5 град и с провалом ДН в направлении источника

помех. Электрические характеристики стабилизированной ДН и ДН с нулем 4-го порядка в направлении источника помех представлены в таблице 1.

Таблица 1. Электрические характеристики ДН.

Углы качек, град	УБЛ, дБ	УБЛ в направлении помехи, дБ	КНД, дБ	$\Delta\theta_{0,5}$, град	$\Delta\varphi_{0,5}$, град
$\alpha=0, \beta=0, \gamma=0$	-26,3	-26,8	26,4	5,7	12,6
$\alpha=10, \beta=5, \gamma=15$	-26,3	-27,3	25,9	7,4	10
$\alpha=10, \beta=5, \gamma=15$	-23,5	-46	25,7	6,3	11,3

Контурные ДН представлены в системе координат направляющих косинусов (рис. 5). На рис. 6 представлены ДН в сферической системе координат на плоскости антенной решетки, которая имеет наклон, соответствующий качкам корабля.

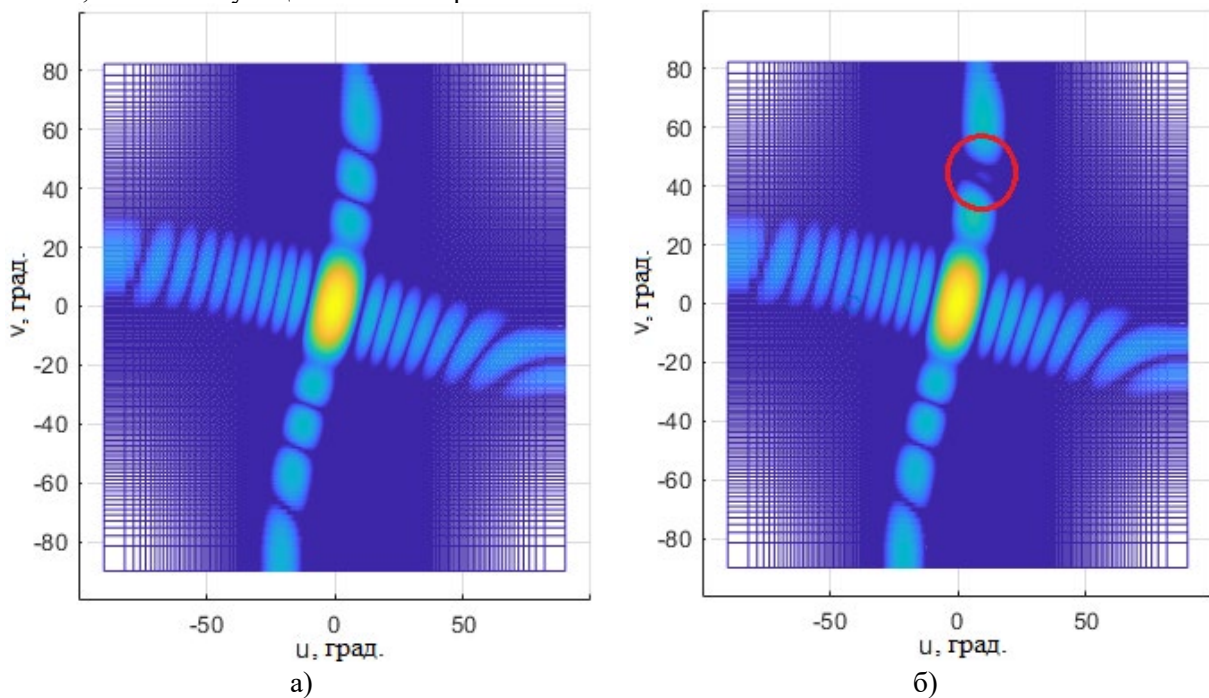


Рис. 5. Контурная ДН в системе координат U-V: а) стабилизированная; б) с провалом в направлении на источник помех

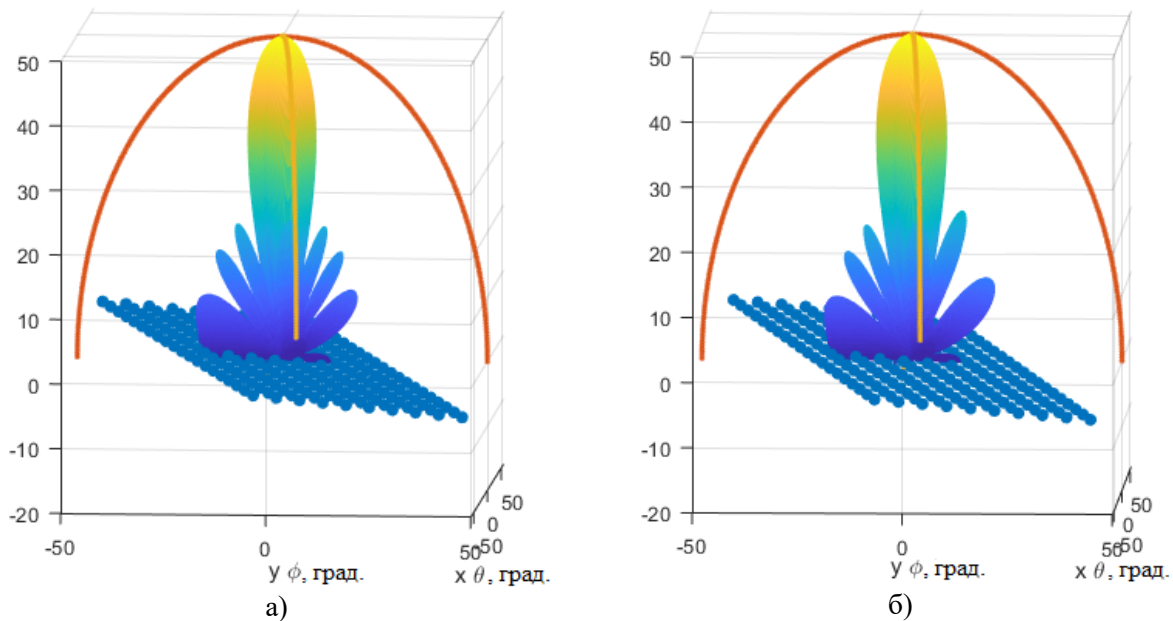


Рис. 6. Антенная решетка и ДН в сферической системе координат: а) стабилизированная; б) с провалом в направлении на источник помех

Заключение

Проведен анализ алгоритма стабилизации ДН плоской ЦАР, состоящей из 200 приемопередающих каналов и расположенной на подвижном объекте. Представлены выражения для вычисления фазового распределения передающего луча с учетом килевой, бортовой качки и рысканья. Проанализировано формирование нулей 4-го порядка в направлении постановщика помех в приемном луче ЦАР. Получены выражения для реализации алгоритма стабилизации и формирования нулей в одном блоке адаптации. Показано, что для рассмотренной геометрии ЦАР возможно подавить боковой лепесток в направлении постановщика помех до уровня -46 дБ, при снижении КНД на $0,7$ дБ, расширении главного лепестка в вертикальной плоскости на $0,6$ град. и сужении главного лепестка в горизонтальной плоскости на $1,3$ град.

ЛИТЕРАТУРА

1. Григорьев Л.Н. Цифровое формирование диаграммы направленности в фазированных антенных решетках – М.: Радиотехника, 2010. – 144 с.
2. Harry L. Van Trees. Detection Estimation and Modulation Theory. Part I: Detection, Estimation and Filtering Theory. 2nd Edition. Willey, 2013. – 1176 p.
3. Harry L. Van Trees. Optimum Array Processing: Part IV of Detection, Estimation, and Modulation Theory. 1st Edition. Willey, 2013. – 1472 p.
4. Hwang H.K., Zekeriya Aliyazicioglu, Marshall Grice, Anatoly Yakovlev. Direction of Arrival Estimation using a Root-MUSIC Algorithm. // Proceedings of the International MultiConference of Engineers and Computer Scientists 2008 Vol II IMECS, 2008, 19-21 March, 2008, Hong Kong.
5. Ерохин А.А. Синтез «нулей» в диаграмме направленности частотно-независимой антенной решетки // Письма в журнал технической физики – 2021, Т. 47, № 7, С. 35–37.
6. Востров А.Ю. Максимально правдоподобное оценивание угловой ориентации подвижного объекта по сигналам ГНСС, принимаемых многоканальным радиоприемником с антенной системой произвольной конфигурации. // Сборник трудов XXVII Международной научно-технической конференции – Воронеж, 29 сентября – 30 сентября 2021. – Том III, С. 1–17.

АНТЕННАЯ СИСТЕМА ИОНОЗОНДА: МОДЕЛИРОВАНИЕ И ПРАКТИКА

Корляков Д.С.¹, Литвинов С.В.¹

*¹МИРЭА - Российский технологический университет
Denis.Korlyakov.RIMO-01-21@yandex.ru, Litvinov_S@mirea.ru*

В работе рассматривается передающая антенная система ионозонда вертикального зондирования - «вертикальные большой и малый ромб» и дельта-антенна, с использованием программы MMANA-GAL basic проводится моделирование диаграммы направленности в диапазоне частот от 1 до 20 МГц, приводятся изображения этих ДН. Проводится анализ коэффициентов усиления G_a в Dbi и коэффициента стоячей волны (КСВ). Рассматривается работа такой антенной системы на существующих ионозондах серии «Парус-А», показывается целесообразность их применения не только для вертикального, но и для наклонного зондирования. Делается вывод о необходимости продолжения работ в данном направлении и модернизации как передающей, так и антенной систем.

Введение

Необходимость непрерывного измерений параметров ионосферы объясняется во-первых потребностями радиосвязи и радиолокации, а во-вторых научными исследованиями в области радиофизики ионосферы.

Первый ионозонд в СССР под названием ПИОН был создан Н. Булатовым в 1951-55 годах, он стал основой для типовой ионосферной станции АИС, выпуск которых был приурочен к проведению Международного геофизического года (1957-58 г.).

Аппаратура для исследования ионосферы - ионозонд - представляет собой радиолокатор, с диапазоном рабочих частот от 1 до 20 МГц. В этом диапазоне частот ионозонд излучает импульсы в зенит, перестраиваясь с шагом 1-200 кГц, отображая высоты отраженных сигналов от 90 до 1000 км. Результатом такого сканирования является ионограмма - высотнo-частотная характеристика ионосферы, время снятия которой составляет 1-5 минут, в зависимости от скорости и шага перестройки частот.

Разработка антенной системы ионозонда

Неотъемлемой частью ионозонда является антенная система с вертикальной диаграммой направленности. Ранее была разработана антенная система, состоящая из трех ромбических антенн (РА), размещенных на мачтах высотой 40 м, 60 м и 100 м. Столь значительные размеры, трудности в эксплуатации и большая стоимость не позволяют использовать подобные антенны в широкой практике [1]. Для ионозондов отечественного производства были разработаны ромбические и дельта - антенны, высота центральной мачты составляет 42 метра, а боковы х - 27 метров. В дальнейшем они использовались как типовые для ионозондов. [2].

Проведенные ранее масштабные теоретические и практические расчеты, а также реальное воплощение ромбических антенн, в большей степени относятся к горизонтальному расположению. [3] Целью данного материала является изучение, расчеты и моделирование работы ромбической антенны с максимумом излучения в зенит. [4]

Такие специальные программы расчетов параметров антенн возникли еще в 80-е годы XX века, однако из-за небольших вычислительных ресурсов ЭВМ они не получили широкого распространения. В настоящее время для моделирования антенных систем с использованием персональных компьютеров возможно использовать ряд программ, которые отличаются используемым ядром, сервисным меню и интерфейсами. [5] Ядро программы численное решение уравнений поля методом моментов для каждой точки. Сервисная оболочка ядра предназначена для подготовки данных для ядра и представления полученных результатов расчета в удобном виде. Именно ядро определяет точность расчетов, т.е. совпадение модели с реальной антенной. Широкое распространение получили несколько программ моделирования антенн, которые прошли многолетнюю тщательную проверку на соответствие расчётных и реальных параметров антенн.

Моделирование антенной системы ионозонда

При выполнении компьютерного моделирования применялась общедоступная программа MMANA-GAL basic [5]. Используемое ядро MININEC, которое обладает рядом ограничений, однако, учитывая рекомендации разработчиков программы, часть моделирования проводилась с помощью специальной утилиты NEC-2 для MMANA. Программа оснащена интуитивно понятным интерфейсом, приятным бонусом которого является русскоязычный перевод, и большой комплект вычисляемых функций. Программа MMANA-GAL предоставляет возможность построить диаграмму направленности (ДН) в разных плоскостях, в том числе трехмерное отображение, определить коэффициент стоячей волны (КСВ), полное сопротивление Z на частотах диапазона работы и производить оптимизацию параметров.

Авторами проведены расчеты и моделирование диаграмм направленности ромбических (рис.1) и дельта-антенн (рис.2) для ионозонда в диапазоне частот от 1 до 20 МГц, с учетом излучения в зенит.

Для расчетов примем реальные размеры антенной системы действующего ионозонда (Рис.1). Она представляет собой два асимметричных по высоте ромба: большой и малый. Длина пар проводов составляет для малого ромба 31,2 м и для большого 59,3 м, с разнесением этих пар на 1,5 метра для большого ромба и на 0,8 метра для малого ромба. Высота металлической центральной мачты составляет 37 метров, а боковых опор - 16 метров. Подключение передатчика предполагается следующее: к большому ромбу в диапазоне 1-5 МГц, а к малому в диапазоне 5-20 МГц.

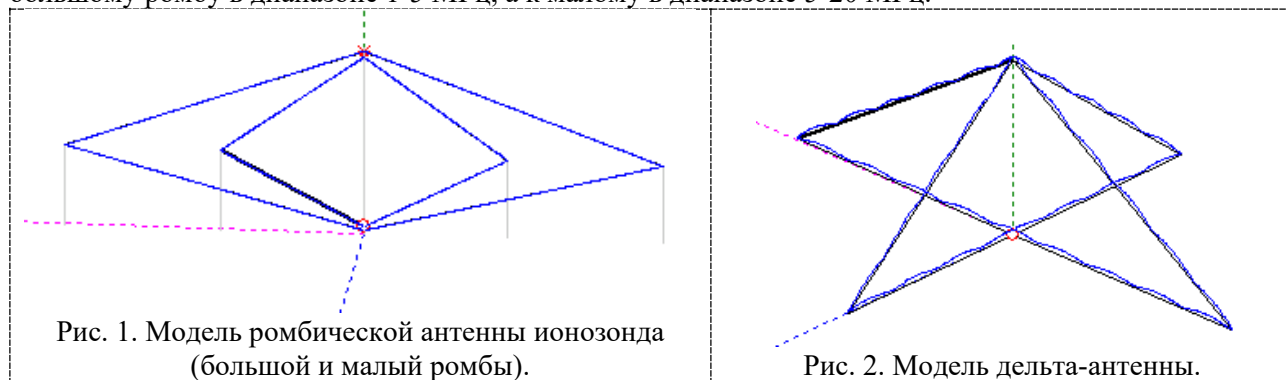


Рис. 1. Модель ромбической антенны ионозонда (большой и малый ромбы).

Рис. 2. Модель дельта-антенны.

Результаты моделирования и расчета диаграмм направленности (ДН) большого ромба на различных частотах в виде трехмерного изображения приведены на рис. 3. Проведенные расчеты показали, что с ростом частоты излучения ДН большого ромба претерпевает серьезные изменения, а на частоте 5 МГц отмечается ослабление зенитного излучения.

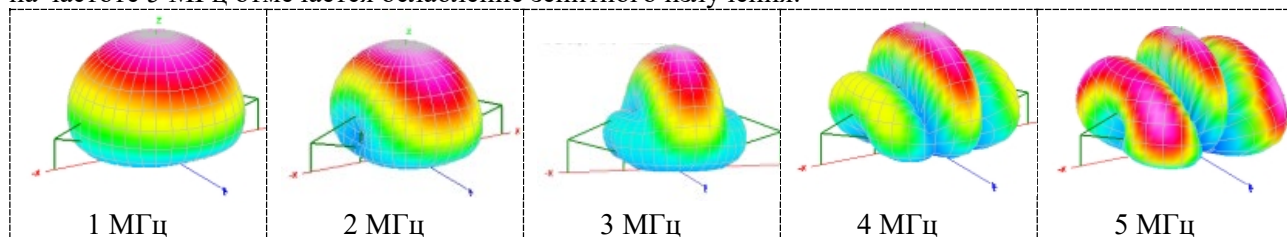


Рис. 3. Трехмерные диаграммы направленности большого ромба на частотах от 1 МГц до 5 МГц.

Результаты моделирования и расчета трехмерной ДН малого ромба показаны на рис 4.

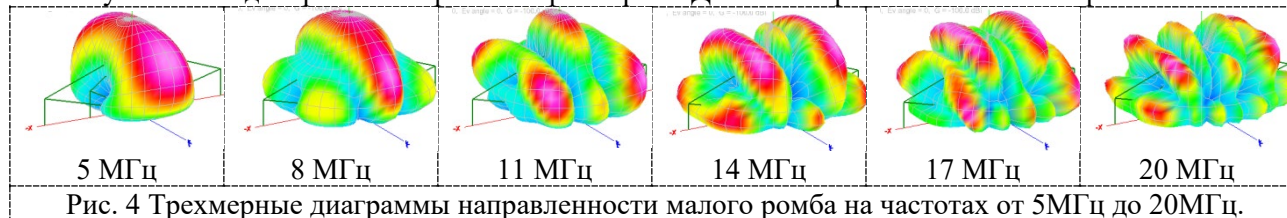


Рис. 4 Трехмерные диаграммы направленности малого ромба на частотах от 5 МГц до 20 МГц.

Из рисунка 3 видно, что эффективный диапазон работы малого ромба составляет всего лишь 5-11 МГц, отмечается что на более высоких частотах излучение в зенит резко снижается, то есть эффективность антенны становится малой. Графики коэффициентов усиления (G_a)

в Dbi ромбических антенн по диапазону показаны на рисунке 6. Коэффициент стоячей волны (КСВ) вычисленный по диапазону частот для большого ромба находится в пределах 1.5 - 3.4. Причем пределы КСВ для малого ромба составляют лишь 1.1-1.9 на всем промежутке рабочей частоты.

Из графика можно сделать вывод, что большой ромб РА удовлетворительно работает в диапазоне частот 1.9-4.9 МГц, а малый ромб РА – на всем диапазоне 5-20 МГц, когда G_a больше 2 Dbi.

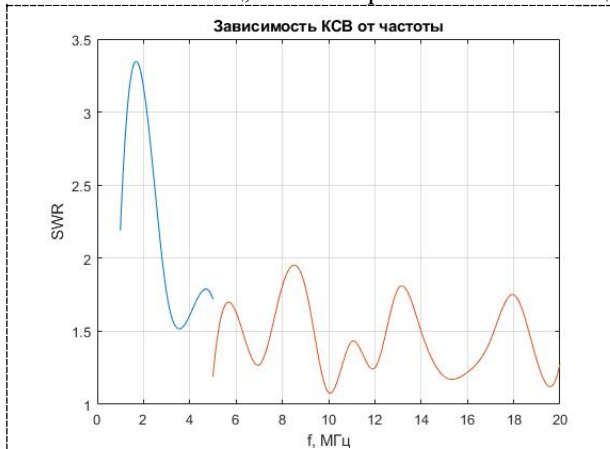


Рис. 5. Коэффициент стоячей волны ромбических антенн по диапазону частот. Синяя – большой ромб РА, красная – малый.

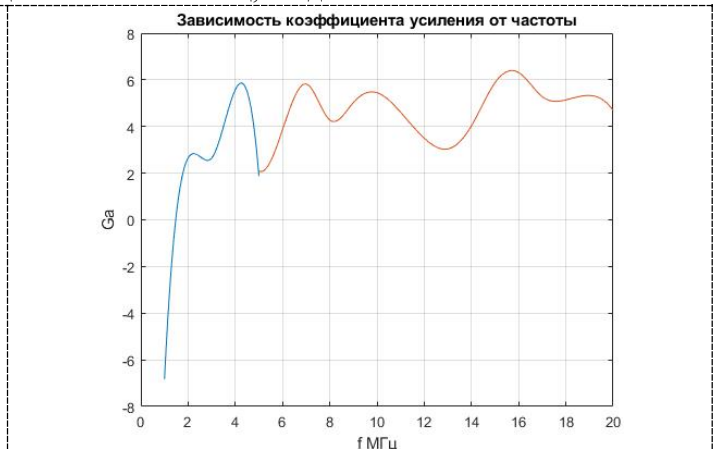


Рис. 6. Коэффициент усиления G_a в Dbi ромбических антенн по диапазону частот. Синяя – большой ромб РА, красный – малый.

Рассмотрим параметры передающей дельта-антенны, такие как коэффициент усиления (рис. 7) и коэффициент стоячей волны (рис. 8), а также диаграмму направленности. Размеры антенны составляют 68 метров в длину, 54 метров в ширину и 22 метра в высоту. Внешний вид антенны приведен на рисунке 2.

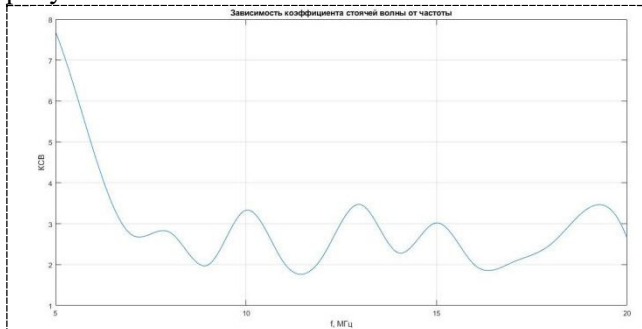


Рис. 5. Коэффициент стоячей волны дельта-антенны в диапазоне частот.

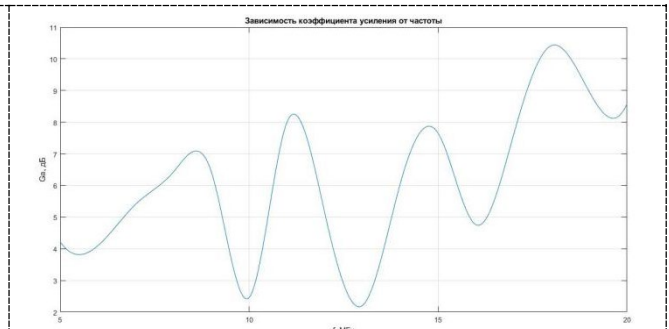


Рис. 6. Коэффициент усиления G_a в Dbi дельта-антенн в диапазоне частот.

Из графика КСВ можно сделать вывод о том, что антенна работает стабильно начиная с 7 МГц. График же коэффициента усиления от частоты показывает скачки коэффициента усиления на некоторых частотах, но коэффициент не опускается ниже 3, что является хорошим показателем.

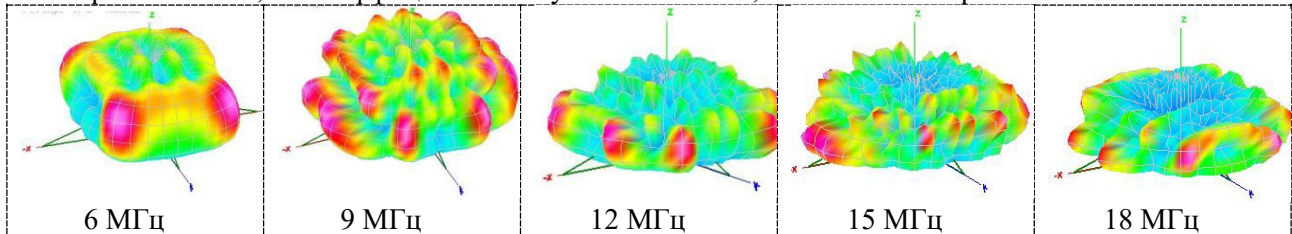


Рис. 7. Трехмерные диаграммы направленности дельта-антенн на частотах от 6 МГц до 18 МГц.

Моделирование проводилось в диапазоне частот 1-20 МГц, здесь приведены графики в диапазоне частот от 5 до 20 МГц (рис. 7), потому что на частотах от 1 до 5 МГц слишком высокие показатели КСВ, из которых следует вывод о плохой работе антенны на этих частотах.

Из графиков диаграммы направленности видно, что несмотря на достаточное усиление при излучении в зенит, присутствуют также заметные боковые лепестки, а значит заметное усиление при излучении вбок, что говорит о хорошей работе при наклонном зондировании. Это дает основание выделить целевые области для зондирования этой антенны (рис. 8).

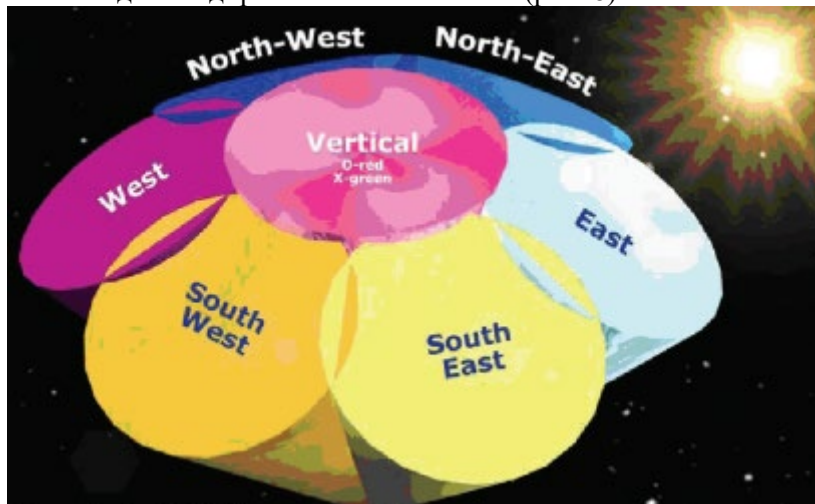


Рис. 8. Области зондирования дельта-антенны.

Результаты практической работы антенной системы ионозонда

Антенные системы, подобные проведенному выше моделированию, применяются на отечественных ионозондах серии «Парус-А». На большинстве установлены ромбические антенны, на некоторых применяются дельта-антенны. Эти ионозонды, ставшими базовыми для сети вертикального зондирования Росгидромета (ФГБУ «ИПП»), устанавливаются на территории России с 2013 года и за прошедшие годы показали свою надежность и достоверность данных. [6] На рисунке 9 представлен внешний вид приемных (на переднем плане) и передающих антенн (на заднем плане).



Рис. 9. Антенная система ионозонда «Парус-А»

Поскольку целевая функция ионозонда - излучение сигнала вертикально вверх и прием отраженного сигнала, то антенны типа «большой ромб и малый ромб» больше всего подходят для выполнения этой задачи. Для приема используется антенна системы «два скрещенных диполя», это необходимо для разделения обыкновенной и необыкновенной компонент сигналов, отражающихся от ионосферы. На рис. 10 приведена типичная ионограмма, полученная ионозондом Парус-А в г.Троицк (ИЗМИРАН) 12.00 UTC 7 мая 2022 года (день Радио).

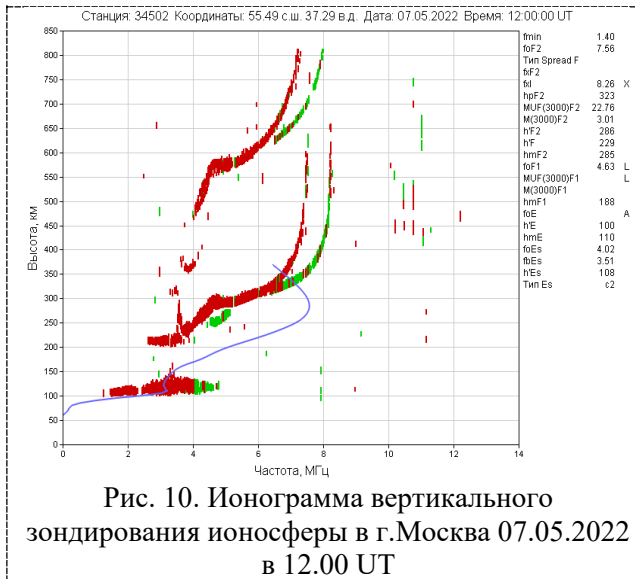


Рис. 10. Ионограмма вертикального зондирования ионосферы в г.Москва 07.05.2022 в 12.00 UT

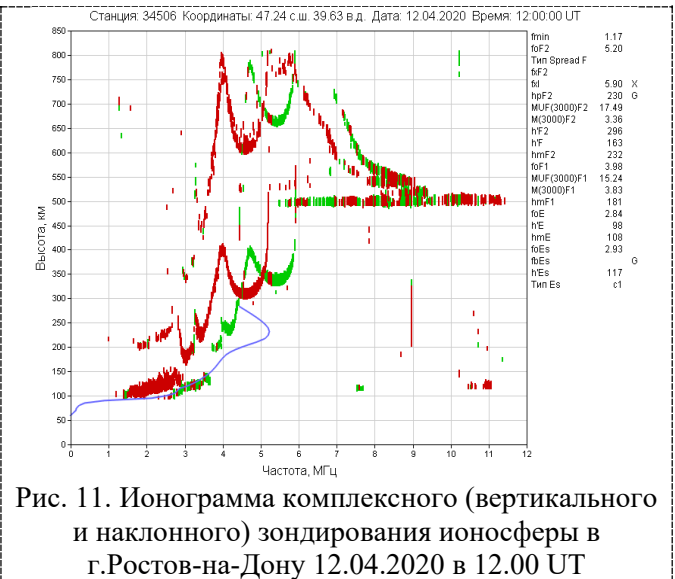


Рис. 11. Ионограмма комплексного (вертикального и наклонного) зондирования ионосферы в г.Ростов-на-Дону 12.04.2020 в 12.00 UT

На рисунке явно видно разделение компонент (красная - обыкновенная, зеленая - необыкновенная). Следы, расположенные на высотах 450 км и выше - это т.н. «кратники», т.е. результаты неоднократного отражения сигнала от ионосферы и поверхности Земли. Их появление обусловлено двумя факторами: параметрами передающей системы (формируема ДН «вверх» и мощность передатчика - 10 кВт в импульсе), а также параметрами приемной системы (чувствительность 40 дБмкВ, уровень спектральной плотности собственных шумов не более минус 190 дБВт/Гц). Изначально ионозонды серии «Парус-А» предназначались исключительно для вертикального зондирования. Однако, при разработке была заложена функция привязки к мировому времени (т.н. секундная метка). Именно это позволило в дальнейшем синхронизировать работу нескольких ионозондов и проводить наклонное зондирование. Этому также способствовала антенная система: диаграмма направленности приемных диполей позволяет принимать сигналы с любого направления. Диаграмма направленности передающей антенны максимально благоприятствовала этому: из рисунков 2 и 3 мы видим наличие значительных боковых лепестков. Они не мешают вертикальному зондированию, но при этом очень эффективны при наклонном. [7]

Первый сеанс НЗ на этих ионозондах был проведен в 2013 году. [8] В дальнейшем путем адаптации и обновления специального программного обеспечения (СПО) удалось стабилизировать и эксперименты по наклонному зондированию стали проводиться значительно чаще. Высказывались идеи использовать НЗ для проведения поверочных испытаний ионозондов. [9]

На рисунке 11 приведен пример ионограммы комплексного зондирования ионосферы (совмещение вертикального и наклонного).

Преимущество комплексного зондирования очевидно - за один сеанс выхода в эфир получаем заметно больше данных, правда остается вопрос обработки и интерпретации. Кроме того стоит учитывать что эксперименты проводились на действующих станциях, задача которых каждый 15 минут выдавать потребителям актуальную информацию. Проведение эксперимента в данном случае не должно ущемлять интересов служб, нуждающихся в данных об ионосфере. Таким образом комплексное зондирование отвечает интересам всех сторон.

Дальнейшим развитием антенной системы видится модернизация как приемной части, так и передающей для расширения возможности наклонного зондирования. Например, видится целесообразным создание некоторой фазированной антенной решетки для приема сигнала, это позволит определять и азимут принимаемого сигнала и угол места, что значительно поможет при анализе ионосферы в точке отражения. Также имеет смысл модернизировать передающую антенну для оптимизации боковых лепестков.

В дальнейшем вместе с оптимизацией приемной системы ее возможно адаптировать для приема сигналов специализированных космических аппаратов и проводить трансionoсферное зондирование.

Заключение

Дельта-антенна по конструкции близка к ромбической антенне, но имеет кардинальные различия. Ромбическая антенна имеет сильное излучение в зенит, когда дельта-антенна наоборот же больше приспособлена к излучению в разные стороны, нежели вверх, что делаю её лучше для наклонного зондирования ионосферы. Коэффициент усиления у дельта-антенны больше на некоторых частотах, чем у ромбической антенны, что благотворно влияет для распространения сигнала в режиме наклонного зондирования.

В итоге, схожие по конструкции антенны имеют разные предрасположенности к использованию. Ромбические антенны больше подходят к исследованию ионосферы методом зенитного зондирования, когда дельта-антенна имеет лучшие характеристики для наклонного зондирования.

Многолетняя практика показала целесообразность применения их на ионозондах серии «Парус-А». К тому же такая «неидеальная» ДН дельта-антенн и большого и малого ромбов позволила расширить работу ионосферных станций и, дополнительно к вертикальному зондированию, проводить эксперименты по наклонному зондированию ионосферы.

Работа выполнена при финансовой поддержке Фонда содействия инновациям (ФСИ) в рамках Договора 94С2/МОЛ/73887 от 25.03.2022г.

ЛИТЕРАТУРА

1. Васильев Г.В., Исследование погрешностей измерения параметров ионосферы методами вертикального зондирования и вопросы проектирования аппаратуры // Диссертация на соискание ученой степени к.т.н., М. 1970.
2. Васильев Г.В., Васильев К.Н., Гончаров Л.П., Панорамная автоматическая ионосферная станция АИС// Геомагнетизм и аэрономия, 1960, №5, №10
3. Айзенберг Г.З., Антенны для магистральных коротковолновых радиосвязей // М.: Связьиздат, 1948. – 464.
4. Козлов, А. Н. Ромбические антенны ионозонда - результаты компьютерного моделирования / А. Н. Козлов, В. А. Гарбацевич // Журнал научных публикаций аспирантов и докторантов. – 2008. – № 10(28). – С. 243-249. – EDN SJGOLV.
5. Гончаренко И.В., Компьютерное моделирование антенн. Всё о программе MMANA // М.:ИП РадиоСофт, Журнал «Радио», 2002. – 80.
6. Гивишвили Г.В., Крашенинников И.В., Лещенко Л.Н., Власов Ю.М., Кузьмин А.В. Ионозонд «Парус-А»: функциональные возможности и перспективы // Гелиофизические исследования выпуск 4. 2013. С. 68–74.
7. Котонаева Н.Г., Денисова В.И., Паньшин Е.А., Литвинов С.В., Глинкин И.А. Результаты эксперимента по комплексному зондированию ионосферы на ионозондах серии «Парус-А» ионосферной сети Росгидромета // Современные проблемы дистанционного зондирования, радиолокации, распространения и дифракции волн / Материалы Всероссийской открытой научной конференции. –Муром: Изд.-полиграфический центр МИВлГУ. 2019. С 326 - 335.
8. Гивишвили Г.В., Крашенинников И.В., Лещенко Л.Н. Ионозонд «Парус-А»: новый измерительный комплекс ИЗМИРАН // В сборнике: Электромагнитные и плазменные процессы от недр Солнца до недр Земли Юбилейный сборник ИЗМИРАН-75. Москва, 2015. С. 150-159.
9. Литвинов С.В., Паньшин Е.А., Качановский Ю.М., Алексеева А.В. Проведение работ по исследованию расширения функциональных возможностей ионозонда «Парус-А» государственной сети Росгидромета // Гелиогеофизические исследования. Выпуск 21. 2019. С. 32–39.
10. Корляков, Д.С., Литвинов С.В., Семёнова О.В. Антенная система современного ионозонда комплексного зондирования // Актуальные проблемы и перспективы развития радиотехнических и инфокоммуникационных систем" ("Радиоинфоком-2022") : Сборник научных статей по материалам VI Международной научно-практической конференции, Москва, 06–10 июня 2022 года. – Москва: МИРЭА - Российский технологический университет, 2022. – С. 91-95.

РОЛЬ ЭЛЕКТРОМАГНЕТИЗМА В ПРОИСХОЖДЕНИИ КОЛЕЦ САТУРНА. ДЖ.К. МАКСВЕЛЛ БЫЛ БЛИЗОК РЕШЕНИЮ ЭТОЙ ПРОБЛЕМЫ

Черный В.В.¹, Капранов С.В.²

¹ *Институт современной науки, Москва*

chernyv@mail.ru

² *Институт биологии южных морей имени А.О. Ковалевского РАН, Москва*

sergey.v.kapranov@yandex.ru

Предложено объяснение происхождения плотных колец Сатурна из кусков льда протопланетного облака. Показано, как Сатурн мог создать кольца используя свое магнитное поле. Определена роль силы диамагнитного выталкивания, приводящая к смещению орбит кусков льда на магнитный экватор, где их энергия минимальна. Эта сила действует вместе с гравитационной и центробежной силами. Каждый кусок льда приобретает стабильную орбиту на магнитном экваторе Сатурна благодаря магнитной анизотропной аккреции, где предотвращается его радиальное и вертикальное смещение. Максвелл доказал (1859), что кольца состоят из кусков плотной материи, и мог решить проблему происхождения колец, но только спустя 150 лет зонд Кассини (2004-2017) обнаружил, что куски состоят из водяного льда.

Введение

Впервые учитывается взаимодействие магнитного поля Сатурна с диамагнитными кусками льда протопланетного облака. Показано, что возникающая сила диамагнитного выталкивания способствует возникновению стабильной дискообразной структуры плотных колец Сатурна, образованию их резких краев и щелей, и разделению кусков льда в кольцах.

Мы рассматриваем плотные кольца из кусков льда, их происхождение пока не ясно. Галилей впервые увидел кольца Сатурна в 1610 г. Максвелл доказал (1859), что кольца состоят из разделенных частиц материи (точнее, то, что они видели, это куски материи) [1, 2], Койпер предсказал (1947), что куски колец состоят из льда. Зонд Кассини (2004-2017) обнаружил, что куски в кольцах состоят на 90-95% из водяного льда, температура колец 65-100К. Диск колец шириной в сотни тысяч км и толщиной 10-100 м, заполненный кусками льда, несется вокруг Сатурна с огромной орбитальной скоростью: кольцо $D - 23,2$ км/с; $C - 21,3$, $B - 19$, $A - 17,1$, $F - 16,4$ [3, 4]. Если сравнить отношение толщины к длине листа бумаги формата А4 с таковым в системе плотных колец Сатурна, то относительная толщина плотных колец будет в тысячи раз меньше. Удивительно, каким образом такой тонкий ледяной диск огромного диаметра висит в открытом космосе.

Существует ряд гипотез о происхождении колец Сатурна и физических причинах их существования. Например: кольца являются результатом приливного разрушения мигрирующей луны в пределах околопланетного диска Сатурна; структура колец определяется орбитальными резонансами со спутниками; кольца - это обломки, поддерживаемые гравитационным квадрупольным моментом планеты; кольца являются результатом разрушения при столкновении луны с луной; кольца представляют собой обломки внешних спутников планеты в результате столкновений с кометами или метеоритами; кольца возникают в результате приливного разрушения проходящей большой кометы; кольца являются результатом быстрого вязкого распространения обломков; кольца объясняются с помощью гравитационно-вязкой турбулентной модели дифференциального обращения сталкивающихся обломков; кольцевая система является продуктом космогонических последствий гравито-электродинамических и магнито-гравитационных взаимодействий заряженных частиц пылевой плазмы или конденсации из частично вращающейся плазмы; кольца являются остатками протоспутникового диска; кольца – результат вулканической активности спутника Сатурна [3-19]. К сожалению, ни одна из этих моделей не дает объяснения многим наблюдаемым особенностям колец: их расположению в экваториальной плоскости и стабильности, тонкой структуре колец, сильной плоскостности и резких границ системы колец, необычного деления кусков льда и много другого [4, 12, 16].

Существует мнение, что среди возможных физических причин происхождения колец Сатурна и их стабильного существования, могут быть негравитационные силы [3, 4]. Ранее нами показано, что

за происхождение колец Сатурна может отвечать сверхпроводимость кусков льда [20-32]. Но пока нет убедительных доказательств сверхпроводимости космического льда.

В данной работе мы показываем, что Сатурн мог сам создать кольца с помощью взаимодействия магнитного поля с диамагнитными ледяными кусками протопланетного облака в присутствии гравитационного поля. Данная работа опирается на наше фундаментальное математическое решение задачи взаимодействия гравитационного и магнитного поля Сатурна с кусками диамагнитного льда протопланетного облака [38-40].

Решение проблемы происхождения колец Сатурна с учетом вклада магнитной анизотропной аккреции

Зонд Кассини определил, что соотношение тяжелых и легких изотопов водорода в кусках льда колец такое же, как и для льда на Земле [33]. Лед XI, стабильный ниже 73К, может быть основной полиморфной модификацией льда в кольцах Сатурна [34], и он диамагнитен [35, 36]. Это говорит о том, что в гравитационных моделях кольцевого происхождения следует учитывать дополнительное взаимодействие магнитного поля Сатурна с диамагнитными частицами льда протопланетного облака.

Следуя теории малой туманности Сафронова [37], наша концепция магнитной анизотропной аккреции [38-42] предполагает, что после возникновения магнитного поля Сатурна и появления силы диамагнитного выталкивания, действующей на куски льда, все орбиты кусков льда внутри протопланетного облака начали смещаться в плоскость магнитного экватора. Кассини обнаружил, что для Сатурна магнитный экватор совпадает с географическим. В итоге протопланетное облако коллапсирует в диск из колец с кусками льда в плоскости экватора Сатурна, в которой все куски льда оказываются в трехмерной магнитной яме. Для движущихся по орбите кусков льда гравитационная сила уравнивается центробежной силой и силой диамагнитного выталкивания.

Трансформацию протопланетного облака в диск из колец можно представить так (рис. 1):

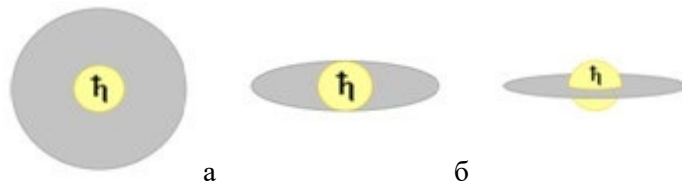


Рис. 1. Превращение протопланетного облака Сатурна в диск из колец после возникновения магнитного поля Сатурна и его взаимодействия с кусками льда: от а до б и с.

Необходимо решить проблему того, как все орбиты диамагнитных ледяных кусков в протопланетном облаке Сатурна после возникновения магнитного поля Сатурна оказываются в плоскости магнитного экватора и создают систему колец с хорошо разделенными кусками льда и тонкой структурой колец. Важно отметить, что Сатурн обладает сферически симметричным гравитационным полем и осесимметричным магнитным полем. Согласно идее, которую предложили В. Черный и С. Капранов [38, 43-46], сначала решается задача о движении одиночной диамагнитной сферы в гравитационном и магнитном полях в предположении о постоянном радиусе орбиты. Решение сводится к уравнению для азимутального угла движения сферы. Аналитическое решение показывает, что все стабильные орбиты сфер фиксируются в плоскости магнитного экватора. Решение только для гравитационного поля (т.е. если магнитное поле равно нулю) дает соотношение составляющих угловой скорости сферы, которое маловероятно, что, опровергает известную гравитационную теорию стабильности колец Сатурна. Если на сферу действует дополнительная магнитная сила, то она оказывается в плоскости магнитного экватора, что и наблюдается для колец.

Затем рассматриваем модель колец Сатурна в виде пространственно разделенных и равномерно намагниченных сфер дискообразной плоской структуры, состоящей из идентичных сфер одинаковой плотности. Оказалось, что намагниченность и магнитный момент сфер в дискообразной структуре намного выше, чем у одиночной сферы, из-за выравнивания множества магнитных диполей с полем. В дисковой структуре сила выталкивания диамагнетика в область слабого поля сильнее, а магнитная яма на магнитном экваторе глубже.

Стабильность кольцевой системы, разделение кусков льда и резкие границы колец

Особенности дискообразной кольцевой структуры Сатурна обеспечивают достаточную стабильность орбит кусков льда и всей кольцевой системы. Устойчивость к вертикальному сдвигу

обусловлена минимальной энергией кусков льда на экваторе, а стабильность горизонтальной орбиты обеспечивается неоднородностью магнитного поля по радиусу. Магнитная яма диска колец с кусками льда нарушает структуру линий магнитного поля Сатурна (рис. 2).



Рис. 2. Деформация линий магнитного поля Сатурна диском колец.

Существующее объяснение резких границ в кольцах было основано на явлении синхронизации, благодаря которому эпициклические фазы вращения кусков льда в кольце при определенных условиях синхронизируются с фазой внешних спутников [47]. Но это объясняет только регулярность неоднородностей на границах колец, возникающих при прохождении рядом с ними спутников.

Мы предлагаем новое объяснение резких границ колец и разделения кусков льда [48, 49]. Структура колец является результатом перераспределения кусков льда в областях изменения градиента магнитного поля в плоскости магнитного экватора из-за различных составляющих магнитной силы. Компоненты силы следующие. В вертикальном направлении $F_z = -\mu \partial H / \partial z$, где μ - магнитный момент частицы и $\partial H / \partial z$ - градиент магнитного поля вдоль оси магнитного диполя. Сила диамагнитного выталкивания, образующая резкие границы кольца, равна $F_r = -\mu \partial H / \partial r$, где $\partial H / \partial r$ - градиент магнитного поля вдоль радиуса кольца. Случайный разрыв в системе колец будет стабилизирован составляющей силы выталкивания диамагнитного куска льда $F_\phi = -\mu r^{-1} \partial H / \partial \phi$, где $r^{-1} \partial H / \partial \phi$ - градиент магнитного поля в тангенциальном направлении.

Магнитное поле в плоскости колец неоднородно. Линии магнитного поля будут стремиться проходить через области с наибольшей плотностью магнитного потока, а куски льда будут накапливаться в областях с низкой плотностью магнитного потока. Градиент плотности магнитного потока расталкивает куски льда друг от друга, а также очищает зазоры внутри кольцевой системы, образуя жесткую тонкую структуру из разделенных колец. Плотность магнитного потока внутри каждого кольца будет ниже, чем в окружающем пространстве. Разница в плотности потока вызовет внутреннее магнитное давление на каждое кольцо, поэтому кольца имеют резкие границы (рис. 3).

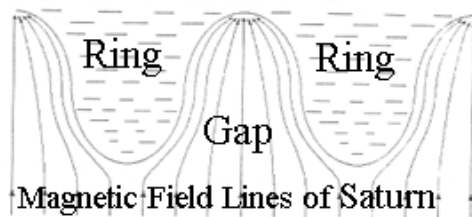


Рис. 3. Плотные и разреженные участки кусков льда выглядят как система колец.

Зонд Кассини зарегистрировал необычное явление, когда куски льда в кольцах не обязательно двигаются по круговым траекториям. Часто их траектории имеют сложный вид, и даже наблюдается перестройка их положения из одной траектории в другую. При этом, почему-то куски льда практически не сталкиваются между собой, хотя у них достаточно плотное движение [50]. Не исключено, что здесь играет роль сила диамагнитного выталкивания [48, 49, 52]. Интересно, что для малой фракции кусков наблюдается отклонение от средней скорости на несколько м/час. Иногда происходят столкновения и разрушение кусков льда. Когда быстрый кусок льда врежется в соседний, то оба куска могут дробиться на более мелкие. Затем происходит перераспределение образовавшихся кусков по размерам, и каждый

уходит на свою орбиту. В итоге устанавливается баланс между процессом декомпозиции кусков льда и их объединением.

Выводы

Мы показали, что Сатурн мог создать плотные кольца с помощью своего магнитного поля. Важную роль играет открытый нами процесс магнитной анизотропной аккреции диамагнитных кусков льда. Из приведенной модели следует, что возраст колец может быть близок возрасту магнитного поля Сатурна и всей солнечной системы, как это отмечалось в [51, 52]. Максвелл, основатель электромагнитной теории, почти решил проблему происхождения колец, когда в 1859 г. доказал, что для стабильности кольца Сатурна состоят из отдельных кусков материи [1, 2]. А тот факт, что это куски водяного льда, был обнаружен зондом Кассини 150 лет спустя.

Работа по проекту выполнена за счёт средств авторов.

ЛИТЕРАТУРА

1. Maxwell J.C. On the stability of the motion of Saturn's rings // *Monthly Notices of the Royal Astronomical Society*. vol. 19, 1859. pp. 297-304.
2. Brush S.G., Everitt C.W.F., Garber E. (eds.). *Maxwell on Saturn's rings* / - Cambridge, MA, MIT Press, 1983.
3. Cuzzi J.N., Burns J.A., Charnoz S., Clark R.N., Colwell J.E. et al. An evolving view of Saturn's dynamic rings // *Science*. vol. 327, no. 5972, 2010. pp. 1470-1475.
4. Esposito L.W. Composition, structure, dynamics, and evolution of Saturn's rings // *Annual Review of Earth and Planetary Science*. vol. 38, 2010. pp. 383-410.
5. Tsygan A.I. What maintains Saturn's rings? // *Astronomicheskii Zhurnal*. vol. 54, 1977. pp. 870-874.
6. Alfvén H. Solar system history as recorded in the Saturnian ring structure // [Astrophysics and Space Science](#). vol. 97, 1983. pp. 79-94.
7. Mendis D.A., Hill J.R., Houppis H.L.F. Charged dust in Saturn's magnetosphere // *Journal of Geophysical Research*. vol. 88, 1983. Supplement A929-A942.
8. Fridman A.M., Gorkavyi N.N. *Physics of planetary rings: celestial mechanics of continuous media* / - Berlin, Springer, 1999.
9. Schmidt J., Ohtsuki K., Rappaport N., Salo H., Spahn F. Dynamics of Saturn's dense rings / M. Dougherty, L. Esposito, S. Krimigis (eds.). *Saturn from Cassini-Huygens, 2009*. pp. 413-458.
10. Charnoz S., Morbidelli A., Dones L., Salmon J. Did Saturn's rings form during the late heavy bombardment? // *Icarus*. vol. 199, 2009. pp. 413-428.
11. Canup R.M. Origin of Saturn's rings and inner moons by mass removal from a lost Titan-sized satellite // *Nature*. vol. 468, 2010. pp. 943-946.
12. Crida A., Charnoz S. Solar system: recipe for making Saturn's rings // *Nature*. vol. 468, 2010. pp. 903-905.
13. Hyodo R., Charnoz S., Genda H., Ohtsuki K. Formation of Centaurs' rings through their partial tidal disruption during planetary encounters // *The Astrophysical Journal Letters*. vol. 828, 2016. L8.
14. Cuk M., Dones L., Nesvorný D. Dynamical evidence for a late formation of Saturn's moons // *The Astrophysical Journal*. vol. 820, no. 2, 2016. 16pp.
15. Hyodo R., Charnoz S., Ohtsuki K., Genda H. Ring formation around giant planets by tidal disruption of a single passing large Kuiper belt object // *Icarus*. vol. 282, 2017. pp. 195-213.
16. Estrada P., Durisen R., Cuzzi J. After the Cassini grand finale, is there a final consensus on ring origin and age? // AGU Meeting, New Orleans, 12 Dec. 2017. 298112.
17. Charnoz S., Canup R., Crida A., Dones L. The origin of planetary rings system / M. S. Tiscareno, C. D. Murray (eds.). *Planetary Rings Systems, 2018*. pp. 5017-5038.
18. Tiscareno M.S., Nicholson P.D., Cuzzi J.N., Spilker L.J., Murray C.D. et al. Close-range remote sensing of Saturn's rings during Cassini's ring-grazing orbits and grand finale // *Science*. vol. 364, no. 6445, 2019. pp. 1017-1027.
19. Ida S. The origin of Saturn's rings and moons // *Science*. vol. 364, no. 6445, 2019. pp. 1028-1030.
20. Pospelov A.Yu., Tchernyi V.V., Girich S.V. Planet's rings: superdiamagnetic model and new course of investigations // Proc. SPIE 42nd Annual meeting, San Diego, CA, 27 Jul. – 1 Aug., 1999; *Small Spacecraft, Space Environments and Instrumentation Technologies* / SPIE. vol. 3116, 1998. pp. 117-128.

21. Tchernyi V.V., Pospelov A.Yu., Girich S.V. Are Saturn Rings Superconducting? (Super diamagnetism and possible superconductivity of planetary rings) // Huntsville Space Physics Colloquium, 20 Aug. 1999. University of Alabama, Huntsville, NASA Marshall Space Flight Center.
22. Tchernyi V.V. Possible superconductivity of Saturn's rings // Colloquia: Spring, Summer, 7 Aug. 2002. Institute for Astronomy, University of Hawaii, Honolulu, HI.
23. Tchernyi V.V., Chensky E.V. Movements of the protoplanetary superconducting particles in the magnetic field of Saturn lead to the origin of rings // IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters. vol. 2, no. 4, 2005. pp. 445-446. Corrections: IEEE GRSL. vol. 3, no. 2, 2006.
24. Tchernyi V.V., Chensky E.V. Electromagnetic background for possible magnetic levitation of the superconducting rings of Saturn // Journal of Electromagnetic Waves and Applications. vol. 19, no. 7, 2005. pp. 987-995.
25. Tchernyi V.V., Pospelov A.Yu. Possible electromagnetic nature of the Saturn's rings: superconductivity and magnetic levitation // Progress in Electromagnetic Research (PIER). vol. 52, 2005. pp. 277-299.
26. Tchernyi V.V., Pospelov A.Yu. About hypothesis of the superconducting origin of the Saturn's rings // Astrophysics and Space Science. vol. 307, no. 4, 2007. pp. 347-356.
27. Tchernyi V.V. To discovery of initial formation (origin) of the sombrero rings of Saturn: the role of electromagnetism // International Astronomical Union. XXVII General Assembly, Symposium. 263, Icy Bodies of the Solar System. Rio de Janeiro, Brazil, Aug. 3-14, 2009. Abstract book, 263-p:56. pp. 63-64.
28. Tchernyi V.V. About role of electromagnetism to the Saturn rings origin - to the unified theory of the planetary rings origin // International Journal of Astronomy and Astrophysics. vol. 3, no. 4, 2013. pp. 412-420.
29. Tchernyi V.V. The Meissner effect and quantum trapping of the particles of the protoplanetary cloud produce a stable system in the form of Saturn's rings // Bulletin of the Moscow Region State University. Series: Physics-Mathematics. no. 4, 2018. pp. 54-65.
30. Tchernyi V.V., Pospelov A.Yu. Quantum locking and the Meissner effect lead to the origin and stability of the Saturn's rings system // International Journal of Astronomy and Astrophysics. vol. 8, no. 1, 2018. pp. 104-120.
31. Tchernyi V.V., Kapranov S.V., Pospelov A.Yu. Contribution of electromagnetism to the Saturn's rings origin and stability // 235th Meeting of the American Astronomical Society, Honolulu, HI, 4-8 Jan. 2020. Session: Sun, Solar Syst., Milky Way, 385.02.
32. Tchernyi V.V., Kapranov S.V., Pospelov A.Yu. Contribution of magnetism to the origin and stability of the rings of Saturn due to superconductivity of protoplanetary iced particles // <https://arxiv.org/abs/2004.13212>. 28 April 2020.
33. Clark R.N., Brown R.N., Cruikshank D.P., Swayze G.A. Isotopic ratios of Saturn's rings and satellites: implications for the origin of water and Phoebe // Icarus. vol. 3212, 2019. pp. 791-802. doi: 10.1016/j.icarus.2018.11.029
34. Hemley R. Effects of High Pressure on Molecules // Annual Review of Physical Chemistry. vol. 51, 2000. pp. 763-800.
35. Tchernyi V.V., Kapranov S.V. To the problem of the properties of ice of the Saturn's rings particles // 238th Meeting of the American Astronomical Society, 7-9 Jun. 2021. Session: Circumstellar disks and the solar system, 316.08.
36. Tchernyi V.V., Kapranov S.V. To the problem of the properties of Saturn's rings' ice // Research Notes of the American Astronomical Society. vol. 5, no. 10, 2021. p. 255.
37. Safronov V.S. Evolution of the protoplanetary cloud and formation of the Earth and planets / - Washington, D.C.: NASA, 1972.
38. Tchernyi V.V., Kapranov S.V. Contribution of magnetism to the origin of Saturn's rings // The Astrophysical Journal. vol. 894, no 1, id. 62, 6 May 2020, 8pp. doi: [10.3847/1538-4357/ab8475](https://doi.org/10.3847/1538-4357/ab8475).
39. The Mystery of Saturn's rings solved by magnetism? // <https://youtu.be/AI6AaMJoR4A>. 31 Jul. 2019.
40. AAS Journal Author Series: Vladimir Tchernyi on 2020ApJ...894...62T // <https://youtu.be/La7RmcWGUTQ>. 18 Sept. 2020.
41. Tchernyi V.V., Kapranov S.V., Pospelov A.Yu., Chensky E.V., Milovanov Yu.B. Importance of magnetic anisotropic accretion and quantum phenomena for the Saturn's rings origin. Formation and stability of particles // 43rd COSPAR Scientific Assembly, 28 Jan. – 4 Febr. 2021. Sydney, Australia. B0.1.

42. Tchernyi V.V. The role of magnetic field of Saturn for the rings origin // XXXIV General Assembly and Scientific Symposium URSI, 28 Aug. - 4 Sept. 2021. Rome, Italy. Short courses, SC06. p. 46.
43. Tchernyi V.V., Kapranov S.V. How Saturn could create rings by itself. The third force of diamagnetic expulsion and the mechanism of the magnetic anisotropic accretion of the origin of Saturn's rings // <https://arXiv.org/abs/2104.03967>. 8 April 2021.
44. Tchernyi V.V., Kapranov S.V. [How could Saturn form rings involving the third force of diamagnetic expulsion and the mechanism of magnetic anisotropic accretion](#) // Europlanet Science Congress, 13-24 Sept. 2021. EPSC2021-362. <https://meetingorganizer.copernicus.org/EPSC2021/EPSC2021-362.html>.
45. Tchernyi V.V., Kapranov S.V. How Saturn could create rings by itself. The role of the third force of diamagnetic expulsion and the mechanism of the magnetic anisotropic accretion // 53rd Annual DPS Meeting of the American Astronomical Society, 3-8 Oct. 2021. Session: Origins, Formation and Dynamical Systems, 411.07.
46. Tchernyi V.V., Kapranov S.V. How the third force of diamagnetic expulsion and the mechanism of magnetic anisotropic accretion allowed Saturn to create rings by itself // The Twelfth Moscow Solar System Symposium (12M-S3), 11-15 Oct. 2021. Russian Space Research Institute of Russian Academy of Sciences. 12M-S3-SB-12. Abstract Book, pp. 296-297.
47. Shepelyansky D.L., Pikovsky A.S., Schmidt J., Spahn F. Synchronization mechanism of sharp edges in rings of Saturn // Monthly Notices of the Royal Astronomical Society. vol. 395, no. 4, 2009. pp. 1934-1940. doi: [10.1111/j.1365-2966.2009.14719.x](https://doi.org/10.1111/j.1365-2966.2009.14719.x)
48. Tchernyi V.V., Kapranov S.V. Modeling of the Saturn's rings origin and separation of their particles // 53rd Lunar and Planetary Science Conference, 7-11 March 2022. The Woodlands, Texas. 53LPSC, W643, No. 1638.
49. Tchernyi V.V., Kapranov S.V. The role of diamagnetism in the separation of particles and sharp edges of the Saturn's rings // <https://arXiv.org/abs/2204.03414>. 7 April 2022.
50. Brilliantov N. et al. Size distribution of particles in Saturn's rings from aggregation and fragmentation // Proceedings of National Academy of Sciences. vol. 12, no. 31, 4 Aug. 2015. pp. 9536-9541. doi: [10.1073/pnas.1503957112](https://doi.org/10.1073/pnas.1503957112).
51. Crida A., Charnoz S., Hsu H.-W., Dones L. Are Saturn's rings actually young? // Nature Astronomy. vol. 3, 16 Sept. 2019, pp. 967-970. doi: [10.1038/s41550-019-0876-y](https://doi.org/10.1038/s41550-019-0876-y).
52. Tchernyi V.V., Kapranov S.V., Pospelov A.Yu. Role of electromagnetism in the origin of Saturn's rings due to diamagnetism of their particles: J.C. Maxwell had almost solved the rings origin problem // URSI Radio Science Letters. vol. 3, id. 69, 2021. doi: 10.46620/21-0069.

МЕТОД ИЗМЕРЕНИЯ ДОПЛЕРОВСКОГО СДВИГА ЧАСТОТЫ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ЭЛЕМЕНТОВ ГОЛОГРАФИЧЕСКОЙ ФОТОНИКИ

Бараболя Б.А., Габриэльян Д.Д., Караваяев С.В., Петухов А.В., Прыгунов А.Г.
Федеральное Государственное Унитарное Предприятие «Ростовский-на-Дону
научно-исследовательский институт радиосвязи» (ФГУП «РНИИРС»),
rniirs@rniirs.ru

В докладе рассмотрен метод измерения доплеровского сдвига частоты с использованием элементов голографической фотоники и предложен вариант технической реализации этого метода. В основе метода лежит частотный способ измерения дальности с измерением частоты биений голографической фотонной измерительной системой, который позволяет с точностью до полупериода колебаний измерять частоту биений. Сущность предлагаемого метода заключается в высокоточном измерении голографической фотонной измерительной системой за фиксированный интервал времени двух частот биений в радиоканале при относительном движении друг относительно друга приёмника и передатчика этого радиоканала, вычислении скорости их относительного движения и, на основе этого, расчёте доплеровского сдвига частоты в радиоканале.

Введение

Повышение эффективности использования околоземного космического пространства определяется объёмом информационного обмена, как между спутниками и наземными станциями, так и непосредственно между спутниками [1, 2]. Известно [3-5], что при организации спутниковых радиоканалов эффект доплеровского смещения несущей частоты является ограничивающим фактором, негативно влияющим на качество связи, ухудшая соотношение «сигнал – шум», и увеличивающим число ошибок при демодуляции сигналов. Всё большее применение в спутниковых радиоканалах находят квадратурные радиосигналы. В [6] показано, что геометрическая интерпретация влияния доплеровского сдвига частоты (ДСЧ) в принимаемом квадратурном радиосигнале заключается в повороте его фазового созвездия на некоторый угол. Начиная с некоторого значения угла возникающий поворот фазового созвездия, не позволяет правильно демодулировать и, соответственно, декодировать принятый радиосигнал, так как происходит полная замена его истинных состояний на соседние, ложные состояния. Величина допустимого угла поворота зависит от размера алфавита манипулированного сигнала (числа возможных состояний). В [6] определены границы допустимого значения угла поворота фазового созвездия, при котором не возникает ошибка демодуляции. Таким образом, задача разработки метода измерения ДСЧ в спутниковых радиоканалах для его учёта и компенсации является актуальной.

Цель работы

Повышение точности измерения ДСЧ в спутниковом радиоканале.

Решаемые задачи:

1. Разработка метода высокоточного измерения ДСЧ в спутниковом радиоканале.
2. Разработка варианта схемы устройства, реализующего метод измерений.

Разработка метода высокоточного измерения ДСЧ в спутниковом радиоканале

Известно [7, 8], что наиболее точными измерительными системами являются фотонные интерферометры, которые реализуют процесс фазовых измерений параметров сигналов. Широкий диапазон применений имеет голографический интерферометр с объёмной отражательно-пропускающей Фурье-голограммой в его конструкции, реализующий пространственно-спектральный метод голографической интерферометрии. Для решения задачи измерения ДСЧ интерферометр такого типа может быть использован в сочетании с частотным методом измерения дальности между передатчиком и приёмником радиосигнала, которые перемещаются относительно друг друга со скоростью v [8]. Частотный способ измерения дальности с измерением частоты биений голографической фотонной измерительной системой, описанный в [9], позволяет с точностью до полупериода колебаний измерять частоту биений. Таким образом, обеспечивается высокая точность

измерения расстояния между передающим и приёмным устройствами радиоканала, которые взаимно перемещаются. Измеряя частоты биений $f_{\delta 1}$ и $f_{\delta 2}$ для расстояний R_1 и R_2 соответственно между приёмником и передатчиком в спутниковом радиоканале в моменты времени t_1 и t_2 , вычисляем скорость v их относительного перемещения:

$$v = \frac{R_1 - R_2}{\Delta t}, \quad (1)$$

где $\Delta t = |t_1 - t_2|$.

Используя значение параметра v , вычисленное по результатам измерений, рассчитываем значение ДСЧ радиосигнала F_D , используя известное соотношение:

$$F_D = f_0 \frac{v}{c}, \quad (2)$$

где f_0 - частота излучения радиопередатчика; c - скорость электромагнитной волны.

Известно [10], что измеренная дальность R в частотном методе измерения дальности определяется из выражения:

$$R = \frac{cf_0}{2\Delta F_{\text{дев}} F_M}, \quad (3)$$

где f_0 - измеренная частота биений; $\Delta F_{\text{дев}}$ - частота девиации сигнала с линейной частотной модуляцией (ЛЧМ); F_M - частота манипуляции ЛЧМ сигнала.

Подставляя (3) в (2) и, используя ранее введённые обозначения, запишем выражение для определения значения параметра F_D :

$$F_D = \frac{f_0 (f_{\delta 1} - f_{\delta 2})}{2\Delta F_{\text{дев}} F_M \Delta t}. \quad (4)$$

В выражении (4) параметры f_0 , $\Delta F_{\text{дев}}$, F_M и Δt для конкретной системы измерений являются фиксированными и известными. Параметры $f_{\delta 1}$ и $f_{\delta 2}$ могут быть измерены с высокой точностью голографической фотонной измерительной системой. Таким образом, выражение (4), по результатам измерений параметров $f_{\delta 1}$ и $f_{\delta 2}$, позволяет рассчитать численное значение ДСЧ в спутниковом радиоканале.

Разработка варианта схемы устройства, реализующего метод измерений

Структурная схема голографической фотонной измерительной системы для измерения ДСЧ показана на рисунке 1.

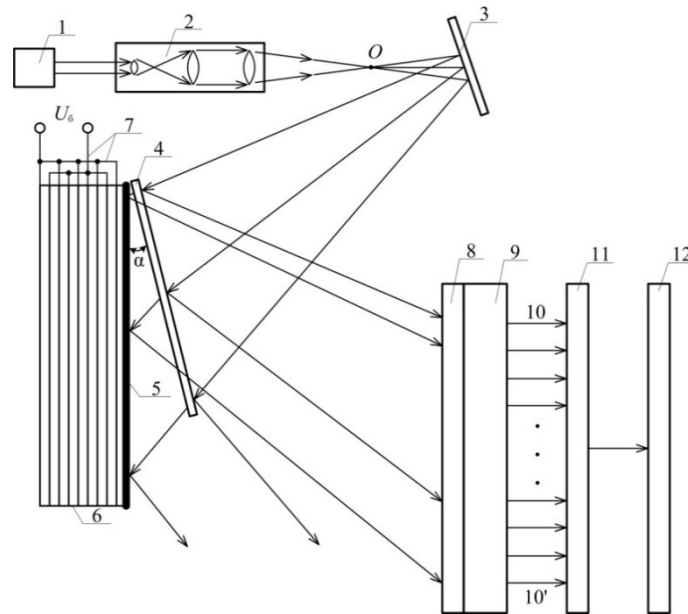


Рис. 1. Структурная схема голографической фотонной измерительной системы.

На рисунке 1 использованы следующие обозначения: 1 – лазерный излучатель когерентного светового потока (лазер); 2 – коллиматор с фокусирующей линзой на его выходе; 3 – плоское поворотное зеркало; O – точка фокусировки светового потока; 4 – объёмная отражательно-пропускающая Фурье-голограмма; 5 – плоское зеркало; α – угол между фурье-голограммой 4 и плоским зеркалом 5; 6 – тонкоплёночный многослойный пьезоэлектрический актюатор; 7 – электроды тонкоплёночного многослойного пьезоэлектрического актюатора; U_6 – напряжение электрического сигнала на частоте биений; 8 – фотоприёмное устройство; 9 – пороговое устройство; 10-10' – цифровой двоичный код; 11 – устройство обработки и анализа сигналов; 12 – оконечное устройство. Линиями со стрелками и без обозначений показаны лучи световых потоков и электрические связи в схеме измерителя ДСЧ.

Плоское поворотное зеркало 3 представляет собой зеркало без защитного внешнего покрытия, выполненное путём напыления металлического отражающего слоя на его поверхность. Плоское зеркало 6 нанесено на боковую грань тонкоплёночного многослойного пьезоэлектрического актюатора 6 методом напыления и выполнено без защитного покрытия. Объёмная отражательно-пропускающая Фурье-голограмма 4 экспонирована на высокоразрешающей голографической фотопластинке во встречных световых пучках в линейном режиме. В качестве фотоприёмного устройства 8 могут быть использованы линейка или матрица фоточувствительных элементов. В качестве порогового устройства 9 могут быть использованы линейки или матрицы пороговых элементов в интегральном исполнении или другие типы пороговых устройств. Выход каждого фоточувствительного элемента фотоприёмного устройства 8 соединён со входом соответствующего ему порогового элемента порогового устройства 9.

Структурная схема устройства, представленная на рис. 1, работает следующим образом. Световой поток, формируемый лазером 1 направляется на коллиматор 2 с фокусирующей линзой на его выходе. В коллиматоре 2 формируется световой поток, требуемого диаметра с плоским волновым фронтом и с примерно равномерной плотностью распределения интенсивности оптического поля по его сечению. Этот световой поток фокусируется линзой, размещённой на выходе коллиматора. Фокусирующая линза фокусирует, падающий на неё световой поток в точке O и направляет его на плоское поворотное зеркало 3. Это зеркало направляет падающий на него световой поток на объёмную отражательно-пропускающую Фурье-голограмму 4. Световой поток, падающий от плоского поворотного зеркала 3 на эту Фурье-голограмму, частично дифрагирует от неё, а частично проходит насквозь через эту Фурье-голограмму, отражается плоским зеркалом 5 и частично повторно проходит через эту Фурье-голограмму, но в обратном направлении. Световой поток, дифрагировавший от Фурье-голограммы 4, и световой поток, отражённый плоским зеркалом 5, и повторно прошедший насквозь через Фурье-

голограмму 4, интерферируют в плоскости эмульсии этой голограммы. Сформированная интерферограмма проецируется в плоскость фотоприёмного устройства 8. Эта интерферограмма представляет собой набор светлых и тёмных полос эллиптической формы с малым эксцентриситетом эллипсов [11]. Параметры пространственно-спектрального распределения интенсивности оптического поля на входной плоскости фотоприёмного устройства 8 зависят от оптической разности хода интерферирующих световых потоков. Эта оптическая разность хода зависит от параметров оптического поля, экспонированного на объёмной отражательно-пропускающей Фурье-голограмме 4, от расстояния между этой Фурье-голограммой и плоским зеркалом 5, угла α , от кривизны волнового фронта интерферирующих световых потоков и углов их падения на эту Фурье-голограмму. К контактам электродов 7 тонкоплёночного многослойного пьезоэлектрического актюатора подводится усиленный электрический сигнал на частоте биений U_{σ} , вырабатываемый приёмным устройством с ЛЧМ сигналами, аналогично частотному методу измерения дальности. В зависимости от величины и полярности электрического сигнала U_{σ} , подаваемого на электроды 6 пьезоактюатора, торцевая грань этого актюатора с напылённым на неё плоским зеркалом 5, перемещается вдоль продольной оси симметрии этого актюатора. Перемещение плоского зеркала 5 вызывает изменение оптической разности хода лучей, интерферирующих в плоскости фотоприёмного устройства 8. Это приводит к изменению параметров пространственно-спектрального распределения интенсивности оптического поля в плоскости интерференции и к соответствующему изменению цифрового двоичного кода на выходах пороговых элементов порогового устройства 9. Для оптической схемы устройства, представленного на рисунке 1, необходимо учитывать следующее:

- при увеличении кривизны волнового фронта светового потока, падающего на Фурье-голограмму 4 (фазовый центр источника светового потока приближается к плоскости этой Фурье-голограммы), интерференционные полосы на интерферограмме сбегаются к центру интерференционной картины;
- при уменьшении кривизны волнового фронта светового потока, падающего на Фурье-голограмму 4 (фазовый центр источника светового потока удаляется от плоскости этой Фурье-голограммы), интерференционные полосы на интерферограмме разбегаются от центра интерференционной картины;
- при полном совпадении кривизны волнового фронта светового потока, падающего на Фурье-голограмму 4, с кривизной волнового фронта светового потока, экспонированного на этой Фурье-голограмме, в плоскости интерференции будет наблюдаться сплошная засветка (реально это условие получить практически невозможно и оно может не учитываться).

Электрические сигналы, соответствующие параметрам каждой конкретной интерферограммы в виде цифрового двоичного кода 10-10' поступают с выходов элементов порогового устройства 9 на входы устройства обработки и анализа сигналов 11. Одной из функций устройства обработки и анализа сигналов 11 является сравнение между собой кодовых комбинаций двоичного кода, поступающих на его вход, и измерение интервала времени между поступлением одинаковых кодовых комбинаций. Измеренный интервал времени между одинаковыми кодовыми комбинациями является периодом колебаний сигнала с частотой биений в конкретный момент времени и позволяет рассчитать частоту этого сигнала в момент времени измерений, а количество кодовых комбинаций между двумя одинаковыми позволяет оценить амплитуду этого сигнала. В этом устройстве, по результатам анализа комбинаций цифровых двоичных кодов, поступающих на его вход и соответствующих различным моментам времени вычисляются частоты биений $f_{\sigma 1}$ и $f_{\sigma 2}$, соответствующие моментам времени t_1 и t_2 , а также, в соответствии с выражением (4), рассчитывается численное значение ДСЧ. С выхода этого устройства выходной сигнал в виде измеренного значения ДСЧ поступает на вход оконечного устройства 12, в котором регистрируется и из которого, при необходимости, передаётся в радиоприёмное устройство для коррекции процесса демодуляции принимаемого квадратурного многопозиционного радиосигнала.

Таким образом, на рисунке 1 представлен вариант структурной схемы, обеспечивающей возможность с точностью до полупериода колебаний измерять численное значение ДСЧ.

Заключение

1. Предложен метод измерения доплеровского сдвига частоты с использованием элементов голографической фотоники. Приведено математическое соотношение, позволяющее по результатам измерений параметров f_{61} и f_{62} , рассчитать численное значение ДСЧ в спутниковом радиоканале.

2. Разработан и обоснован вариант структурной схемы голографической фотонной измерительной системы для измерения ДСЧ. Описан алгоритм функционирования схемы разработанной системы.

ЛИТЕРАТУРА

1. Камнев В. Е., Черкасов В. В., Чечин Г. В. Спутниковые сети связи Учеб. Пособие. Москва: «Альпина Паблицер», 2004. 536 с.

2. Богатырев Е. В. Разработка и исследование модемов помехозащищённых станций спутниковой и тропосферной связи. Диссертация на соискание учёной степени кандидата технических наук. СФУ, г. Красноярск, 2018. 179 с.

3. Савченко В. И. Исследование влияния эффекта Доплера на каналные сигналы в системах беспроводной связи. Выпускная квалификационная работа. НИУ «БелГУ», г. Белгород, 2018. 69 с.

4. Ершов Р. А. Методы оценки частотно-временных параметров широкополосных сигналов спутниковых систем связи. Диссертация на соискание учёной степени кандидата технических наук. ННГУ, г. Нижний Новгород, 2017. 142 с.

5. Белов С. П. О влиянии Доплеровского сдвига частоты на помехоустойчивость спутниковых телекоммуникационных систем со сложными сигналами. Москва: Научные ведомости. Серия Экономика. Информатика. 2017. № 9(258). Выпуск 42. 179 с.

6. Бараболя Б. А., Караваев С. В., Мусинов В. М., Петухов А. В., Прыгунов А. Г. Оценка влияния доплеровского сдвига частоты на прием сигналов с фазовой манипуляцией в спутниковых каналах связи. Сборник трудов XXVI Международной научно-технической конференции «Радиолокация, навигация, связь». г. Воронеж 29 сентября – 1 октября 2020 г.

7. Кирилловский В.К. Оптические измерения. Часть 1. Введение и общие вопросы. Точность оптических измерений. // Учебное пособие. СПб: ГИТМО(ТУ), 2003. – 47 с.

8. Бараболя Б.А., Габриэльян Д.Д., Караваев С.В., Петухов А.В., Прыгунов А.Г. Разработка математической модели интерферометрической системы определения доплеровского сдвига частоты. // Журнал радиоэлектроники. ISSN-1684-1719. № 10, 2021.

9. Габриэльян Д.Д., Демченко В.И., Караваев С.В., Мусинов В.М., Прыгунов А.Г. Частотный способ измерения дальности с измерением частоты биений голографической измерительной системой. // Патент на изобретение. RU2765727C1 от 26.04.2021. Оpubл. 02.02.2022 г.

10. Финкельштейн М.И. Основы радиолокации: Учебник для вузов. – 2-е изд. // перераб. и доп. – М.: Радио и связь, 1983. – 536 с., ил., с. 15-20.

11. Безуглов Д.А., Прыгунов А.Г., Трепачёв В.В. Анализ дифракции света на эталонной голограмме при измерении перемещений объектов пространственно-спектральным методом. // Автометрия, 1998, №5. – с.27-37.

ВЫБОР СПОСОБА МОДУЛЯЦИИ СИГНАЛА ДЛЯ ПОСТРОЕНИЯ СИСТЕМЫ ПОДВОДНОЙ БЕСПРОВОДНОЙ ОПТИЧЕСКОЙ СВЯЗИ

Семерник И.В.¹, Бендер О.В.², Тарасенко А.А.², Самонова К.В.²

¹АО «ЮЖМОРГЕОЛОГИЯ»

semernikiv@rusgeology.ru

²ФГАОУ ВО «Южный федеральный университет»

kristi-rosa@yandex.ru

В настоящей работе рассматривается вопрос выбора способа модуляции сигнала для построения системы подводной беспроводной системы связи. Рассматриваются преимущества и недостатки различных способов модуляции сигнала применительно к системе подводной оптической связи. В качестве способа повышения помехозащищенности и дальности связи рассматривается возможность применения широкополосных хаотических колебаний в качестве носителя информации. Моделирование канала связи реализовано путем численного решения уравнения переноса излучения с помощью метода Монте Карло с последующим расчетом импульсной характеристики канала связи. Показано, что методы модуляции, основанные на явлении динамического хаоса и корреляционном приеме, позволяют повысить помехозащищенность систем подводной беспроводной оптической связи, обеспечивая при этом возможность восстановления сигнала в том числе и при отрицательных значениях отношения сигнал/шум.

Введение

Подводные аппараты применяются в настоящее время для решения широкого спектра различных задач. Обеспечение стабильной связи между судном-носителем и подводным аппаратом является одним из существенных критериев успеха выполняемой миссии. При этом часто приходится использовать беспроводные технологии для передачи информации: радиочастотная связь, акустическая связь и оптическая связь.

Высокочастотные электромагнитные волны не могут быть использованы для связи на больших расстояниях под водой по причине высокого затухания. В диапазоне частот от 2 до 3,5 ГГц мощность электромагнитного излучения ослабляется на 50 дБ на расстоянии порядка 10 см [1]. На частоте 800 МГц ослабление радиочастотного сигнала составляет порядка 70 дБ на расстоянии 1 м [2].

Акустические системы связи [3] позволяют обеспечить связь с подводным аппаратом, удаленным на несколько километров, однако скорость передачи данных составляет не более 500 кб/с на коротких расстояниях и снижается по мере увеличения дальности связи до величины порядка 10 кб/с и менее. Предпринимаются попытки применения хаотических сигналов в гидроакустике для улучшения характеристик оборудования [4, 5].

Таким образом, акустические системы связи обеспечивают передачу данных на большие расстояния, но скорость передачи данных не позволяют осуществлять передачу большого количества данных в реальном времени.

В свою очередь, системы подводной беспроводной оптической связи [6 - 8] позволяют обеспечить высокоскоростную передачу данных при умеренной дальности связи (1-5 Гбит/с на расстоянии не более 10 м и 1-10 Мбит/с на расстоянии около 100-200 м) [9, 10].

В связи с вышеизложенным задача применения особенностей хаотической динамики в подводных системах связи является весьма перспективной и обладает существенной новизной.

Моделирование канала связи

Моделирование канала связи выполнено в настоящей работе с помощью метода численного решения уравнения переноса излучения с применением метода Монте Карло [11]. В настоящей работе рассматривается передача сигнала через канал прямой видимости (Line-of-sight (LOS)).

Перечень и значения параметров модели системы подводной беспроводной оптической связи приведены в таблице 1.

Таблица 1

Наименование параметра	Значение параметра
Акватория	Черное море
Период времени	Лето
Глубина расположения канала связи	30 м
Длина волны оптического сигнала	518 нм
Модель рассеяния	Функция Хеньи-Гринштейна
Концентрация хлорофилла	0,006 г/м ³
Тип источника излучения	Светодиод с ламбертовской диаграммой направленности
Мощность источника	1 Вт
Угол обзора фотодетектора (FOV)	40°
Диаметр линзы фотодетектора	10 мм

Методы модуляции в подводных оптических системах связи

Результаты экспериментальных исследований и моделирования оптических систем беспроводной подводной связи с различными способами модуляции приведены в таблице 2.

Таблица 2

Способ модуляции	Дальность связи, м	Скорость связи	Мощность источника излучения	Тип источника излучения	Длина волны излучения, нм	Ссылка
100% AM	2	1 Gbps	10 mW	LD	532	[12]
DPIM	200	1,2 Mbps	5 W	LED	480	[13]
4 to 16 PPM	15	2 Mbps	1,2 W	LED LL1503PLBL1-301	470	[14]
PAM4	12,5	30 Gbps	20 mW	LD	488	[15]
32-QAM OFDM	10	9,51 Gbps	35 mW; 15 mW; 1 W	RGB LDs	660; 520; 440	[16]
NRZ-OOK	100	500 Mbps	7.25 mW	LD (LP520)	520	[17]
256-PPM	130	-	-	LD	532	[18]
32-QAM	56	3.31 Gbps	-	LD (PL-520)	520	[19]
DFT-S DMT; QAM-DMT	45	9.36 Mbps	110 mW	LD (PL 450B)	450	[20]
SCPPM	-	50 Mbps	-	Fibrlaser, FCM780S0LMP0	780	[21]
2FSK	10	1 Mbps	60 W	LED array	445	[22]
OOK	60	3 Mbps	-	LED array	-	[23]
2ASK	15	100 Mbps	1.8 mW	LD (LP450-SF15)	450	[24]
16-QAM OFDM	1.7-10.2	5.2-12.4 Gbps		LD (PL450B)	450	[25]

Описание преимуществ и недостатков основных методов модуляции оптического сигнала при построении подводной оптической системы связи приведены в таблице 3.

Анализ результатов моделирования и экспериментальных исследований, проведенных различными авторами [11, 14] показал, что наибольшей дальности связи удается достичь при использовании амплитудной манипуляции (on-off-keying (OOK)), в том числе в совокупности с корректирующими кодами, которые позволяют улучшить помехозащищенность системы связи. Иные методы модуляции, включая OFDM, QAM, PAM, PPM, DMT за счет многопозиционности позволяют достичь высоких скоростей передачи данных, но дальность соединения при аналогичной мощности источника излучения при этом в лучшем случае не превышает нескольких десятков метров, даже в случае использования узконаправленных источников света в виде лазерных диодов [11, 14].

В работе [11] авторами показано, что наиболее перспективными способами передачи информации через подводный оптический канал связи с помощью хаотических колебаний является методы, основанные на согласованной фильтрации (корреляционном приеме) на приемной стороне, в том числе

метод переключения хаотических режимов, при котором каждый символ кодируется определенным импульсом с хаотическим заполнением, ортогональным к остальным используемым импульсам. В связи с тем, что во временной и частотной областях, а также на фазовой плоскости широкополосный хаотический сигнал претерпевает сильные искажения, методы передачи данных через хаотическое несущее колебание, основанные на анализе принимаемого сигнала в указанных областях, обладают меньшей эффективностью.

Таблица 3

Способ модуляции	Преимущества	Недостатки
ООК	Низкая энергетическая эффективность	Низкая стоимость, простота реализации
SIM	Сложность реализации, невысокая эффективность	Низкая стоимость, высокая пропускная способность системы
QAM	Высокая стоимость, сложность реализации	Высокая помехозащищенность, высокая спектральная эффективность
PPM	Сложность реализации приемопередающего оборудования, низкая пропускная способность	Высокая энергетическая эффективность
PolSK	Низкая скорость передачи данных, малая дальность связи	Высокая помехозащищенность
PSK	Высокая стоимость, сложность реализации	Высокая чувствительность приемного оборудования
DPM	Сложная реализация демодулирующих устройств,	высокая спектральная эффективность

В соответствии с вышеизложенным для дальнейшего рассмотрения выберем следующие методы, основанные на корреляционном приеме хаотического несущего колебания: хаотическая амплитудная манипуляция (COOK) и переключение хаотических режимов.

Хаотическая ООК модуляция подразумевает, что при каждой передаче логической «1» в эфир излучается один и тот же фрагмент хаотического сигнала. В случае передачи логического «0» излучение отсутствует. На приемной стороне осуществляется корреляционная обработка принимаемого сигнала для восстановления передаваемой информации.

Метод переключения хаотических режимов предполагает, что в случае передачи логической «1» в эфир излучается фрагмент одного хаотического сигнала, а при передаче логического «0» – фрагмент иного хаотического сигнала, ортогонального первому. Данный метод обладает большей степенью защиты от несанкционированного доступа, так как сторонний наблюдатель будет видеть в эфире только непрерывный шумоподобный сигнал.

Рассмотрим далее помехозащищенность выбранных способов модуляции в составе подводной беспроводной оптической системы связи. Корректирующие коды в настоящей работе не применяются, так как они могут быть применены к любому из рассматриваемых способов модуляции, в связи с чем в настоящей работе основное внимание уделено именно помехозащищенности передачи сигнала на физическом уровне.

Полученные результаты

На рисунке 1 показана зависимость доли ошибок на бит от величины отношения сигнал/шум при передаче сигнала с помощью трех рассматриваемых способов модуляции через подводный оптический канал связи длиной 5 м с различными параметрами водной среды.

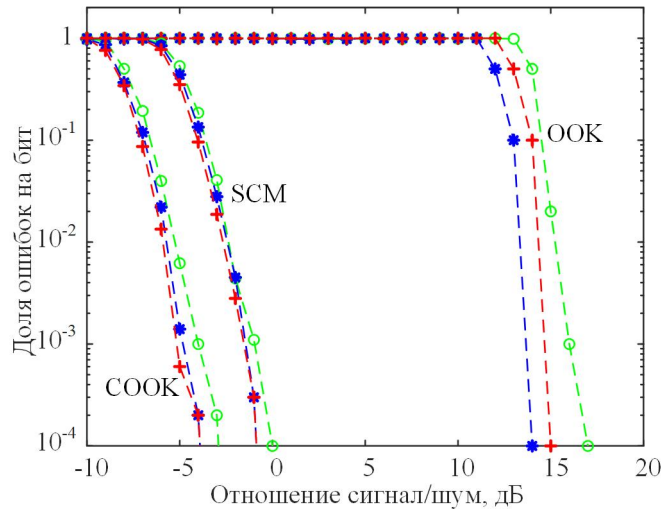


Рисунок 1. Зависимость доли ошибок на бит от отношения сигнал/шум для канала связи длиной 5 м при изменении типа воды, образующей канал связи: чистая океанская вода (« \circ »), прибрежная вода («*»), мутная вода («+»)

Полученные результаты демонстрируют, что применение на физическом уровне методов модуляции, основанных на динамическом хаосе, позволяет обеспечить увеличение помехозащищенности на величину порядка 15 дБ и более, что позволяет рассматривать оба исследуемых метода модуляции COOK и переключение хаотических режимов в качестве перспективных методов модуляции для реализации помехозащищенных систем подводной беспроводной оптической связи.

На рисунке 2 показана зависимость доли ошибок на бит от величины отношения сигнал/шум при передаче сигнала с помощью трех рассматриваемых способов модуляции через подводный оптический канал связи длиной 200 м, образованный чистой океанской водой.

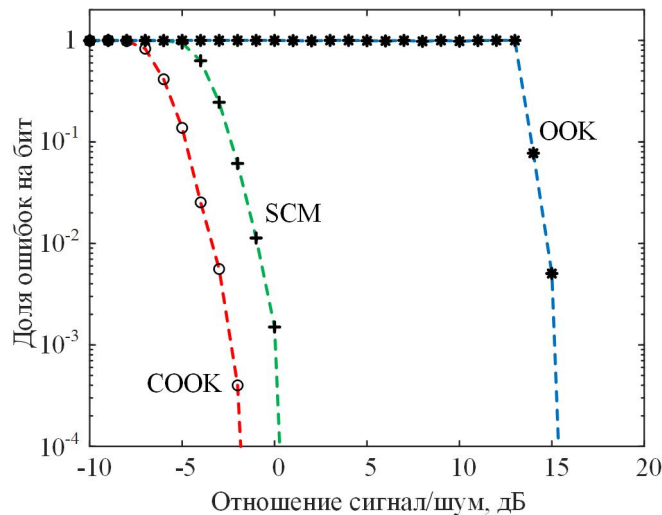


Рисунок 2. Зависимость доли ошибок на бит от отношения сигнал/шум для канала связи длиной 200 м

Из полученных результатов видно, что все рассматриваемые способы модуляции обеспечивают работоспособность системы беспроводной оптической связи длиной до 200 м. Для увеличения дальности соединения необходимо применение других видов источников

оптического излучения с узкой направленностью излучения, либо существенное повышение мощности источника.

Заключение

Таким образом, все рассмотренные методы позволяют обеспечить функционирование подводной беспроводной оптической системы связи с максимальной дальностью соединения до 200 м при использовании светодиода в качестве источника оптического излучения. Ухудшение параметров водной среды (увеличение рассеяния и поглощения оптического излучения и пр.) при малой дальности связи практически не оказывает влияние на параметры соединения, однако существенно ограничивает максимальную дальность связи. Так, в процессе моделирования функционирования системы связи с описанными в работе параметрами установлено, что для случая формирования канала связи чистой океанской водой максимальная дальность соединения составила 200 м, для прибрежной воды – 70 м, а для мутной воды – 5 м.

В приведенных в настоящей работе результатах длительность одного символа и время его передачи через канал связи было задано равным 1200 нс, что соответствует скорости передачи данных 0,83 Мб/с.

В то же время при сжатии хаотического импульса до 60 нс и соответствующем расширении спектра сигнала обеспечивалось его восстановление вне зависимости от длины канала связи и параметров водной среды несмотря на искажения во временной и частотной областях, возникающие при распространении сигнала через канал связи. Таким образом, теоретически достижимая скорость передачи данных составила 16,7 Мб/с.

Показано, что рассматриваемые методы модуляции СООК и переключение хаотических режимов в совокупности с корреляционным приемом сигнала обеспечивают преимущество порядка 15 дБ по сравнению с ООК модуляцией. Применение методов помехоустойчивого кодирования на программном уровне в совокупности с применением рассматриваемых методов модуляции на физическом уровне позволят дополнительно увеличить помехозащищенность систем связи, обеспечивая защиту от фоновой засветки приемного устройства.

Работа выполнена при финансовой поддержке Совета по грантам Президента Российской Федерации (проект № МК-2283.2022.4).

ЛИТЕРАТУРА

1. Yi Lou, Niaz Ahmed. Underwater Communications and Networks. Textbooks in Telecommunication Engineering, Springer, 2022. <https://doi.org/10.1007/978-3-030-86649-5>
2. Hanisah Mohd Zali, Mohd Khairil Azhar Mahmood, Idnin Pasya, Miyuki Hirose. Path Loss Measurement of Wideband Signals at sub-GHz Frequencies in a Line-of-Sight Underwater Environment. Proceedings of 2019 IEEE Asia-Pacific Conference on Applied Electromagnetics (APACE) 25 - 27 November 2019 at Malacca, Malaysia. <https://doi.org/10.1109/APACE47377.2019.9021029>
2. A. Kabanov, V. Kramar. Marine Internet of Things Platforms for Interoperability of Marine Robotic Agents: An Overview of Concepts and Architectures. Journal of Marine Science and Engineering, Vol. 10(9):1279. <http://dx.doi.org/10.3390/jmse10091279>
3. Hai-Peng Ren, Chao Bai, Qingju Kong, Murilo S Baptista, Celso Grebogi. A Chaotic Spread Spectrum System for Underwater Acoustic Communication. Physica A: Statistical Mechanics and its Applications, 2017, Vol. 478, pp. 77-92. <https://doi.org/10.1016/j.physa.2017.02.036>
4. Chao Bai, Hai-Peng Ren, Celso Grebogi, Murilo S. Baptista. Chaos-Based Underwater Communication with Arbitrary Transducers and Bandwidth. Applied Science, 2018, Vol. 8, 162. <https://doi.org/10.3390/app8020162>

7. Mohammad Furqan Ali, Dushantha Nalin K. Jayakody, Yonghui Li. Recent Trends in Underwater Visible Light Communication (UVLC) Systems. *IEEE Access*, 2022, Vol. 10. <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2022.3150093>
8. Takao SAWA, Naoki NISHIMURA, Koji TOJO, Shin ITO. Practical Performance and Prospect of Underwater Optical Wireless Communication. *IEICE Transactions on Fundamentals of Electronics, Communications and Computer Sciences*, 2019, Vol. E102–A, No. 1. <https://doi.org/10.1587/transfun.E102.A.156>
9. Semernik I., Samonova Ch. Prospects for the development of an extended-range wireless underwater optical data transmission system based on dynamical chaos. in *Proceedings of 2022 Conference of Russian Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering (2022 ElConRus)*, Saint-Petersburg, 2022, pp.1-6. <http://dx.doi.org/10.1109/ElConRus54750.2022.9755701>
10. Saleha Al-Zhrani, Nada M. Bedaiwi, Intesar F El-Ramli, Abeer Z. Barasheed, Ali Abduldaiem, Yas Al-Hadeethi, Ahmad Umar. Underwater Optical Communications: A Brief Overview and Recent Developments. *Engineered Science*, 2021, Vol. 16, pp. 146-186. <https://dx.doi.org/10.30919/es8d574>
11. Ivan V. Semernik, Oleg V. Bender, Andrey A. Tarasenko, Christina V. Samonova. Modeling of the Chaotic Signals Propagation through a Wireless Underwater Optical Communication Channel. *Proceedings of IV International Conference on Applications in Electronics and Computing Systems (AECS – 2022)*, 3-4 June, 2022, Novorossiysk, Russia.
12. M. Doniec, C. Detweiler, I. Vasilescu, and D. Rus. Using optical communication for remote underwater robot operation. in *Proc. IEEE/RSJ Int. Conf. Intell. Robots Syst.*, Oct. 2010, pp. 4017–4022.
13. D. Anguita, D. Brizzolara, G. Parodi. Optical wireless communication for underwater wireless sensor networks: hardware modules and circuits design and implementation. *OCEANS 2010 MTS/IEEE SEATTLE Proceedings*, 20-23 September, 2010. DOI: 10.1109/OCEANS.2010.5664321
14. W. S. Tsai et al. A 30 Gb/s PAM4 underwater wireless laser transmission system with optical beam reducer/expander. *Scientific Reports* Vol. 9(1), pp. 1-9, 2019. DOI: 10.1038/s41598-019-45125-y
15. M. Kong, et al. 10-m 9.51-Gb/s RGB laser diodes-based WDM underwater wireless optical communication. *Optics Express*, Vol. 25, No. 17, 2017. <https://doi.org/10.1364/OE.25.020829>
16. J. Wang, C. Lu, S. Li, Z. Xu. 100 m/500 Mbps underwater optical wireless communication using a NRZ-OOK modulated 520 nm laser diode. *Optics Express* Vol. 27, No. 9, 2019. DOI: 10.1364/OE.27.012171
17. S. Hu, L. Mi, T. Zhou, and W. Chen. 35.88 attenuation lengths and 3.32 bits/photon underwater optical wireless communication based on photon-counting receiver with 256-PPM. *Optics Express* Vol. 26, No. 17, 2018, pp. 21685-21699. <https://doi.org/10.1364/OE.26.021685>
18. X. Chen et al. 56-m/3.31-Gbps underwater wireless optical communication employing Nyquist single carrier frequency domain equalization with noise prediction. *Optics Express*, Vol. 28, No. 16/3, 2020, pp. 23784-23795. <https://doi.org/10.1364/OE.399794>
19. J. Du et al., "A Comprehensive Performance Comparison of DFT-S DMT and QAM-DMT in UOWC System in Different Water Environments," in *IEEE Photonics Journal*, vol. 13, no. 1, pp. 1-11, Feb. 2021, Art no. 7900211, doi: 10.1109/JPHOT.2020.3044905
20. G. Wen, J. Huang, L. Zhang, C. Li, T. Wen and J. Wang, "A High-Speed and High-Sensitivity Photon-Counting Communication System Based on Multichannel SPAD Detection," in *IEEE Photonics Journal*, vol. 13, no. 2, pp. 1-10, April 2021, Art no. 7900310, doi: 10.1109/JPHOT.2021.3058002
21. J. Li et al., "A Real-Time, Full-Duplex System for Underwater Wireless Optical Communication: Hardware Structure and Optical Link Model," in *IEEE Access*, vol. 8, pp. 109372-109387, 2020, doi: 10.1109/ACCESS.2020.3001213
22. P. Leon et al., "A new underwater optical modem based on highly sensitive Silicon Photomultipliers," *OCEANS 2017 - Aberdeen*, 2017, pp. 1-6, doi: 10.1109/OCEANSE.2017.8084586
23. J. Nie, L. Tian. Adaptive beam shaping for enhanced underwater wireless optical communication. *Optics express*, Vol. 29, No. 17/16, 2021. DOI: 10.1364/OE.434387
24. Tsai-Chen Wu, Yu-Chieh Chi, Huai-Yung Wang, Cheng-Ting Tsai, Gong-Ru Lin. Blue Laser Diode Enables Underwater Communication at 12.4 Gbps. *Scientific Reports*, Vol. 7(1), 2017. DOI: 10.1038/srep40480

РЕКУРСИВНЫЙ АЛГОРИТМ ПОСТРОЕНИЯ ВСТРЕЧНОГО ВИХРЕВОГО ПОЛЯ ДЛЯ РАЗВЁРТЫВАНИЯ ФАЗЫ

Сосновский А.В.

*Уральский федеральный университет
sav83@e1.ru*

Развёртывание фазы является наиболее сложным этапом при интерферометрической обработке пар радиолокационных изображений космических систем дистанционного зондирования Земли в задачах построения карт рельефа земной поверхности. Предложена модификация алгоритма построения встречного вихревого поля фазы, заключающаяся в рекурсивном выравнивании поля на каждом этапе его расчёта. Показано, что такой способ построения поля обеспечивает малый уровень его флуктуаций, что способствует снижению количества и влияния ложных интерференционных полос на точность результата развёртывания фазы и точность получаемых цифровых карт рельефа земной поверхности.

Введение

Одной из тенденций развития современных космических радиолокационных систем дистанционного зондирования Земли (РЭС ДЗЗ) стало широкое применение интерферометрической обработки данных (InSAR/DInSAR) для получения информации о рельефе местности и его изменениях. Метод космической радиолокационной интерферометрии сочетает в себе высокую точность фазовых методов измерения дальности с высокой разрешающей способностью космических радиолокаторов с синтезированной апертурой (РСА), что позволяет получать детальные цифровые модели рельефа (ЦМР, карты высот) по многократным радиолокационным наблюдениям [1-3]. Вместе с тем, широкое распространение этой технологии затрудняется сложностью интерферометрической обработки, на отдельных этапах которой используются разнообразные эмпирические алгоритмы и методы, а также неоднозначность выводов относительно точности получаемого результата и ее зависимости от конкретного набора использованных при обработке алгоритмов. Целью работы является исследование эффективности развёртывания интерферометрической фазы путём рекурсивного построения встречного вихревого поля фазы.

Рекурсивное построение встречного вихревого поля фазы

Непосредственное устранение разрывов фазы интерферограмм для развёртывания фазы в задачах интерферометрической обработки рассматривалось в работах [4-6]. Методы устранения разрывов позволяют гарантированно получать результат за время, несущественно отличающееся от линейного, однако основной проблемой такого подхода является появление низкочастотных флуктуаций вихревого поля, которые приводят к снижению точности результата. Один из способов подавления флуктуаций путём применения повторных итераций построения поля рассматривался в работе [6] и требует эмпирического определения числа итераций, которое может различаться для разных сцен. Рекурсивный способ построения встречного вихревого поля фазы осуществляет выравнивание поля и подавление флуктуаций на всех этапах построения поля и требует минимального числа эмпирически задаваемых параметров.

Для математического описания разрывов фазы использовано комплексное представление интерферограмм следующего вида:

$$\dot{I}(z) = \exp\left(j\Delta\varphi_{m,n}\Big|_{z=m+jn}\right) \quad (1)$$

где $\Delta\varphi_{m,n}$ – интерферограмма, $\dot{I}(z)$ – комплексная интерферограмма, $z = m + jn$ – дискретный комплексный аргумент функции $\dot{I}(z)$, m, n – координаты элементов (пикселей) интерферограммы. Модели точек разрыва фазы в таком случае приближённо могут быть описаны через поведение фазы функции комплексного переменного $J(z)$ в окрестностях нулей и полюсов:

$$J^{\pm}(z) = \exp(\pm j \cdot q \cdot \arg\{z - z_{(0/p)}\}) \quad (2)$$

где $z_{(0/p)}$ – местоположение точки разрыва с положительным и отрицательным знаком, q – порядок разрыва. Местоположения и порядки точек разрыва определяются с помощью функции вычетов [6]. Таким образом, непрерывность фазы может быть восстановлена, если в каждую точку разрыва интерферограммы положительного знака искусственно поместить нуль q -го порядка, а в точку разрыва с отрицательным знаком -- полюс q -го порядка. Искусственные нули и полюсы (2) далее будут именоваться элементарными вихрями, а их комплексное произведение – встречным вихревым полем фазы $\dot{C}^*(z)$. Умножение комплексной интерферограммы на встречное вихревое поле должно приводить к исчезновению точек разрыва и формированию безразрывной относительной фазы, после чего окончательное развёртывание можно было бы произвести путём суммирования разностей (свёрнутых в интервал однозначности) вдоль любой траектории на интерферограмме, получив, таким образом, безразрывную абсолютную фазу. Однако в силу дискретного характера самой интерферограммы и квантования значений фазы возможно появление новых точек разрыва или их перемещение на новые позиции, для устранения которых для вновь вычисленной интерферограммы $\dot{I}_C^*(z)$ следует повторить вычисление функции вычетов и вновь произвести комплексное перемножение встречного вихревого поля и $\dot{I}_C^*(z)$. Затем путём добавления остаточной интерферограммы к полученной безразрывной абсолютной фазе восстанавливается конгруэнтность абсолютной фазы исходной относительной фазе.

Для повышения точности восстановления абсолютной фазы необходимо так сформировать остаточную интерферограмму, чтобы траектории линий разрыва фазы на ней были как можно более короткими, для чего предложен метод выравнивания встречного вихревого поля фазы, формирующий остаточную интерферограмму рекурсивно: после первой итерации построения встречного вихревого поля по правилам с помощью двумерного гауссового фильтра выделяется низкочастотная составляющая полученного встречного вихревого поля $\dot{E}_{I_r,1}(z)$, которая, как правило, тоже содержит разрывы фазы. Для этой составляющей вновь производится построение встречного вихревого поля $\dot{C}_{I_r,2}(z)$, из которого, в свою очередь, вновь выделяется низкочастотная составляющая при меньшей (в N_f раз) частоте среза АЧХ фильтра и т.д. Рекурсивный спуск с уменьшением значения частоты среза АЧХ фильтра продолжается до тех пор, пока после очередной фильтрации не будет получено безразрывная интерферограмма:

$$\begin{aligned} \dot{C}_{I_r,1}(z) &= \Upsilon_v\{\dot{I}(z)\} \\ \dot{E}_{I_r,1}(z) &= \Omega_{\gamma_1}\{C_{I_r,1}(z)\} \\ \dot{C}_{I_r,2}(z) &= \Upsilon_v\{\dot{E}_{I_r,1}(z)\} \\ \dot{E}_{I_r,2}(z) &= \Omega_{\gamma_2}\{C_{I_r,2}(z)\} \\ &\dots \\ \dot{E}_{I_r,K_I-R_c}(z) &= \Omega_{\gamma_{K_I-R_c}}\{C_{I_r,K_I-R_c-1}(z)\}, \end{aligned} \quad (3)$$

где $\Upsilon_v\{\}$ – символическое обозначение простого развёртывания безразрывной фазы путём суммирования разностей фаз, свёрнутых в интервал однозначности, $\Omega_{\gamma_i}\{\}$ – символическое обозначение низкочастотной гауссовой фильтрации с частотой среза АЧХ фильтра F_i , $\dot{C}_{I_r,i}(z)$ – встречные вихревые поля после i -х шагов рекурсии, $\dot{E}_{I_r,i}(z)$ -- низкочастотные составляющие встречных вихревых полей, K_I-R_c – глубина рекурсивного спуска на I итерации.

Получаемое в результате применения рекурсивной обработки встречное вихревое поле имеет заметно меньший уровень низкочастотных флуктуаций, чем при прямой обработке, в том числе многократной с повторным развёртыванием остаточных интерферограмм, что приводит к меньшим ошибкам при восстановлении абсолютной фазы.

Метод развёртывания был реализован в виде набора алгоритмов, основные из которых -- алгоритмы *unwrap3* и *unwrap4* (рис. 1) Алгоритм *unwrap3* реализует построение встречного вихревого поля фазы на одной итерации, а алгоритм *unwrap4* -- развёртывание фазы интерферограммы и рекурсивное выравнивание встречного вихревого поля в соответствии с выражениями (3).

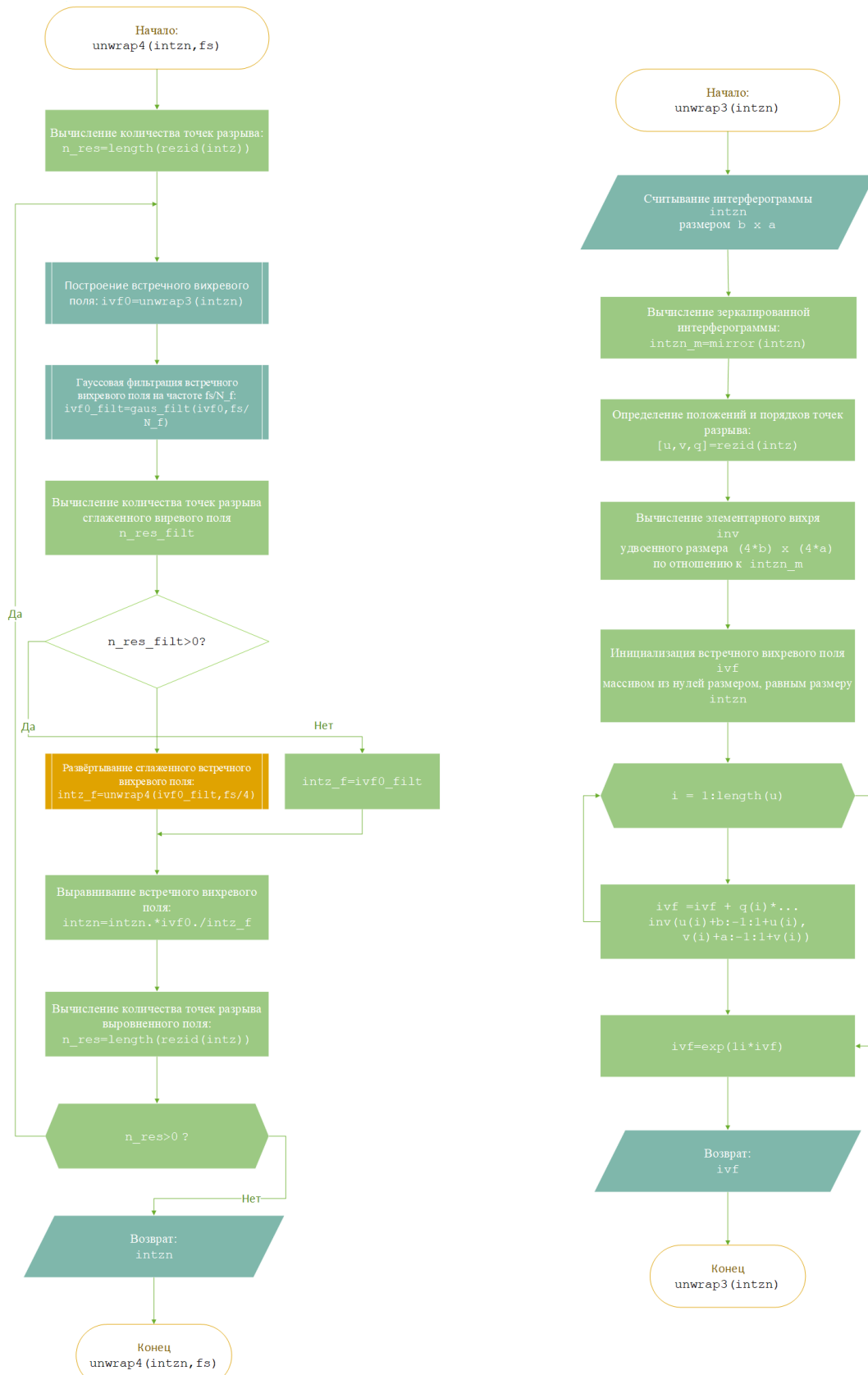


Рис. 1. Алгоритмы рекурсивного построения встречного вихревого поля фазы $unwrap3$ и $unwrap4$

Экспериментальное исследование эффективности

Эксперимент оценивания точности восстановления абсолютной фазы предложенной реализацией алгоритма производился на радиолокационных данных L -диапазона ALOS PALSAR (1280 МГц) для двух различных тестовых участков (сцен). Все радиолокационные снимки были получены при горизонтальной поляризации электромагнитной волны зондирующего сигнала (у одной сцены прием осуществлялся на кросс-поляризации – ГВ), в летний сезон, временной интервал между съемками – 46 дней. Для оценки точности использовались эталонные высотные отметки рельефа тестовых участков получены из цифровых топографических карт масштаба 1:100 000. в количестве не менее 1400 на сцену и равномерно ее покрывают. Отметки имеют вертикальную точность не хуже 1 м и горизонтальную (плановую) – не хуже 30 м, что с учетом межэлементного некогерентного накопления составляет не более 1-2 элементов разрешения.

В качестве дополнительных исследуемых алгоритмов интерферометрической обработки использовались двумерный гауссов фильтр для подавления фазового шума и четыре алгоритма развертывания фазы: алгоритмы функций Грина [7], наименьших квадратов, минимальной стоимости потока [8-9] и одна из модификаций ранее предложенного алгоритма выравнивания встречного вихревого поля фазы [6].

Для оценивания точности восстановления фазы различных вариантов построения встречного вихревого поля в работе были построены характеристики точности [6,10] для этих реализаций (рис. 2,3), рассчитанные по различным сценам. Варьируемым параметром для характеристик выступала частота среза АЧХ фильтра фазового шума F_{Sk} .

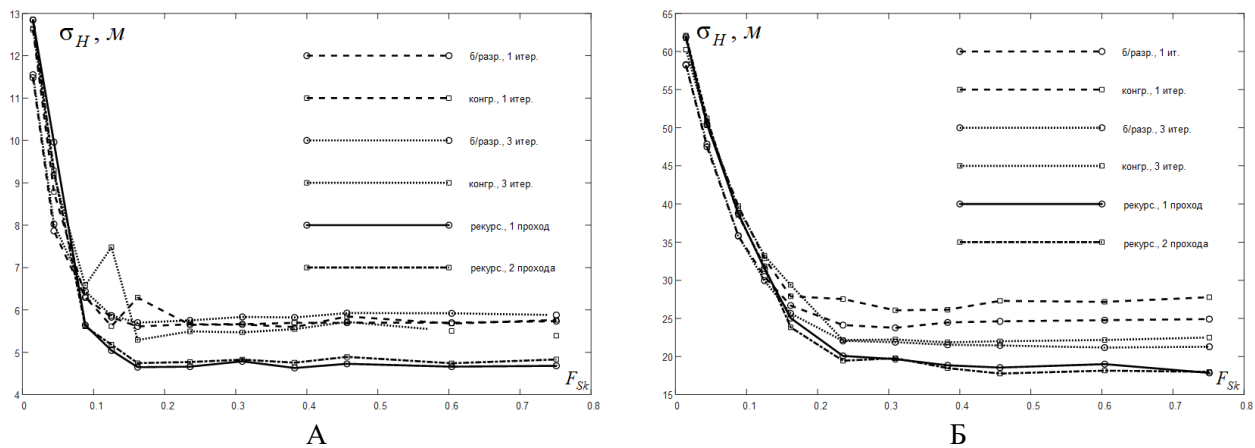


Рис. 2. Характеристики точности восстановления абсолютной фазы σ_H для двух сцен при использовании различных вариантов развёртывания фазы (безразрывная абсолютная фаза, метод встречного вихревого поля с восстановлением конгруэнтности при одной и трёх итерациях, рекурсивное построение поля при одной и двух итерациях); сцена 1 (А), сцена 2 (Б).

Из полученных характеристик (рис. 2) можно сделать вывод, что рекурсивная реализация обеспечивает наилучшую точность восстановления фазы, которая оказывается выше, чем точность конгруэнтной абсолютной фазы после трёх проходов развёртывания, на величину от 13% (сцена № 1) до 22% (сцена № 2). Добавление второго прохода для развёртывания остаточной интерферограммы рекурсивным алгоритмом либо не приводит к значимому выигрышу в точности, либо даже незначительно ухудшает точность получаемой карты высот.

Из характеристик точности восстановления абсолютной фазы различными алгоритмами (рис. 3) можно сделать следующие выводы:

- почти во всех сценах точность восстановления высот оказалась сопоставима с таковой для алгоритма минимальной стоимости потока (MCF), что позволяет говорить о том, что полученные значение точности являются предельным для интерферометрического метода в рамках конкретной сцены, съёмочной аппаратуры и режима её работы;

-- в сцене 1 точность результата, полученного методом ВВПФ, оказалась незначительно ниже (на $0,15 \text{ рад}$), чем у метода MCF, что может быть связано с недостаточной способностью встречного вихревого поля огибать препятствия (разрывы) сложной формы;

- характеристика точности для алгоритма ВВПФ во всех сценах имеет меньшую чувствительность к изменению параметра F_{Sk} ;

- форма характеристик точности алгоритма ВВПФ с частичной перестановкой этапов фильтрации и развёртывания фазы практически совпадает с формой характеристик для относительной фазы, но расположена на несколько десятых долей радиана ниже, также совпадают положения их минимумов, при этом для других алгоритмов развёртывания форма характеристик точности абсолютной фазы в области нижних частот отличается от характеристики для относительной фазы, также отличаются и положения их минимумов, что может свидетельствовать о чрезмерном сглаживании деталей фазы или появлении значительных артефактов развёртывания.

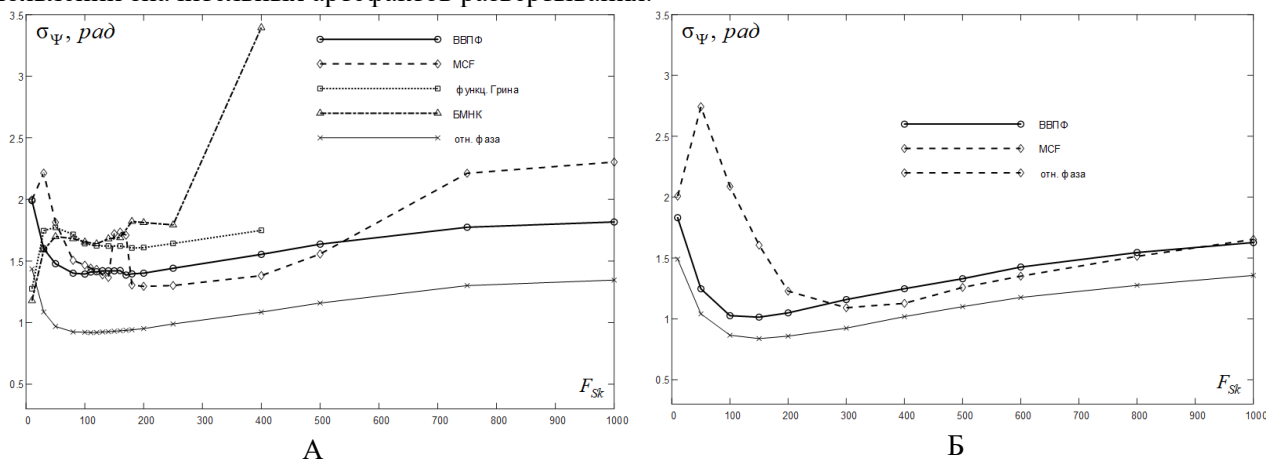


Рис. 3. Характеристики точности восстановления абсолютной фазы σ_{ψ} для двух сцен при использовании различных алгоритмов развёртывания фазы: рекурсивного метода встречного вихревого поля (ВВПФ), метода минимальной стоимости потока (MCF), метода функций Грина, метода наименьших квадратов (БМНК), а также характеристики точности относительной фазы; сцена 1 (А), сцена 2 (Б).

Выводы

В работе предложена модификация алгоритма построения встречного вихревого поля фазы, заключающаяся в рекурсивном выравнивании поля на каждом этапе его расчёта. Эффективность метода исследована с помощью характеристик точности восстановления абсолютной фазы и показано, что такая реализация метода обеспечивает наилучшую точность восстановления фазы выше, чем у итерационного метода развёртывания на величину до 22% и сопоставима или превосходит точность восстановления фазы методом минимальной стоимости потока.

Работа выполнена при поддержке Министерства науки и высшего образования РФ (проект № 0836-2020-0020).

ЛИТЕРАТУРА

1. Bamler R. and Hartl P. Synthetic aperture radar interferometry // Inverse Problems. vol. 14, no. 4. 1998. pp. r1–r54.
2. Joughin I.R., Li F.K., Madsen S.N., Rodrigues E. et al. Synthetic Aperture Radar Interferometry // Proceedings of the IEEE. vol. 88. no. 3. 2000. pp. 333–382.
3. Hanssen R.F. Radar interferometry. Data interpretation and error analysis. – Dordrecht: Kluwer academic publishers, 2002.

4. Aoki T., Sotomaru T., Ozawa T., Komiyama T. et al. Two-dimensional phase unwrapping by direct elimination of rotational vector fields from phase gradients obtained by heterodyne techniques // *Opt. Rev.* no. 5. 1998. pp. 374–379.
5. Tomioka S., Nishiyama S. Weighted denoising for phase unwrapping // *Proceedings of SPIE.* vol. 9019. 2014. no. 90190M. doi:10.1117/12.2039390.
6. Сосновский, А.В. Оценивание точности восстановления абсолютной фазы при интерферометрической обработке данных радиолокаторов с синтезированной апертурой // *Журнал радиоэлектроники [электронный журнал]*. no 7. 2021. doi:10.30898/1684-1719.2021.7.9
7. Fornaro G., Franceschetti G., Lanari R. Interferometric SAR phase unwrapping using Green's formulation // *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing.* vol. 34. no. 3. 1996. pp. 720–727.
8. Costantini M. A novel phase unwrapping method based on network programming // *IEEE Trans. Geosci. Remote Sensing.* no. 36. 1998. pp. 813–821.
9. Chen C.W., Zebker H. A. Network approaches to two-dimensional phase unwrapping: Intractability and two new algorithms // *Journal of the Optical Society of America A: Optics and Image Science, and Vision.* vol. 17. no. 3. 2000. pp. 401–414.
10. Сосновский, А. В. Исследование и модификация метода формирования встречного вихревого поля для развертывания фазы / А. В. Сосновский // *Ural Radio Engineering Journal.* 2021. Vol. 5. № 3. P. 239–257.

ПОВЫШЕНИЕ ЭФФЕКТИВНОСТИ ЭТАПОВ ИНТЕРФЕРОМЕТРИЧЕСКОЙ ОБРАБОТКИ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ ДАННЫХ ДИСТАНЦИОННОГО ЗОНДИРОВАНИЯ ЗЕМЛИ

Сосновский А.В., Коберниченко В.Г.
Уральский федеральный университет
sav83@el.ru

Основная сложность при интерферометрической обработке радиолокационных данных дистанционного зондирования Земли в задачах построения карт рельефа земной поверхности заключается в выборе и настройке параметров алгоритмов, используемых для выполнения этапов подавления фазового шума и развёртывания фазы. С использованием методики оценки точности восстановления абсолютной фазы при интерферометрической обработке предложен способ повышения точности развёртывания фазы, заключающийся в частичном изменении порядка следования этапов интерферометрической обработки. Также предложены способы уменьшения времени обработки. Показано, что изменения коэффициентов межэлементного некогерентного накопления интерферограммы в широких диапазонах могут слабо влиять на точность восстановления фазы, но приводят к многократному уменьшению времени обработки. Также показано, что линейные и адаптивные фильтры обеспечивают приблизительно одинаковую точность восстановления абсолютной фазы, и таким образом, обоснована целесообразность использования линейных фильтров как обладающих низкой вычислительной сложностью.

Введение

Одной из тенденций развития современных космических радиолокационных систем дистанционного зондирования Земли (РЭС ДЗЗ) стало широкое применение интерферометрической обработки данных (InSAR/DInSAR) для получения информации о рельефе местности и его изменениях. Метод космической радиолокационной интерферометрии сочетает в себе высокую точность фазовых методов измерения дальности с высокой разрешающей способностью космических радиолокаторов с синтезированной апертурой (РСА), что позволяет получать детальные цифровые модели рельефа (ЦМР, карты высот) по многократным радиолокационным наблюдениям [1-4]. Вместе с тем, широкое распространение этой технологии затрудняется сложностью интерферометрической обработки, на отдельных этапах которой используются разнообразные эмпирические алгоритмы и методы, а также неоднозначность выводов относительно точности получаемого результата и ее зависимости от конкретного набора использованных при обработке алгоритмов. Предложенная ранее методика исследования точности восстановления абсолютной фазы [5] основана на обратном геокодировании эталонной цифровой модели рельефа не требует полного завершения всей процедуры интерферометрической обработки перед оценкой точности, что делает возможным автоматизированный перебор алгоритмов обработки с варьированием их параметров для поиска оптимальных сочетаний, обеспечивающих наилучшую точность результата. Целью настоящей работы является исследование эффективности трёх приёмов интерферометрической обработки: межэлементного некогерентного накопления интерферограммы, частичного изменения порядка следования этапов интерферометрической обработки (подавления фазового шума и развёртывания фазы) и использования линейных фильтров на быстрых алгоритмах вместо адаптивных фильтров.

Пути повышения эффективности и точности восстановления абсолютной фазы

Применение методики исследования точности восстановления абсолютной фазы позволяет экспериментально оценивать эффективность применения тех или иных алгоритмов обработки и модификаций последовательности интерферометрической обработки. При этом эффективными можно считать те решения, которые при заметном уменьшении времени обработки сохраняют точность результата обработки (цифровой модели рельефа или карты изменений рельефа) или при незначительном увеличении времени обработки приводят к заметному увеличению точности результата обработки.

В работе рассматриваются три пути повышения эффективности интерферометрической обработки:

- использование межэлементного некогерентного накопления интерферограммы;

- частичное изменение порядка интерферометрической обработки на этапах подавления фазового шума и развёртывания фазы;
- замена адаптивной фильтрации линейной фильтрацией, реализованной в частотной области (двумерной БПФ-фильтрацией).

Межэлементное некогерентное накопление интерференционного сигнала заключается в суммировании его соседних отсчетов с равными (либо неравными, но действительными) весами, что точки зрения теории цифровой обработки сигналов и изображений представляет собой компрессию (прореживание) частоты дискретизации двумерного сигнала с предварительной фильтрацией, как правило, усредняющим фильтром:

$$\Omega_M \{ \Delta\varphi_{m,n} \} \rightarrow \Delta\varphi_{\bar{m},\bar{n}} \Big|_{\bar{m}=m/c_A, \bar{n}=n/c_R}, \quad (1)$$

где $\Omega_M \{ \cdot \}$ – оператор усреднения (усредняющий фильтр), действующий в окне $c_A \times c_R$; c_A, c_R – коэффициенты некогерентного накопления вдоль азимутальной и дальностной координат интерферограммы, соответственно. Некогерентное накопление позволяет многократно (в $c_A \times c_R$ и более раз) повысить скорость последующей обработки и снизить уровень флуктуаций интерферометрической фазы [3,4]. Однако ухудшение пространственной разрешающей способности данных может приводить к существенному или несущественному снижению точности.

Поскольку при подавлении фазового шума будут, среди прочего, происходить как вымывание мелких деталей рельефа и «склеивание» близко расположенных интерференционных полос, то для повышения точности восстановления абсолютной фазы целесообразно рассмотреть эффективность частичной перестановки местами этапов развёртывания фазы и подавления фазового шума. В такой перестановке (рис. 1) параллельно производится фильтрация фазового шума исходной неслуженной (не прошедшей фильтрацию фазового шума) интерферограммы $\Delta\varphi_{\bar{m},\bar{n}}$ и её развёртывание (с дополнительным некогерентным накоплением), вычисляется остаточная интерферограмма $\hat{I}_{\bar{m},\bar{n}}^\delta$, для которой производится вторичная фильтрация, после чего результаты операций объединяются. Полученная при этом восстановленная абсолютная фаза $\hat{\Psi}_{\bar{m},\bar{n}}$ будет конгруэнтна исходной интерферограмме $\Delta\varphi_{\bar{m},\bar{n}}$. Несмотря на увеличение количества различных операций обработки, основное время обработки затрачивается на развёртывание фазы, а остальные операции либо являются тривиальными, либо могут выполняться быстрыми алгоритмами.

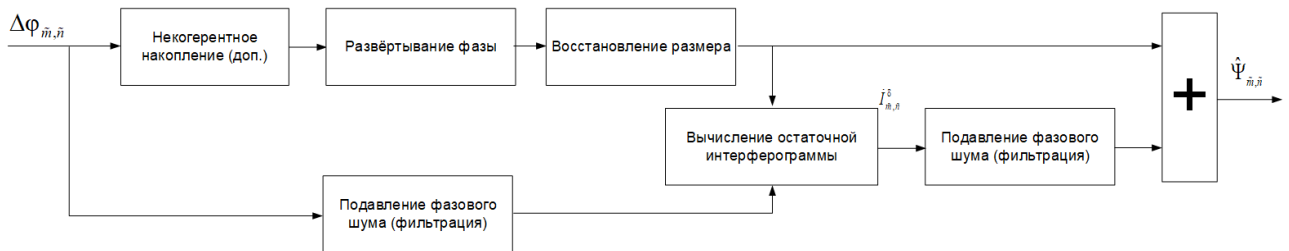


Рис. 1. Модификация последовательности интерферометрической обработки – частичная перестановка местами этапов развёртывания фазы и подавления фазового шума.

Для подавления (фильтрации) фазового шума широко применяются адаптивные фильтры, в частности, фильтр Голдштейна [6]. Несмотря на очевидные преимущества перед неадаптивными фильтрами, скорость работы таких фильтров существенно ниже, и если точность восстановления фазы такими фильтрами окажется сопоставимой с неадаптивными фильтрами, то целесообразен переход от использования адаптивных фильтров к неадаптивным, в частности – к линейным. Далее с использованием методики оценивания точности восстановления абсолютной фазы при интерферометрической обработке производится сравнение результатов подавления фазового шума адаптивными блочным частотным фильтром Голдштейна и двумерным гауссовым фильтром.

Эксперименты

Эксперименты оценивания эффективности этапов интерферометрической обработки производились на радиолокационных данных L -диапазона ALOS PALSAR (1280 МГц) для трёх различных тестовых участков (сцен). Все радиолокационные снимки были получены при горизонтальной поляризации электромагнитной волны зондирующего сигнала (у одной сцены прием осуществлялся на кросс-поляризации – ГВ), в летний сезон, временной интервал между съемками – 46 дней. Для оценки точности использовались эталонные высотные отметки рельефа тестовых участков получены из цифровых топографических карт масштаба 1:100 000. в количестве не менее 1400 на сцену и равномерно ее покрывают. Отметки имеют вертикальную точность не хуже 1 м и горизонтальную (плановую) – не хуже 30 м, что с учетом межэлементного некогерентного накопления составляет не более 1-2 элементов разрешения.

Вычислительные эксперименты заключались в построении характеристик точности восстановления абсолютной фазы и измерения высоты рельефа – зависимостей среднеквадратичного отклонения высот σ_H или фаз (σ_Ψ или $\sigma_{\Delta\phi}$) от параметров фильтров подавления фазового шума (частот среза или размеров блока фильтров) при различных условиях обработки (коэффициентах некогерентного накопления, типов фильтров, последовательностей обработки). Далее по поведению характеристик точности делался вывод об эффективности тех или иных приёмов и алгоритмов интерферометрической обработки.

В первом эксперименте произведено исследование эффективности межэлементного некогерентного накопления интерферограммы. Получены характеристики точности восстановленной абсолютной фазы при различных значениях параметра фильтра фазового шума (использовался двумерный гауссовый фильтр, изменяемым параметром являлась частота среза АЧХ фильтра F_{Sk}) и коэффициентов некогерентного накопления с сохранением пропорций кадра (рис. 2). Характеристики показывают, что при небольших изменениях величин коэффициентов накопления (до 16×4 и 12×6 , соответственно) снижение точности невелико (менее $0,05 \text{ рад}$), при этом время обработки уменьшается пропорционально квадрату шага изменения коэффициента. При дальнейшем увеличении значений коэффициентов точность восстановления фазы резко уменьшается.

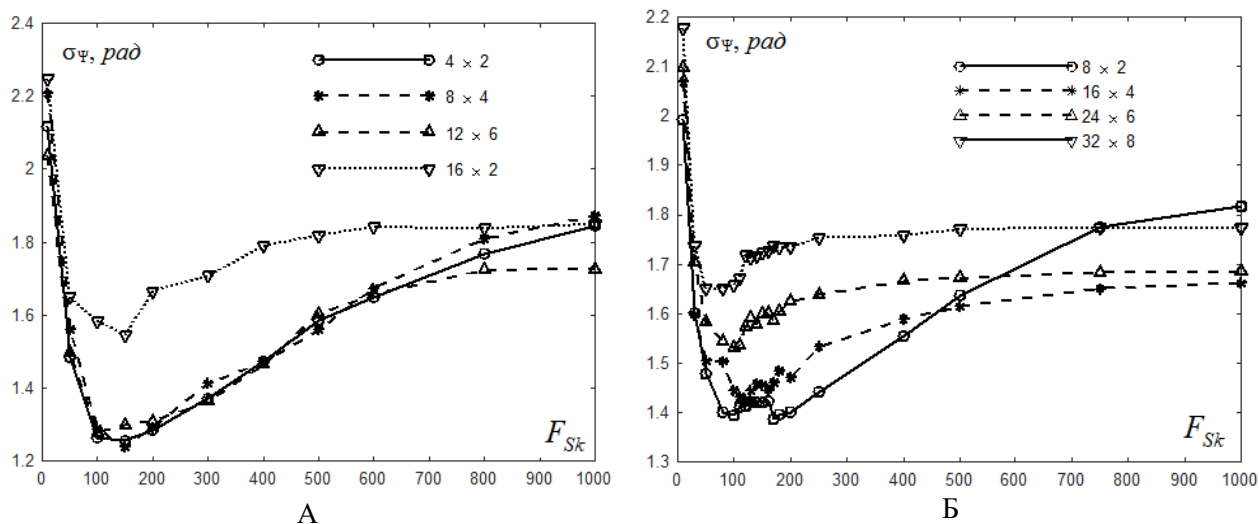


Рис. 2. Характеристики точности восстановления абсолютной фазы σ_Ψ для двух сцен при использовании различных значений коэффициентов межэлементного некогерентного накопления: сцена 1 (А), сцена 3 (Б).

Во втором эксперименте исследовалась эффективность частичной перестановки местами этапов развёртывания фазы и подавления фазового шума. Полученные характеристики точности (рис. 3) восстановленной абсолютной фазы (рис. 3) для трёх сцен показывают, что при частичной перестановке этапов подавления фазового шума и развёртывания фазы наилучшая точность результата сохраняется или даже увеличивается, при этом диапазон значений частоты среза фильтра, при котором достигаются

наилучшие точности, расширяется в область малых частот, что упрощает выбор этого параметра. Время обработки при этом увеличивается пропорционально количеству точек разрыва фазы на интерферограмме [3,4], и для его уменьшения используется дополнительное некогерентное накопление интерферограммы перед развёртыванием фазы, практически не влияющее на точность результата.

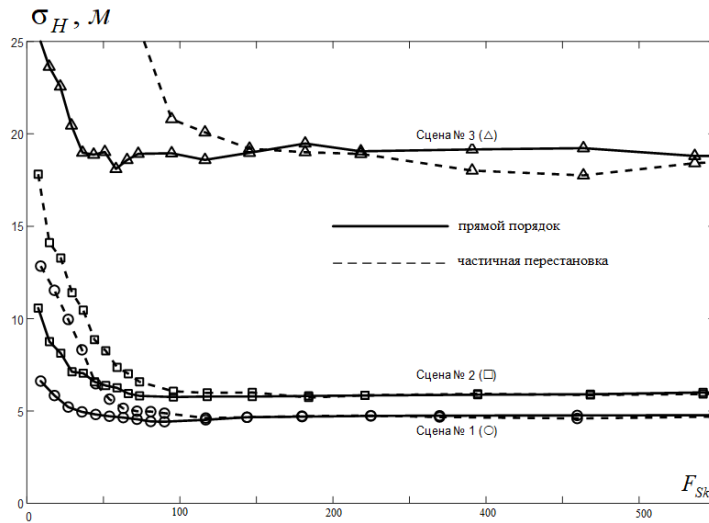


Рис. 3. Характеристики точности измерения высот σ_H для трёх сцен при использовании обычной интерферометрической обработки (прямой порядок) и интерферометрической обработки с частичной перестановкой этапов подавления фазового шума и развёртывания фазы.

В третьем эксперименте производилось сравнение точности восстановления фазы после сглаживания интерферограммы двумя типами фильтров: адаптивного блочного частотного фильтра Голдштейна и двумерного гауссового фильтра. Характеристики точности, полученные в результате эксперимента, представлены на рисунке 4.

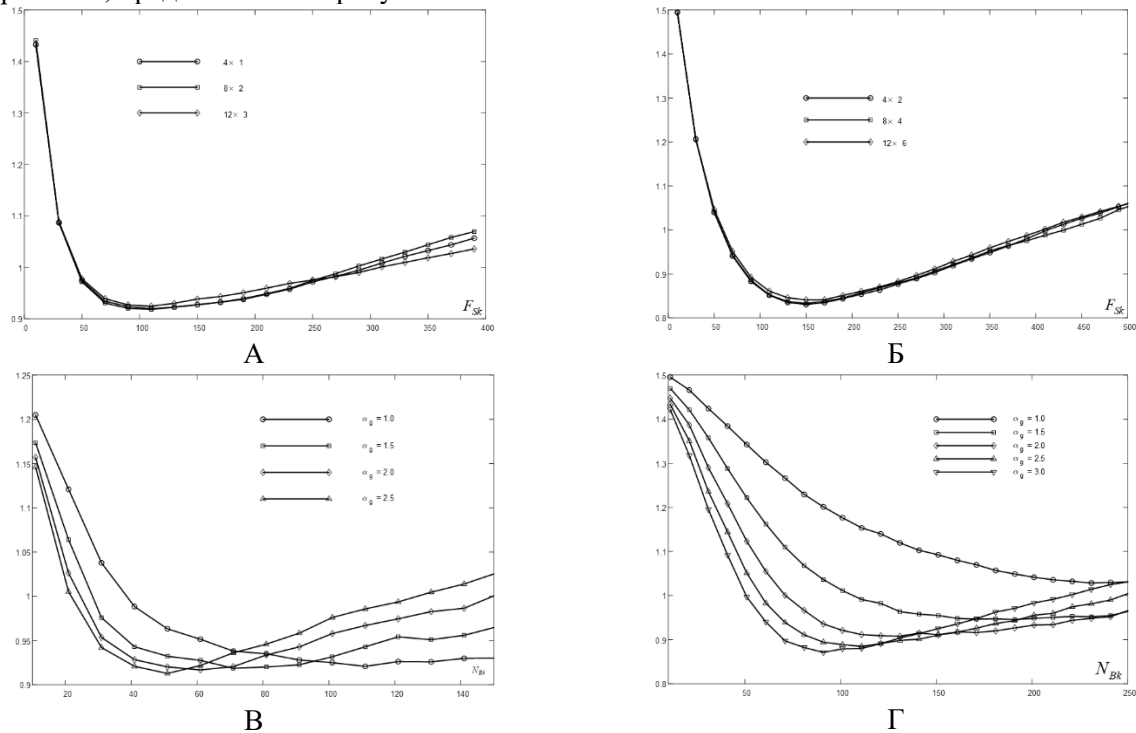


Рис. 4. Характеристики точности фазы $\sigma_{\Delta\varphi}$ (rad) для фильтров фазового шума и различных сцен: гауссовый фильтр (А, Б); фильтр Голдштейна (В, Г), сцена 1 (А, В), сцена 2 (Б, Г).

Для фильтра Голдштейна варьировались размер блока N_{bk} и коэффициент адаптации α , для гауссового фильтра – частота среза АЧХ фильтра F_{Sk} и коэффициент некогерентного накопления интерферограммы. Характеристики показывают, что для гауссового фильтра положение минимума не зависит от величины коэффициента некогерентного накопления, при этом минимальная ошибка слабо зависит от величины коэффициента накопления. Для фильтра Голдштейна вид характеристики и положение и величина минимума существенно зависит от величины коэффициента адаптации. При этом минимальные значения ошибки для обоих фильтров одинаковы, но время работы фильтра Голдштейна в десятки раз больше, чем у гауссового фильтра при его реализации с использованием быстрого преобразования Фурье. Таким образом, можно сделать вывод, что гауссовый фильтр оказался более эффективным для подавления фазового шума.

Выводы

Рассмотрены три пути повышения эффективности интерферометрической обработки радиолокационных данных дистанционного зондирования Земли. Показано, что при межэлементном некогерентном накоплении точность восстановления абсолютной фазы и измерения высоты рельефа снижается незначительно при варьировании коэффициентов в 1,5-2 раза, при этом время обработки уменьшается пропорционально произведению изменений коэффициентов накопления. При частичной перестановке этапов подавления фазового шума и развёртывания фазы наилучшая точность результата сохраняется или даже увеличивается, при этом время обработки увеличивается пропорционально увеличению количества точек разрыва фазы. Минимальные значения ошибки восстановления фазы линейного двумерного гауссового фильтра и адаптивного блочного частотного фильтра Голдштейна одинаковы, но время работы фильтра Голдштейна в десятки раз больше, чем у гауссового, и, таким образом, для подавления фазового шума линейный гауссовый фильтр эффективнее адаптивного фильтра Голдштейна.

Работа выполнена при поддержке Министерства науки и высшего образования РФ (проект № 0836-2020-0020).

ЛИТЕРАТУРА

1. Елизаветин И.В., Ксенофонтов Е.А. Результаты экспериментального исследования возможности прецизионного измерения рельефа Земли интерференционным методом по данным космического РСА // Исследования Земли из космоса. – М.: 1996. – № 1.
2. Bamler R. and Hartl P. Synthetic aperture radar interferometry // Inverse Problems. vol. 14, no. 4. 1998. pp. r1–r54.
3. Joughin I.R., Li F.K., Madsen S.N., Rodrigues E. et al. Synthetic Aperture Radar Interferometry // Proceedings of the IEEE. vol. 88. no. 3. 2000. pp. 333–382.
4. Hanssen R.F. Radar interferometry. Data interpretation and error analysis. – Dordrecht: Kluwer academic publishers, 2002.
5. Сосновский, А.В. Оценивание точности восстановления абсолютной фазы при интерферометрической обработке данных радиолокаторов с синтезированной апертурой // Журнал радиоэлектроники [электронный журнал]. no 7. 2021. doi:10.30898/1684-1719.2021.7.9
6. Baran I., Stewart M.P., Kampes B.M., Perski Z., and Lilly P. A Modification to the Goldstein Radar Interferogram Filter // IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing. no. 9. 2003. pp. 2114-2118. doi:10.1109/TGRS.2003.817212.

ОПРЕДЕЛЕНИЕ КООРДИНАТ ИСТОЧНИКА РАДИОИЗЛУЧЕНИЯ ПО ОДНОМУ ЗАМЕРУ С ПОМОЩЬЮ БАЛЛИСТИЧЕСКИ СВЯЗАННОЙ ГРУППИРОВКИ ИЗ ДВУХ КОСМИЧЕСКИХ АППАРАТОВ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ВЫСОКОТОЧНЫХ ВЫЧИСЛЕНИЙ

Никулина А.Н., Попов П.Б., Подковкин В.А., Николенко Б.Б.

alex.post-x@yandex.ru, paborpop@gmail.com, pva.podkovkin@gmail.com, bb.nikolemko@gmail.com

АО «ЦНИРТИ им. академика А.И. Берга»

В статье описано решение задачи по определению координат ИРИ с помощью баллистически связанной группировки (БСГ), состоящей из двух космических аппаратов (КА) прямым алгебраическим методом на основе данных, полученных после одного замера параметров сигнала ИРИ (информация об измеренной частоте и времени получения сигнала ИРИ, а также о местоположении каждого КА). Подробно представлен алгоритм решения задачи, рассмотрены ограничения примененного метода решения задачи и инструменты, позволяющие достичь необходимой вычислительной точности. Приведен пример расчета координат ИРИ по описанному алгоритму, описаны преимущества и недостатки численного и комбинированного методов. Возможность применения комбинированного метода подтверждена с помощью разработанной математической модели. По итогам сравнения работы двух способов оценки координат сделан вывод о предпочтительности использования комбинированного метода для решения поставленной задачи.

Введение

В данной работе описано решение задачи по определению координат источника радиоизлучения (ИРИ) по одному замеру параметров сигнала баллистически связанной группировки (БСГ), состоящей из двух космических аппаратов (КА), с использованием высокоточных вычислений системы компьютерной алгебры CoCoA.

Для применения классического разностно-дальномерного метода (РДМ) оценки координат ИРИ необходим одновременный замер параметров сигнала с трех КА. Многопозиционные методы — квази разностно-дальномерный метод (квази РДМ) и разностно-частотный метод (РЧМ) — невозможно применить без нескольких (не менее трех) разнесенных во времени и пространстве замеров параметров сигнала ИРИ. Совместное использование РДМ и РЧМ позволяет использовать информацию об измеренной частоте и времени получения сигнала ИРИ, а также о разности расстояний между двумя КА для составления системы нелинейных уравнений. Ее решение позволяет определить координаты ИРИ с помощью двух КА по одному замеру параметров сигнала ИРИ. Для решения системы уравнений можно применить численные методы, например метод Ньютона, однако это связано со сложностями отделения всех корней системы уравнений и поиска начального приближения, достаточно точного для сходимости численного метода.

Мы предлагаем использовать комбинированный метод решения задачи, суть которого заключается в том, что численное решение системы нелинейных уравнений можно свести к численному решению одного полинома 8-й степени [2] с помощью ряда аналитических преобразований, требующих высокоточных вычислений. Комбинированный метод лишен недостатков численного метода, но требует значительной вычислительной точности, более высокой, чем заложено в стандартных средствах программирования. Для его реализации использовалась система компьютерной алгебры CoCoA, позволяющая работать с чрезвычайно большими целыми и рациональными числами, используя библиотеку GNU Multi-Precision.

Постановка задачи

Введем следующие обозначения:

$\mathbf{x} = [x \ y \ z]^T$ – неизвестные координаты ИРИ;

$\mathbf{s}_i = [x_i \ y_i \ z_i]^T$ – известные координаты КА, $i = 1, 2$ – номер КА;

t – время излучения сигнала ИРИ;

t_i – время приема сигнала i -м КА;

f – несущая частота сигнала ИРИ;

f_i – частота сигнала, полученного i -м КА с учетом эффекта Доплера.

Расстояние R_i от i -го КА до ИРИ можно определить следующим образом:

$$R_i(\mathbf{x}, \mathbf{s}_i) = c(t_i - t) \equiv \tau_i - \tau, \quad (1)$$

произведения $c \cdot t_i$ и $c \cdot t$ обозначим как τ_i и τ соответственно, c – скорость света.

В то же время R_i можно вычислить как расстояние между координатами ИРИ и i -м КА:

$$R_i = |\mathbf{x} - \mathbf{s}_i| = \sqrt{(\mathbf{x} - \mathbf{s}_i)^T (\mathbf{x} - \mathbf{s}_i)} \quad (2)$$

Если возвести обе части уравнения (2) в квадрат, получаем:

$$\mathbf{x}^T \mathbf{x} - 2\mathbf{s}_1^T \mathbf{x} + r_1^2 = \tau_1^2 + \tau^2 - 2\tau_1 \tau \quad (3)$$

$$\mathbf{x}^T \mathbf{x} - 2\mathbf{s}_2^T \mathbf{x} + r_2^2 = \tau_2^2 + \tau^2 - 2\tau_2 \tau, \quad (4)$$

где

$$r_i^2 = \mathbf{s}_i^T \mathbf{s}_i$$

Таким образом, для двух КА, вычитая из уравнения (3) уравнение (4), получаем первое уравнение системы:

$$2(\mathbf{s}_1 - \mathbf{s}_2)^T \mathbf{x} = r_1^2 - r_2^2 - \tau_1^2 + \tau_2^2 + 2(\tau_1 - \tau_2)\tau \quad (5)$$

Скорость распространения волны описывает следующее уравнение:

$$\dot{R}_i = c \left(1 - \frac{f_i}{f} \right) \quad (6)$$

f – частота сигнала ИРИ, f_i – частота сигнала, полученного КА с учетом эффекта Доплера.

С учетом уравнений 2 и 6, получим

$$\dot{R}_i = \frac{(\mathbf{x} - \mathbf{s}_i)^T (\dot{\mathbf{x}} - \dot{\mathbf{s}}_i)}{R_i} = c \left(1 - \frac{f_i}{f} \right) \quad (7)$$

Обозначим $\frac{1}{f} = v$.

В геоцентрической системе отсчета скорость движения ИРИ $\dot{\mathbf{x}} = 0$, поэтому уравнение 7 можно переписать следующим образом:

$$\frac{f_1}{f} = 1 + \frac{1}{c} \frac{(\mathbf{x} - \mathbf{s}_1)^T \dot{\mathbf{s}}_1}{\sqrt{(\mathbf{x} - \mathbf{s}_1)^T (\mathbf{x} - \mathbf{s}_1)}} \quad (8)$$

и

$$\frac{f_2}{f} = 1 + \frac{1}{c} \frac{(\mathbf{x} - \mathbf{s}_2)^T \dot{\mathbf{s}}_2}{\sqrt{(\mathbf{x} - \mathbf{s}_2)^T (\mathbf{x} - \mathbf{s}_2)}} \quad (9)$$

Тогда разделив уравнение 8 на уравнение 9, получим второе уравнение системы:

$$f_1 \left(1 + \frac{1}{c} \frac{(\mathbf{x} - \mathbf{s}_2)^T \dot{\mathbf{s}}_2}{\sqrt{(\mathbf{x} - \mathbf{s}_2)^T (\mathbf{x} - \mathbf{s}_2)}} \right) - f_2 \left(1 + \frac{1}{c} \frac{(\mathbf{x} - \mathbf{s}_1)^T \dot{\mathbf{s}}_1}{\sqrt{(\mathbf{x} - \mathbf{s}_1)^T (\mathbf{x} - \mathbf{s}_1)}} \right) = 0 \quad (10)$$

Поверхность Земли аппроксимируем эллипсоидом с центром в точке $O(0,0,0)$. Обозначим r_e и r_p – экваториальный и полярный радиусы Земли соответственно, тогда

$$\mathbf{x}^T \mathbf{Q} \mathbf{x} = r_e^2, \quad (11)$$

где

$$Q = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{r_e^2}{r_p^2} \end{bmatrix}$$

Для оценки координат ИРИ с помощью 2 КА объединим уравнения 5, 10 и 11 в систему:

$$\begin{cases} \tau_1 - \tau_2 = |\mathbf{x} - \mathbf{s}_1| - |\mathbf{x} - \mathbf{s}_2|, \\ f_1 \left(1 + \frac{1}{c} \frac{(\mathbf{x} - \mathbf{s}_2)^T \dot{\mathbf{s}}_2}{\sqrt{(\mathbf{x} - \mathbf{s}_2)^T (\mathbf{x} - \mathbf{s}_2)}} \right) - f_2 \left(1 + \frac{1}{c} \frac{(\mathbf{x} - \mathbf{s}_1)^T \dot{\mathbf{s}}_1}{\sqrt{(\mathbf{x} - \mathbf{s}_1)^T (\mathbf{x} - \mathbf{s}_1)}} \right) = 0 \\ \mathbf{x}^T Q \mathbf{x} = r_e^2. \end{cases} \quad (12)$$

Система состоит из трех нелинейных уравнений и не имеет аналитического решения.

Решение системы нелинейных уравнений комбинированным методом.

Используя 1 и 7 получим

$$\dot{\mathbf{s}}_i^T \mathbf{x} = c(\tau_i - \tau)(1 - f_i v) - \mathbf{s}_i^T \dot{\mathbf{s}}_i \quad (13)$$

То есть для 2 КА:

$$-\dot{\mathbf{s}}_1^T \mathbf{x} = c(\tau_1 - \tau - \tau_1 f_1 v + f_1 v \tau) - \mathbf{s}_1^T \dot{\mathbf{s}}_1 \quad (14)$$

$$-\dot{\mathbf{s}}_2^T \mathbf{x} = c(\tau_2 - \tau - \tau_2 f_2 v + f_2 v \tau) - \mathbf{s}_2^T \dot{\mathbf{s}}_2 \quad (15)$$

Уравнения 5, 14 и 15 можно объединить в матричное уравнение вида:

$$\begin{bmatrix} 2(\mathbf{s}_1 - \mathbf{s}_2)^T \\ \dot{\mathbf{s}}_1^T \\ \dot{\mathbf{s}}_2^T \end{bmatrix} \mathbf{x} = -\mathbf{c} \begin{bmatrix} 0 \\ f_1 \\ f_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 2(\tau_1 - \tau_2) \\ c \\ c \end{bmatrix} + c \begin{bmatrix} 0 \\ \tau_1 f_1 \\ \tau_2 f_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} r_1^2 - r_2^2 - \tau_1^2 + \tau_2^2 \\ -c\tau_1 + \mathbf{s}_1^T \dot{\mathbf{s}}_1 \\ -c\tau_2 + \mathbf{s}_2^T \dot{\mathbf{s}}_2 \end{bmatrix} \quad (16)$$

Которое можно записать как

$$\mathbf{A} \mathbf{x} = \mathbf{g} + \mathbf{h} + \mathbf{p} + \mathbf{q} \quad (17)$$

Решая это уравнение относительно \mathbf{x} , получим:

$$\mathbf{x} = \mathbf{A}^{-1} \mathbf{g} + \mathbf{A}^{-1} \mathbf{h} + \mathbf{A}^{-1} \mathbf{p} + \mathbf{A}^{-1} \mathbf{q} \equiv \mathbf{z} + \mathbf{u} + \mathbf{v} + \mathbf{d} \quad (18)$$

Подставляя 18 в уравнение 3, получим

$$(\mathbf{z} + \mathbf{u} + \mathbf{v} + \mathbf{d})^T (\mathbf{z} + \mathbf{u} + \mathbf{v} + \mathbf{d}) - 2\mathbf{s}_1^T (\mathbf{z} + \mathbf{u} + \mathbf{v} + \mathbf{d}) + r_1^2 - r_1^2 - 2 + 2_1 = 0$$

Раскрывая скобки и делая замену переменных:

$$a_1^{22} + a_2^2 + a_3^2 + a_4^2 + a_5^2 + a_6 + a_7 + a_8 + a_9 = 0 \quad (19)$$

Подставляя 11 в уравнение 13, получим:

$$(\mathbf{z} + \mathbf{u} + \mathbf{v} + \mathbf{d})^T \mathbf{Q} (\mathbf{z} + \mathbf{u} + \mathbf{v} + \mathbf{d}) - r_e^2 = 0 \quad (20)$$

Раскроем скобки:

$$b_1^{22} + b_2^2 + b_3^2 + b_4^2 + b_5^2 + b_6 + b_7 + b_8 + b_9 = 0$$

Вынесем за скобки v :

$$c_1^2 + c_2^2 + c_3 = 0, \quad (21)$$

$$d_1^2 + d_2^2 + d_3 = 0. \quad (22)$$

Составим матрицу Сильвестра для полиномов 21 и 22. Она будет иметь вид:

$$\begin{pmatrix} 0 & c_1 & c_2 & c_3 \\ c_1 & c_2 & c_3 & 0 \\ 0 & d_1 & d_2 & d_3 \\ d_1 & d_2 & d_3 & 0 \end{pmatrix} \quad (23)$$

Полиномы 21 и 22 имеют общий корень тогда и только тогда, когда определитель матрицы 21 равен нулю.

После раскрытия определителя получается полином 8-й степени относительно τ :

$$w_1 \tau^8 + w_2 \tau^7 + w_3 \tau^6 + w_4 \tau^5 + w_5 \tau^4 + w_6 \tau^3 + w_7 \tau^2 + w_8 \tau + w_9 = 0 \quad (24)$$

Коэффициенты w_i выражаются через коэффициенты a_i и b_i , для их представления необходимо более 100 значащих цифр. Стандартной вычислительной точности, заложенной в языке с++, недостаточно для расчета коэффициентов полинома. В системе компьютерной алгебры Сосоа можно задавать алгебраические структуры с произвольно выделенной памятью для всех содержащихся в ней объектов. Для решения поставленной задачи использовали кольцо с выделенной памятью 1024 байт, в то время как при типе данных с++ с плавающей точкой long double используется всего 64 байт.

Для поиска начального приближения можно использовать метод Штурма [1], с помощью которого можно точно определить наличие и число вещественных корней, а также локализовать каждый из них на достаточно малом отрезке.

Каждому решению τ из уравнения 24 соответствуют 2 решения ν из квадратного уравнения 22. Для каждой пары τ и ν можно определить координаты ИРИ, решив линейную систему уравнений 16.

Таким образом, получается несколько наборов решений, одно из которых соответствует истинным координатам ИРИ. Выделить истинное решение можно с помощью расчета суммарной квадратичной ошибки модели для каждого решения системы уравнений 12.

$$\begin{cases} Er1 = c(t_1 - t) - R_1(\mathbf{x}, \mathbf{s}_1), \\ Er2 = c \left(1 - \frac{f_1}{f}\right) - \frac{(\mathbf{x} - \mathbf{s}_i)^T (\mathbf{x} - \mathbf{s}_i)}{R_i}, \\ Er3 = x^2 + y^2 + z^2 \frac{r_e^2}{r_p^2} - r_e^2. \end{cases} \quad (23)$$

$$Er = \sqrt{Er1^2 + Er2^2 + Er3^2}$$

Для этого необходимо рассчитать частоту сигнала ИРИ и время излучения сигнала ИРИ с помощью уравнений 2 и 7.

Ниже приведен пример расчета координат для разных точностей измеренных параметров сигнала ИРИ.

Пример расчета координат ИРИ

Для оценки ошибки определения координат ИРИ с вероятностью 0,95 было проведено моделирование приема импульса ИРИ с частотой 1000 МГц с разными ошибками измерения частоты и времени получения сигнала двумя КА. При создании математической модели были использованы следующие параметры:

- максимальные ошибки определения местоположения КА – 30 м по каждой оси, ошибки определения скорости – 0,1 м/с по каждой оси (с вероятностью 0,99);
- высота орбиты каждого КА 450 км, они находятся на расстоянии 100 км друг от друга и на расстоянии 300 км от подспутниковой точки КА до ИРИ.

В табл. 1 приведены результаты работы комбинированного метода: все найденные вещественные корни полинома (24), расчет суммарной квадратичной ошибки и оценка ошибки определения координат ИРИ для каждого из них. Расчет параметров ν и τ , а также коэффициентов, необходимых для решения полинома 24 требует высокоточных вычислений, алгоритм приведен выше.

Таблица 1 Результаты работы комбинированного метода

Номер корня полинома 22	$v = \frac{1}{f}$, мкс	$\tau = c \cdot t$, км	Координаты ИРИ, км			Суммарная квадратичная ошибка	Оценка ошибки определе ния координат ИРИ, км
			X	Y	Z		
1	0,001	299,7 920	5971, 344	- 109,4155	2231, 185	2,321032e -09	0,00 5580
2	0,000 999	296,3 292	5970, 099	- 705,1126	2123, 910	3,859896e -09	605, 2756
3	0,000 999	296,3 292	5992, 781	- 73,90431	2246, 130	317320,3	44,0 9535
4	0,000 999	299,7 921	5951, 373	- 665,1983	2123, 570	279393,8	566, 4527
Реперные значения оцениваемых параметров	0,001	299,7 924	5971, 342	- 109,4201	2231, 183		

При использовании РЧМ и РДМ существует неоднозначность, связанная с симметричностью геометрических точек – возможных мест расположения координат ИРИ относительно плоскости орбит КА. В общем случае система уравнений 12 имеет 8 решений, как минимум два из них действительные, одно соответствует координатам ИРИ, а второе – симметричным им «ложным» координатам. Расстояние между истинными и симметричными координатами примерно равно двойному расстоянию от подспутниковой точки КА до ИРИ. В табл. 1 два корня с наименьшей суммарной квадратичной ошибкой соответствуют истинным и симметричным им ложным координатам ИРИ. Остальные корни исключаются из решения уравнения. При расчете суммарной квадратичной ошибки можно с высокой вероятностью выделить координаты ИРИ, соответствующие истинному решению.

Кроме того, для решения поставленной задачи было проведено непосредственное решение системы 12 численным методом Ньютона. В процессе решения нет возможности выделить все корни системы уравнений, результат во многом зависит от выбора начального приближения. Для моделирования решения задачи численным методом Ньютона начальное приближение выбрано исходя из знания о местоположении ИРИ. Результаты оценки координат численным и комбинированным методами совпадают до 5-й цифры после запятой и приведены в табл. 2.

Таблица 2 Результаты оценки координат численным и комбинированным методами

Ошибка измерения частоты, df, Гц	Ошибка измерения времени, dt, нс	Оценка ошибки определения координат ИРИ с $p = 0,95$, dr, км	Оценка средней ошибки определения координат ИРИ, drs, км
10	50	4,23	1,70
10	200	4,17	1,76
10	500	5,75	2,27
20	200	6,67	3,04
20	500	7,36	3,39
20	1000	11,21	4,34
50	50	22,85	8,63
50	1000	24,47	9,39

В рассчитанной модели оба метода с 95% вероятностью позволяют отделить истинный корень от симметричного ему ложного корня с помощью вычисления суммарной квадратичной ошибки.

Применение описанных подходов в автоматизированных пунктах обработки и анализа информации

Описанный подход может быть применен при построении современных автоматизированных пунктов обработки и анализа информации космических аппаратов радио-электронного наблюдения (РЭН). На основе описанных принципов могут быть разработаны отдельные программные компоненты с участием которых будут выстроены технологические процессы обработки и анализа информации. Описанные подходы также могут быть внедрены в уже существующие пункты обработки и анализа информации космических аппаратов РЭН для повышения точности определения координат ИРИ. В случае применения на действующем наземном пункте обработки и анализа информации настраиваемой, адаптируемой системы организации и автоматизации технологических процессов для внедрения описанных подходов достаточно разработать и установить на средства обработки информации программный компонент и откорректировать или создать новый технологический процесс обработки информации РЭН.

Выводы

Определить координаты ИРИ с помощью данных, полученных после одного замера параметров сигнала ИРИ двумя КА, можно путем решения нелинейной системы уравнений, в которой содержится информация о времени получения и частоте измеренного сигнала ИРИ, а также о местоположении каждого КА.

Решить систему можно несколькими методами, у каждого есть свои недостатки и преимущества. Прямые численные методы проще и не требуют значительной вычислительной мощности, но при их использовании возникает сложность в отделении всех корней системы уравнений и в поиске начального приближения. Для численного расчета в нашей работе использован метод Ньютона.

С помощью рассмотренного в нашей работе комбинированного метода можно свести численное решение системы нелинейных уравнений к решению одного полинома 8-й степени. Это значительно упрощает поиск всех корней уравнения, однако требует вычислительной точности, более высокой, чем заложено в стандартных средствах программирования.

По результатам моделирования можно сделать вывод, что оба метода позволяют одинаково точно оценить координаты ИРИ если есть возможность задать достаточно точное начальное приближение для численного метода. Возможность отделить все корни уравнения полинома и определить среди множества решений истинный корень с помощью расчета суммарной квадратичной ошибки делает применение комбинированного метода предпочтительнее.

ЛИТЕРАТУРА

1. Куликов Л.Я. Алгебра и теория чисел: учеб. пособие для педагогических институтов. – М.: Высш. школа, 1979. – 559 с.
2. Mason J. Algebraic two-satellite TOA/FOA position solution on an ellipsoidal Earth // IEEE Transactions and Electronics Systems. 2004. – Vol. 40 (3)/ – 1087–1092.

РАЗРАБОТКА ОПТИМАЛЬНОГО АЛГОРИТМА ОБРАБОТКИ РАДИОСИГНАЛОВ ИСТОЧНИКОВ РАДИОИЗЛУЧЕНИЯ АВИАЦИОННЫМ СРЕДСТВОМ РАДИОТЕХНИЧЕСКОГО НАБЛЮДЕНИЯ

Бирюков И.Д.^{1,2}

¹*Московский авиационный институт (национальный исследовательский университет)*

²*АО «ЦНИРТИ им. академика А.И.Берга»*

ivan-birs@yandex.ru

Описаны основные задачи обработки радиосигналов, решаемые авиационными средствами радиотехнического наблюдения. Показана взаимозависимость принимаемых решений при обнаружении, группировании, оценке параметров и распознавании радиосигналов источников радиоизлучения. Для случая принадлежности источника радиоизлучения априорной библиотеке типов обоснован порядок выполнения задач обработки. Проведен байесовский синтез совместного оптимального алгоритма обработки радиосигналов. Представлена блок-схема разработанного алгоритма. Выполнена оценка реализуемости разработанного алгоритма.

Введение

Авиационные средства радиотехнического наблюдения (РТН) по сравнению с другими видами технических систем наиболее приспособлены к решению задач наблюдения источников радиоизлучения (ИРИ). Они позволяют оперативно на больших дальностях и секторе углов наблюдать радиосигналы ИРИ вне зависимости от метеоусловий и времени суток. Вместе с тем ввиду увеличения многообразия и числа ИРИ, большого потока радиосигналов, широкого применения источниками радиоизлучения мер противодействия, широких диапазонов возможных значений радиотехнических параметров излучаемых радиосигналов, используемых в них видов модуляций, современные авиационные средства РТН выполняют обработку радиосигналов не оптимально и в ряде случаев с недостаточной эффективностью.

Основными задачами, решаемыми при обработке радиосигналов в авиационных средствах РТН комплексов радиоэлектронной борьбы (РЭБ), является обнаружение, группирование, оценивание и распознавание ИРИ. В большинстве публикаций по оптимальной обработке радиосигналов изложение этих задач ведется раздельно. Однако в виду взаимосвязи принимаемых решений при проверке статистических гипотез и оценке параметров соответствующих гипотез целесообразно перечисленные задачи решать совместно [1] и в определенном порядке. Так в [2] показано, что наибольшая эффективность совместной обработки принятых радиосигналов достигается в порядке: распознавание, группирование и оценка параметров.

Вместе с тем в авиационных средствах РТН имеется априорная информация, содержащаяся в априорной библиотеке, о принимаемых радиосигналах, которая используется при решении задачи их распознавания [3]. Данная информация представляет собой описание радиосигналов в пространстве возможных значений радиотехнических параметров (РТП) в соответствии с режимами работы ИРИ. Поэтому представляется возможным использовать априорную информацию о радиосигналах на этапе их обнаружения [4, 5].

Актуальность работы по разработке алгоритма обработки радиосигналов в авиационных средствах РТН обусловлена сложностью современной радиоэлектронной обстановки, повышением значимости объектов, содержащих ИРИ, и необходимостью эффективного им противодействия.

Основные задачи обработки радиосигналов источников радиоизлучения авиационными средствами радиотехнического наблюдения

В авиационных средствах РТН решаются задачи обнаружения, группирование, оценивания, распознавания.

Под обнаружением радиосигналов понимается принятие решения о наличии радиосигнала ИРИ.

Под группированием радиосигналов понимается решение о принадлежности обнаруженных радиосигналов одному из множества ИРИ. В результате выполнения процедуры группирования из множества измерений смеси радиосигналов формируются множества векторов измеренных параметров для каждого ИРИ.

Под распознаванием радиосигналов, содержащих информацию о ИРИ, понимается решение о принадлежности радиосигналов к ИРИ определенного типа из априорной библиотеки типов.

При задании априорных сведений, необходимых при реализации процедуры распознавания радиосигнала ИРИ, полагается, что всё множество радиосигналов, информация о параметрах которых поступает на вход системы обработки, принадлежит априорной библиотеке типов. Указанная библиотека определяется:

– алфавитом типов $B = \{B_1, B_2, \dots, B_{N_B}\}$, где N_B - число типов в априорной библиотеке;

– распределением вероятностей типов $p(B) = \{P_{pr}(B_1), P_{pr}(B_2), \dots, P_{pr}(B_{N_B})\}$,

– алфавитом признаков типов, представляемым в виде вектора A признаков $A = [a_1, a_2, \dots, a_v, \dots, a_{N_A}]^T$, где N_A - число доступных измерению признаков, характеризующих тип;

Под оценкой параметров радиосигнала понимается определение вектора оцененных радиотехнических, пространственно-временных параметров, таких как длительность импульса, межимпульсный интервал, несущая частота, ширина спектра, время приема радиосигнала, вид и глубина модуляции, направление на ИРИ.

Взаимозависимость принимаемых решений при обнаружении, группировании, оценке параметров и распознавании

Взаимосвязь решений, принимаемых при обнаружении радиосигналов, группировании, распознавании и оценивании их параметров, учитывается на этапе синтеза процедуры обработки. Это может быть сделано на основе байесовского метода синтеза путём введения соответствующей составной функции потерь, устанавливающей необходимую связь между различными процедурами принятия решений. Получаемые в результате совместного синтеза алгоритмы потенциально обеспечивают меньший суммарный байесовский риск, чем алгоритмы, составленные из не связанных между собой независимых процедур обработки радиосигнала [1]. Это позволяет существенно сократить структурную избыточность авиационных средств РТН за счёт учёта при синтезе связей между решаемыми задачами. Исключить априорную неопределенность при обнаружении [4, 5] и группировании [2] радиосигналов, тем самым увеличив эффективность работы алгоритма.

При задании составной функции потерь учитывается необходимость реализуемости алгоритма обработки, предполагается, что шумы наблюдения радиотехнических параметров имеют нормальный закон распределения, физическая сущность каждой из решаемых задач и их взаимосвязь. В связи с этим составная функция потерь представить в виде:

$$\begin{aligned} \Pi(T_n, D_{d|n}, \Gamma_{r|dn}, \hat{\Lambda}_{r|dn}, T_m, D_{b|m}, \Gamma_{q|bm}, \Lambda_{q|bm}) = & C_T (1 - \delta_{nm}) + \delta_{nm} C_D (1 - \delta_{db}) + \\ & + \delta_{nm} \delta_{db} C_\Gamma (1 - \delta_{rq}) + \delta_{nm} \delta_{db} \delta_{rq} C_\Lambda (1 - \delta(\hat{\Lambda} - \Lambda)) \end{aligned} \quad (1)$$

где T, D, Γ – условное обозначение гипотез (процедур) соответственно распознавания, обнаружения, группирования радиосигналов;

$\Lambda, \hat{\Lambda}$ – условное обозначение множества векторов оцененных и оптимально оцененных параметров радиосигналов;

$C_T, C_D, C_\Gamma, C_\Lambda$ – коэффициенты потерь выполнения соответствующих процедур;

δ_{xy} – символ Кронекера, который принимает значение $\delta_{xy} = \begin{cases} 1, & \text{если } x = y. \\ 0, & \text{если } x \neq y \end{cases}$

где $x, y: n, m; d, b; r, q$ – индексы означающие номер гипотезы о распознавании; об обнаружении; о группировании соответственно;

| – знак условности, обозначающий условные зависимости, например $D_{d|n} = D_d | T_n$.

Среднее значение совместной функции потерь $\Pi(T_n, D_{d|n}, \Gamma_{r|dn}, \hat{\Lambda}_{r|dn}, T_m, D_{b|m}, \Gamma_{q|bm}, \Lambda_{mbq})$, которая для k -ого момента регистрации определяет потери при принятии решения в пользу n -ой гипотезы о распознавании, d -ой гипотезы об обнаружении, r -ой гипотезы об группировании и оценки $\hat{\Lambda}_{r|dn}$ параметров радиоизлучающих объектов, когда на самом деле справедливы гипотезы m -ая гипотеза об распознавании, b -ая гипотеза об обнаружении, q -ая гипотеза об группировании и обобщённый вектор параметров состояния радиоизлучающего объекта равен Λ_{mbq} .

На рисунке 1 представлена гипотеза о распознавании, на рисунке 2 представлена гипотеза об обнаружении сигналов известных типов, соответствующих гипотезе T_n , на рисунке 3 представлена гипотеза об группировании наблюдений, соответствующих гипотезам T_n и D_d .

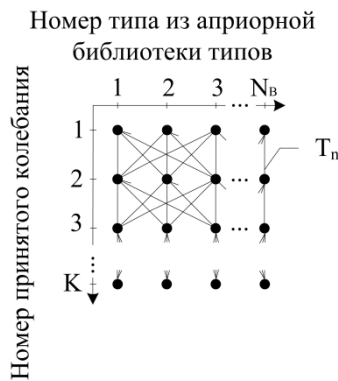


Рис. 1

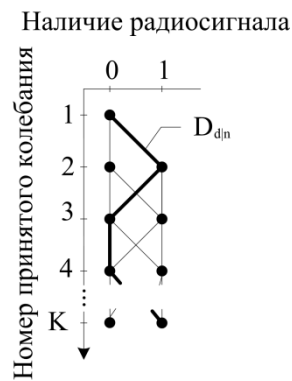


Рис. 2

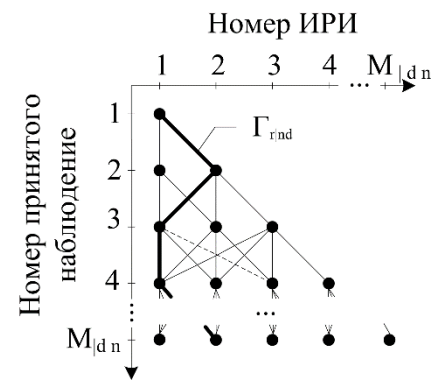


Рис. 3

Разработка алгоритма обработки информации

Математически задача обработки потока измеренных параметров радиосигналов от множества радиоизлучающих объектов может быть сформулирована следующим образом. Пусть на интервале времени $(t_{нач}, t_{кон})$ принято колебание непосредственному наблюдению доступна дискретная последовательность $\{\xi_k\}$ принятого колебания от различных радиоизлучающих объектов.

$$\{\xi_k\} = \{\xi_1, \xi_2, \xi_3, \dots, \xi_K\} \quad (2)$$

Значения ξ_k наблюдаемого на входе системы обработки в моменты времени t_k представляют собой аддитивную смесь полезного радиосигнала $S(t_k, \lambda_{k|i})$ и дискретного шума наблюдения n_k [6]:

$$\xi_k = \Theta S(t_k, \lambda_{k|i}) + n_k, \quad (3)$$

где Θ – случайная величина, описывающая наличие полезного сигнала принятого колебания

$\lambda_{k|i}$ – вектор параметров i -го ИРИ, от которого в момент времени t_k принято колебание;

$S(t_k, \lambda_{k|i})$ – полезный радиосигнал, под которым понимается некоторая векторная функция, компоненты которой определяют измеренные значения параметров радиосигнала от i -ого радиоизлучающего объекта с вектором параметров $\lambda_{k|i}$ при полном отсутствии ошибок измерений.

При проведении байесовского синтеза совместное решающее правило о группировании, распознавании и оценивании находится путем минимизации апостериорного риска

$$(T_n, D_{d|n}, \Gamma_{r|dn}, \hat{\Lambda}_{r|dn}) = \arg \min (R_{ps}(T_n, D_{d|n}, \Gamma_{r|dn}, \hat{\Lambda}_{r|dn})), \quad (4)$$

$$d \in \{0; N_D\}, r \in \{1; L_v\}, n \in \{1, N_T\}, \hat{\Lambda} \in \Lambda(r)$$

где $R_{ps}(T_n, D_{d|n}, \Gamma_{r|dn}, \hat{\Lambda}_{r|dn}) = R(T_n, D_{d|n}, \Gamma_{r|dn}, \hat{\Lambda}_{r|dn} | \{\xi_k\})$ – апостериорный риск;

N_D – общее число гипотез об обнаружении;

L_v – общее число гипотез о группировании;

N_T – общее число гипотез о распознавании;

$\Lambda(r)$ – множество векторов оценённых параметров радиосигналов.

Апостериорный риск:

$$R_{ps}(T_n, D_{d|n}, \Gamma_{r|dn}, \hat{\Lambda}_{r|dn}) = \sum_{m=1}^{N_T} P_{ps}(T_m) \sum_{b=0}^{N_D} P_{ps}(D_{b|m}) \sum_q^{L_v} P_{ps}(\Gamma_{q|bm}) \iint_{\Lambda} p_{ps}(\Lambda_{mbq}) \cdot \Pi(T_n, D_{d|n}, \Gamma_{r|dn}, \hat{\Lambda}_{r|dn}, T_m, D_{b|m}, \Gamma_{q|bm}, \Lambda_{mbq}) d\Lambda, \quad (5)$$

где $P_{ps}(T_m)$, $P_{ps}(D_{b|m})$, $P_{ps}(\Gamma_{q|bm})$ – апостериорная вероятность гипотезы о распознавании, об обнаружении, о группировании соответственно;

$p_{ps}(\Lambda_{mbq})$ – апостериорная плотность вероятности оценки параметров радиосигналов.

Подставив (1) в (5) и упростив, получим апостериорный риск вида:

$$R_{ps}(\cdot) = C_T + P_{ps}(T_n) \left[-C_T + C_D + P_{ps}(D_{d|n}) \left[-C_D + C_\Gamma + P_{ps}(\Gamma_{r|dn}) \left[-C_\Gamma + C_\Lambda - C_\Lambda P_{ps}(\hat{\Lambda}_{r|dn}) \right] \right] \right] \quad (6)$$

Синтез алгоритма обработки включает в себя четыре этапа. На первом этапе минимизации $R_{ps}(\cdot)$ фиксируется номера гипотез о распознавании, об обнаружении и о группировании. Для этого набора номеров гипотез определяется оценка вектора параметров радиосигналов:

$$\hat{\Lambda}_{\hat{\sigma}|rdn} = \arg \sup \left(p_{ps}(\hat{\Lambda}_{r|dn}) \right) \quad (7)$$

$$\hat{\Lambda}_{r|dn} \in \Lambda$$

На втором этапе минимизации $R_{ps}(\cdot)$ фиксируется номера гипотез о распознавании и об обнаружении. Для этого набора номеров гипотез находится оптимальное решение о группировании, $r = r_{\hat{\sigma}}$, если $\forall q$:

$$P_{ps}(\Gamma_{r|dn}) \geq P_{ps}(\Gamma_{q|dn}) \frac{-c_\Gamma + c_\Lambda - c_\Lambda P_{ps}(\hat{\Lambda}_{\hat{\sigma}|qdn})}{-c_\Gamma + c_\Lambda - c_\Lambda P_{ps}(\hat{\Lambda}_{\hat{\sigma}|rdn})}, \quad (8)$$

при известных оценках $\hat{\Lambda}_{\hat{\sigma}|rdn}$ и $\hat{\Lambda}_{\hat{\sigma}|qdn}$, полученных на первом этапе.

На третьем этапе минимизации $R_{ps}(\cdot)$ фиксируется номер гипотезы о распознавании. Для этого номера гипотезы находится оптимальное решение об обнаружении радиосигналов, $d = d_{\hat{\sigma}}$, если $\forall b$:

$$P_{ps}(D_{d|n}) \geq P_{ps}(D_{b|n}) \frac{-c_D + c_\Gamma - P_{ps}(\Gamma_{q_{\hat{\sigma}}|bn}) \left(-c_\Gamma + c_\Lambda - c_\Lambda P_{ps}(\hat{\Lambda}_{\hat{\sigma}|q_{\hat{\sigma}}|bn}) \right)}{-c_D + c_\Gamma - P_{ps}(\Gamma_{r_{\hat{\sigma}}|dn}) \left(-c_\Gamma + c_\Lambda - c_\Lambda P_{ps}(\hat{\Lambda}_{\hat{\sigma}|r_{\hat{\sigma}}|dn}) \right)}, \quad (9)$$

при известных оценках, $\hat{\Lambda}_{\hat{\sigma}|r_{\hat{\sigma}}dn}$ и $\hat{\Lambda}_{\hat{\sigma}|q_{\hat{\sigma}}dn}$ и гипотезах $\Gamma_{q_{\hat{\sigma}}|dn}$, $\Gamma_{r_{\hat{\sigma}}|dn}$, полученных на первом и втором этапах соответственно.

На четвертом этапе минимизации $R_{ps}(\cdot)$ найти оптимальное решение о распознавании радиосигнала, $n = n_{\hat{\sigma}}$, если $\forall m$:

$$P_{ps}(T_n) \geq P_{ps}(T_m) \frac{-c_T + c_D + P_{ps}(D_{b_{\hat{\sigma}}|m}) \left(-c_D + c_\Gamma - P_{ps}(\Gamma_{q_{\hat{\sigma}}|b_{\hat{\sigma}}m}) \left(-c_\Gamma + c_\Lambda - c_\Lambda P_{ps}(\hat{\Lambda}_{\hat{\sigma}|q_{\hat{\sigma}}b_{\hat{\sigma}}m}) \right) \right)}{-c_T + c_D + P_{ps}(D_{d_{\hat{\sigma}}|n}) \left(-c_D + c_\Gamma - P_{ps}(\Gamma_{r_{\hat{\sigma}}|d_{\hat{\sigma}}n}) \left(-c_\Gamma + c_\Lambda - c_\Lambda P_{ps}(\hat{\Lambda}_{\hat{\sigma}|r_{\hat{\sigma}}d_{\hat{\sigma}}n}) \right) \right)} \quad (10)$$

при известных оценках, $\hat{\Lambda}_{\hat{\sigma}|r_{\hat{\sigma}}dn}$ и $\hat{\Lambda}_{\hat{\sigma}|q_{\hat{\sigma}}dn}$, гипотезах $\Gamma_{q_{\hat{\sigma}}|dn}$, $\Gamma_{r_{\hat{\sigma}}|dn}$, $D_{b_{\hat{\sigma}}|m}$, $D_{b_{\hat{\sigma}}|n}$ полученных на первом, втором и третьем этапах соответственно.

Таким образом, используя выражения (7) – (10) определяются оптимальные решение гипотез о распознавании, обнаружении, группировании и оценки параметров радиосигналов ИРИ.

Структурная схема и порядок работы алгоритма

Рассмотрим порядок работы алгоритма по структурной схеме, отображенной на рисунке 1:

- 1) Сформировать все гипотезы T_n , рассчитать для каждой из них $P_{ps}(T_n)$.
- 2) Для каждой гипотезы T_n сформировать все варианты гипотез $D_{d|n}$, рассчитать $P_{ps}(D_{d|n})$.
- 3) Для каждой гипотезы $D_{d|n}$ сформировать все варианты гипотез $\Gamma_{r|dn}$, рассчитать $P_{ps}(\Gamma_{r|dn})$.
- 4) Для каждой гипотезы $\Gamma_{r|dn}$ рассчитать $\hat{\Lambda}_{6|r dn}$ по формуле (7), рассчитать $p_{ps}(\hat{\Lambda}_{6|r dn})$.
- 5) Для каждой гипотезы $D_{d|n}$ найти $\Gamma_{r_6|dn}$ по (8).
- 6) Для каждой гипотезы T_n найти $D_{d_6|n}$ по (9).
- 7) Найти T_{n_6} по (10) – решение задачи распознавания радиосигналов ИРИ.
- 8) Выбрать $D_{d_6|n_6}$ – решение задачи обнаружения радиосигналов ИРИ.
- 9) Выбрать $\Gamma_{r_6|d_6 n_6}$ – решение задачи группирования радиосигналов ИРИ.
- 10) Выбрать $\hat{\Lambda}_{6|r_6 d_6 n_6}$ – решение задачи оценки параметров радиосигналов ИРИ.

Оценка реализуемости разработанного алгоритма

В процессе работы алгоритма при получении K колебаний формируется N_T гипотез о распознавании $N_T = N_B^K$, и осуществляется вычисление их апостериорных вероятностей.

Для каждой гипотезы о распознавании формируется N_D гипотез об обнаружении: $N_D = 2^K$ и осуществляется вычисление их апостериорных вероятностей.

Для каждой гипотезы об обнаружении формируется L_v гипотез о группировании:

$$L_v = \sum_{r=1}^{L_{v-1}} (I_{v-1|dn} + 1), \quad (11)$$

где v – номер наблюдения;

L_v – число гипотез группирования сформированных при получении наблюдения с номером v ;

$I_{v-1|dn}$ – число источников излучения при получении $v - 1$ наблюдения при номере гипотезы об обнаружении d и номера гипотезы о распознавании n .

В силу расходящегося характера ветвлений дерева гипотез о группировании алгоритм предполагает проведение вычисления большого числа апостериорных вероятностей этих гипотез и оценки параметров, для каждой из гипотез о распознавании и обнаружении.

Общее число формируемых гипотез определяется выражением $N = N_T N_D L_v$.

Как показали расчёты оптимальный алгоритм требует больших вычислительных затрат и практически не реализуем, поэтому представляет интерес разработка квазиоптимального совместного алгоритма обработки радиосигналов ИРИ с контролем его эффективности на каждом этапе принятых допущений.

Заключение

В данной работе были рассмотрены основные задачи обработки принятых радиосигналов источников радиоизлучения в авиационных средствах РТН. Выполнен анализ факторов снижающих эффективность РТН, и предложены пути её повышения. Обоснован порядок выполнения процедур обработки принятых радиосигналов, повышающий эффективность РТН.

Определена функция потерь, наиболее полно описывающая процесс обработки информации о принятых радиосигналах и обеспечивающая взаимосвязь принимаемых решений при группировании, обнаружении, распознавании и оценивании. Выполнен байесовский синтез оптимального совместного алгоритма обработки информации принятых радиосигналов [Т Д Г Λ]. Построена блок-схема алгоритма.

Совместный оптимальный алгоритм хоть и обеспечивают наименьший суммарный байесовский риск, однако является не реализуем в виду больших вычислительных затрат. Поэтому требуется осуществить переход к совместному квазиоптимальному алгоритму.

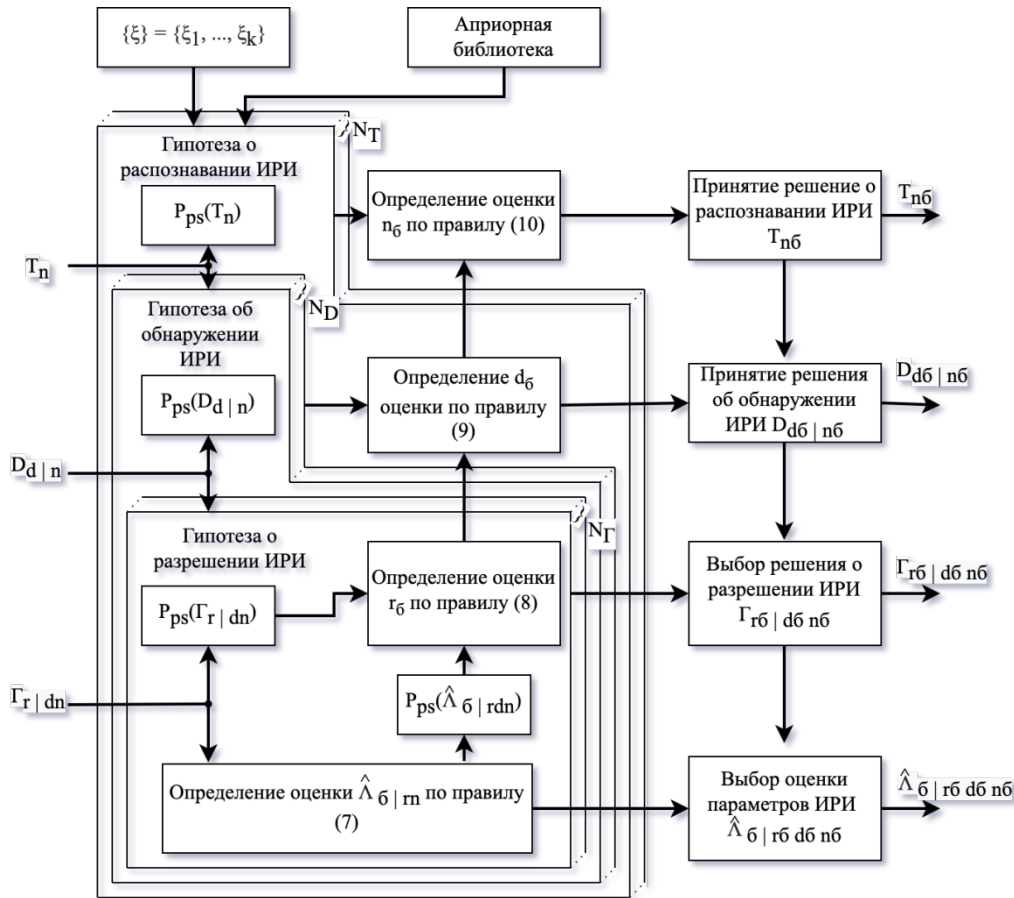


Рис. 1. Блок схема совместного алгоритма [Т D Γ Λ]

ЛИТЕРАТУРА

1. Харченко В.П., Косенко Г.Г., Кукуш А.Г.. Байесовская теория совместного разрешения, обнаружения, оценивания и распознавания радиосигналов. – Радиоэлектроника, 1994, № 3, с. 52 – 59.
2. Фадеев Е.В. Алгоритмы обработки принятых радиосигналов в авиационных системах радиоэлектронного наблюдения // Вестник РАЕН – 2021. – Том 21, № 4, С. 11-19.
3. Радиотехническая разведка / Ю.А.Смирнов. – М.: Военное издательство, 2001. - С. 456.
4. Алгоритмы обработки информации в авиационных системах радиоэлектронного наблюдения [Журнал] / авт. Бирюков И.Д. Бучучан П.В., Тимошенко П.И. // РТНСИТ: Радиоэлектроника. Наносистемы. Информационные технологии.. - 2020 г.. - 4 : Т. 12. - стр. 517-529.
5. Предложения по разработке квазиоптимального алгоритма обнаружения радиосигналов источников радиоизлучения в авиационных системах [Журнал] / авт. Бирюков И.Д. Силин С.И. // XIII Всероссийская научно-техническая конференция Радиолокация и радиосвязь. - 2019 г.. - стр. 133-137
6. Репин В.Г, Тартаковский Г.П. Статистический синтез при априорной неопределенности и адаптация информационных систем. - М.: Сов. радио, 1977

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ КОРРЕЛЯЦИОННЫХ ВЫБОРОК В СТОХАСТИЧЕСКОЙ РАДИОЛОКАЦИИ

Тимошенко П.И.¹, Горбунов Ю.Н.²

¹АО «ЦНИРТИ имени академика А.И. Берга»

polina.timoshenko.2011@yandex.ru

²Институт радиотехники и электроники им. В.А. Котельникова РАН

gorbunov26.10.48@gmail.com

Рассматриваются вопросы, связанные с измерением параметров сигналов объектов средствами радиолокации. При цифровом измерении параметров повторяющихся радиолокационных сигналов рандомизированная обработка по методу Монте – Карло предполагает усреднение пачки n - отсчетов, при этом элементы выборки результатов измерений зависимы.

Введение

Классическая схема рандомизированной обработки (РО) предполагает формирование в устройстве обработки случайной величины, либо совокупности случайных величин, параметры распределения которых связаны с оцениваемыми (измеряемыми) параметрами. Причиной появления рандомизированных правил является то обстоятельство, что наблюдаемая статистика \vec{X} с выхода цифрового приемника, а также порог, с которым сравниваются отдельные отсчеты при цифровой обработке, дискретны. Из-за элемента случайности и худших результатов классификации по сравнению с байесовским правилом использовать рандомизированные решающие правила на первый взгляд не имеет смысла. Однако данное правило и подобные ему представляют значительный интерес при переходе к малоразрядной, в частности «грубой» бинарной статистике $\mu_i = 1/0$, обработке. Это относится не только к задаче обнаружения, но и к задаче измерения параметров.

Метод Монте – Карло в [1] показывает медленную скорость сходимости измерений $1/\sqrt{n}$, что является существенным недостатком метода. Повышение скорости сходимости рандомизированных процедур обработки достигается имитацией случайных воздействий с заданной корреляционно-временной структурой.

Связь с законом больших чисел и предельными теоремами

Закон больших чисел представляет собой совокупность лемм и теорем, с помощью которых оценивается степень близости между априорными и апостериорными вероятностными категориями, в частности оценка приближения между истинными и измеренными значениями. Закон больших чисел позволяет найти пределы, к которым стремятся вероятностные количественные оценки случайных величин (например, среднее значение) при росте числа измерений. Теорема Бернулли для независимых испытаний доказывает, что при большом числе испытаний n можно с вероятностью, достаточно близкой к единице, утверждать, что частота m/n появления некоторого события A сколь угодно мало отличается от вероятности p его появления в отдельном испытании, т. е.

$$\lim_{n \rightarrow \infty} P\left(\left|\frac{m}{n} - p\right| < \varepsilon\right) = 1, \quad (1)$$

$$m = \sum_{i=1}^n \mu_i; \quad (2)$$

$$\mu_i = \begin{cases} 1, & \text{если событие } A \text{ произошло,} \\ 0, & \text{если событие } A \text{ не произошло.} \end{cases} \quad (3)$$

Для независимых испытаний число m распределено по биномиальному закону: $P_n(m) = C_n^m p^m q^{(n-m)}$, где $q = 1 - p$ вероятность неоявления события A , а число сочетаний из n по m :

$$C_n^m = \frac{n!}{m!(n-m)!}. \quad (4)$$

Поскольку оценка $p^* = m/n$ вероятности p по частоте m/n является несмещенной, так как

$$M\{p^*\} = M\left\{\frac{\sum_{i=1}^n \mu_i}{n}\right\} = \frac{\sum_{i=1}^n M\{\mu_i\}}{n} = \frac{np}{n} = p, \quad (5)$$

степень близости p^* и p можно оценить дисперсией

$$D\{p^*\} = M\{(p^* - p)^2\}. \quad (6)$$

Для оценки $p^* = m/n$ при независимых испытаниях имеем:

$$\begin{aligned} D\{p^*\} &= M\{(p^* - p)^2\} = M\{(m/n)^2 - 2(m/n)p + p^2\} = \\ &= \frac{1}{n^2} [np + (n^2 - n)p^2] - p^2 = \frac{pq}{n}. \end{aligned} \quad (7)$$

Пользуясь (7), можно определить дисперсию $D\{p^*\}$ частоты $p^* = m/n$ для заданной вероятности p и числа испытаний n или же для заданной дисперсии $D\{p^*\}$ и вероятности p - определить необходимое число испытаний n . Для достаточно больших n распределение нормализуется и в соответствии с асимптотикой Муавра-Лапласа [2]

$$P\left\{z_1 < \frac{m - np}{\sqrt{npq}} < z_2\right\} = \frac{1}{2\pi} \int_{z_1}^{z_2} e^{-(z^2/2)} dz + o_n, \quad (8)$$

где величина o_n с ростом n стремится к нулю. Обычно на практике доверительные вероятности $P(|p^* - p| < \varepsilon)$ и (8) использовать неудобно, так как их эмпирические эквиваленты в виде соответствующих частот физически невозпроизводимы. Значительно удобнее требуемую погрешность измерения задавать в виде дисперсии $D\{p^*\}$ т. е. фактически пользоваться формулой (7) либо ее уточнениями для особых условий измерений. При зависимых испытаниях основные соотношения теоремы Бернулли требуют уточнения. Из обобщения теоремы Муавра-Лапласа о последовательности зависимых испытаний, выходит, что испытания образуют зависимую цепь Маркова [2].

Модель статистической зависимости испытаний

Модель вероятностных связей описывается следующим образом: если в испытании (с номером i) появилось событие A , то вероятность в следующем испытании (с номером $i + 1$) вновь появиться событию A равна α ; вероятность же в $i + 1$ - м испытании произойти событию A , если известно, что на i - м испытании наступило событие \bar{A} , равна β . Таким образом, вероятности перехода задаются матрицей:

$$\begin{bmatrix} \alpha & 1 - \alpha \\ \beta & 1 - \beta \end{bmatrix}. \quad (9)$$

Интегральная предельная теорема для случая зависимых испытаний с учетом асимптотики Муавра Лапласа записывается в следующей форме:

$$P\left\{z_1 < \frac{m - np}{\sqrt{npq \frac{1 + \alpha - \beta}{1 - \alpha + \beta}}} < z_2\right\} = \frac{1}{2\pi} \int_{z_1}^{z_2} e^{-(z^2/2)} dz + o_n, \quad (10)$$

где o_n с ростом n стремится к нулю. Оценка $p^* = m/n$ при условии, что начальная вероятность $p_1 = p$ является несмещенной, поэтому ее близость к вероятности p можно оценить дисперсией $D\{p^*\}$.

С учетом [3] и соотношений для моментов случайной величины m выражение для дисперсии $D\{p^*\}$ можно представить в виде

$$D\{p^*\} = \frac{pq}{n} \frac{1 + \delta}{1 - \delta} + o_n, \quad (11)$$

где $\delta = \alpha - \beta$; o_n - величина, стремящаяся к нулю при увеличении n быстрее ряда $1/n^2$.

Исследование качества оценок максимального правдоподобия при использовании коррелированных выборок

В процессе анализа представляет интерес выявление соотношений между интервалом квантования Δ в аналого – цифровом преобразователе (АЦП), мощностью шума (помехи) и статистическими характеристиками шумового напряжения смещения. На основе теории статистических оценок, получим формулы для среднеквадратических значений уровня шумов квантования в зависимости от статистических характеристик компонентов вектора шумового напряжения смещения и числа n совместно обрабатываемых отсчетов. При анализе предположим, что за время обработки изменением измеряемого параметра можно пренебречь. Инструментальную погрешность будем уменьшать за счет РО, так как простое усреднение грубых отсчетов с большим элементом дискретности (квантом) Δ по серии n импульсов (отсчетов) не приводит к увеличению точности преобразования, поскольку при малом изменении измеряемого параметра в пределах серии n импульсов и малом уровне шумов ($\sigma \ll \Delta$) ошибки отдельных отсчетов практически имеют одинаковую величину и знак. Знак случайно флюктуирует только при переходе линий разделов (квантов) АЦП. Разрушить жесткую числовую структуру цифрового преобразования и создать условия, при которых ошибки (шумы) квантования отдельных слагаемых будут иметь разные знаки и при усреднении статистически компенсировать друг друга, позволяют рандомизированные процедуры (алгоритмы) преобразования, использующие в отличие от детерминированных случайных процедур (случайное смещение порогов, «подмешивание» случайного компонента с нулевым средним во входной сигнал и т. д.). При отсутствии априорной информации о преобразуемом параметре частот пользуются оценкой максимального правдоподобия, являющейся решением уравнения правдоподобия

$$\frac{\partial L_n(x)}{\partial x} = 0 \Big|_{x=x_{\text{МП}}} . \quad (12)$$

Для отыскания оценки максимального правдоподобия предположим, что значение измеряющего параметра x наблюдается в шуме, имеющем распределение $W_n(\vec{\eta}_n)$ где $\vec{\eta}_n = (\eta_1, \eta_2, \dots, \eta_n)$,

$$\eta_i \in \left[-\frac{\Delta\phi}{2}, \frac{\Delta\phi}{2} \right], \quad \Delta\phi \leq \Delta; \quad (13)$$

$\Delta\phi$ - интервал флюктуаций шума. Функция правдоподобия $L_n(x)$ аддитивной смеси $\vec{y}_n = \vec{\eta}_n + \vec{x}_n$ вектора шума $\vec{\eta}_n$ и вектора – константы $\vec{x}_n = (x_1, x_2, \dots, x_n)$, для которого $x_1 = x_2 = \dots = x_n = \text{const}$ определим как $L_n(x) = W_n(\vec{y}_n - \vec{x}_n)$. На рисунке 1 представлено одно сечение функции правдоподобия, где

$$N = E \left\{ \frac{x}{\Delta} \right\}; \quad (14)$$

$E\{\cdot\}$ - функция целой части $\{\cdot\}$, из которого видно, что в i -м преобразовании при

$$N\Delta - \frac{\Delta}{2} < x \leq N\Delta + \frac{\Delta}{2} \quad (15)$$

на выходе АЦП получим цифровой отсчет $N_i = N - 1 + \mu_i$. Здесь

$$\mu_i = \begin{cases} 1, & \text{с вероятностью } p_i = \int_{N\Delta}^{x + \frac{\Delta}{2}} W(y_i - x) dy_i, \\ 0, & \text{с вероятностью } q_i = 1 - p_i. \end{cases} \quad (16)$$

При связи μ_i с x в виде соотношения (16) условная вероятность получения отсчета $x_n^* = N_i\Delta$,

$$P(N_i\Delta / x) = p_i^{\mu_i} q_i^{1-\mu_i}. \quad (17)$$

Для получения эффекта рандомизации во входной сигнал замешаем вектор специальной случайной добавки $\vec{\zeta}_n = (\zeta_1, \zeta_2, \dots, \zeta_n)$, каждый момент которого распределен по закону $W(\zeta_i)$ на интервале

$$\zeta_i \in \left[-\frac{\Delta - \Delta\phi}{2}, \frac{\Delta - \Delta\phi}{2} \right], \quad (18)$$

дополняющим интервал флуктуаций шума $\Delta\phi$ до Δ . В этом случае $p_i = \int_{N\Delta}^{x+\frac{\Delta}{2}} W(v_i - x) dv_i$, где $v_i = y_i + \zeta_i$ - i -й компонент суммарного вектора случайного воздействия $\vec{v}_n = (v_1, v_2, \dots, v_n)$; $W_n(v_i)$ - закон распределения v_i , определяемый как свертка $W_n(y_i)$ и $W_n(x_i)$. Вектор $\vec{\zeta}_n$ в общем виде - это коррелированная выборка, в связи с чем представляет особый интерес исследование качества оценок максимального правдоподобия при различных статистических связях отсчетов $x_i^*, i = 1, 2, \dots, n$ между собой. Если вектор $\vec{\zeta}_n$ представляет собой выборку с независимыми компонентами, такую, что для заданного распределения $W(\vec{v}_n)$: $W(v_1) = W(v_2) = W \dots = W(v_n) = W(v)$,

$$p_1 = p_2 = \dots = p_n = p = \int_{N\Delta}^{x+\frac{\Delta\phi}{2}} W(v - x) dv, \quad (19)$$

то уравнение правдоподобия преобразуется к виду

$$\sum_{i=1}^n \mu_i - n \int_{N\Delta}^{x+\frac{\Delta\phi}{2}} W(v - x) dv = 0 \Big|_{x=x_{\text{М.П.}}} . \quad (20)$$

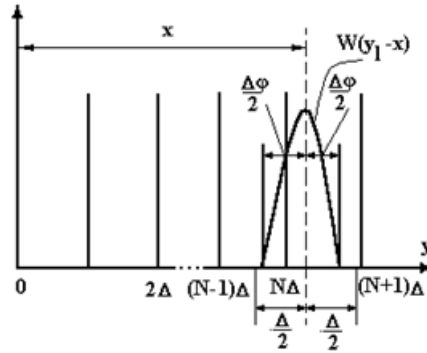


Рис. 1. Сечение функции правдоподобия.

Отсюда для

$$W(v) = \frac{1}{\Delta}, v \in \left[x - \frac{\Delta}{2}, x + \frac{\Delta}{2} \right] \quad (21)$$

получим оценку максимального правдоподобия

$$x_{\text{М.П.}}^* = \left(\frac{\sum_{i=1}^n \mu_i}{n} + N - \frac{1}{2} \right) \Delta, \quad (22)$$

для которой среднеквадратическая ошибка

$$\sigma_x = +\sqrt{M\{(x_{\text{М.П.}} - x)^2\}} = \Delta \sqrt{\frac{pq}{n}}, \quad (23)$$

где $M\{\cdot\}$ - математическое ожидание от $\{\cdot\}$; $R\{\cdot\}$ - функция дробной доли от $\{\cdot\}$:

$$p = \frac{\Delta_x}{\Delta}; \quad \Delta_x = R\left\{ \frac{x - \Delta/2}{\Delta} \right\} \Delta. \quad (24)$$

Из (22) видно, что если $\vec{\eta}_n + \vec{\xi}_n = 0$, т. е. рандомизации искусственная и естественная отсутствуют, максимальная ошибка преобразования равна $\pm\Delta/2$. Если вектор $\vec{\xi}_n$ представляет собой коррелированную выборку, такую, что преобразования на отдельных отсчетах зависимы и связаны простой однородной цепью Маркова [2], причем вероятность события $\mu_{i+1} = 1$ равна α при $\mu_i = 1$ и β при $\mu_i = 0$, т.е. задана двумерная матрица переходных вероятностей:

$$\pi_{ij} = \begin{bmatrix} \alpha & 1-\alpha \\ \beta & 1-\beta \end{bmatrix}, \quad (25)$$

то выражение для среднего квадрата ошибки можно представить в виде

$$\begin{aligned} M\{(x_{\text{м.п.}} - x)^2\} &= D\{x_{\text{м.п.}}^*\} + [M\{x_{\text{м.п.}}^*\} - p]^2 = \\ &= \frac{\Delta^2}{n^2} [PQ(n+2A) + (Q-p)(p-P)(D+2B) - (p-P)^2(E+2C)] + \Delta^2 \left[P + (p-P) \frac{1-\delta^n}{1-\delta} \frac{1}{n} - p \right]^2 \\ &\quad + \Delta^2 \left[P + (p-P) \frac{1-\delta^n}{1-\delta} \frac{1}{n} - p \right]^2. \end{aligned} \quad (26)$$

Здесь $D\{\cdot\}$ - дисперсия $\{\cdot\}$; $P = \beta / (1-\delta)$ - финальная вероятность цепи Маркова $Q = 1 - P$;

$$A = \frac{\delta}{\delta-1} \left[\frac{\delta^n - \delta}{\delta-1} - (n-1) \right]; \quad B = \frac{\delta}{\delta-1} \left[(n-1)\delta^n - \frac{\delta^n - \delta}{\delta-1} \right]; \quad (27)$$

$$C = \frac{\delta}{\delta-1} \frac{\delta^{2n-1} - \delta^n - \delta^{n-1} + 1}{\delta^2 - 1}; \quad D = \frac{\delta^n - 1}{\delta - 1}; \quad E = \frac{\delta^{2n-1}}{\delta^2 - 1}; \quad \delta = \alpha - \beta. \quad (28)$$

Рандомизация по Маркову является обобщением рандомизации по Бернулли, для которой $\alpha = \beta = p$, а испытания независимы. Из (26) следует, что в точке $p = P$

$$M\{(x_{\text{м.п.}} - x)^2\} = \Delta^2 \left[\frac{pq}{n} + \frac{2\delta(n-1)pq}{n^2(1-\delta)} + \frac{o_n}{n^2} \right], \quad (29)$$

где o_n - некоторая величина, остающаяся ограниченной при возрастании n . Тогда для достаточно больших $n \gg 1$ и $\delta = -1$ среднеквадратическая ошибка

$$\sigma_x = +\sqrt{M\{(x_{\text{м.п.}} - x)^2\}} \cong \Delta \sqrt{\frac{pq}{n} \left(1 - \frac{n-1}{n} \right)} = \frac{\Delta \sqrt{pq}}{n}. \quad (30)$$

Из (30) видно, что при зависимых по Маркову преобразованиях x среднеквадратическая ошибка в точке $p = P$ уменьшается в зависимости от n как $1/n$ вместо $1/\sqrt{n}$ для случая независимых преобразований. В других точках $p \neq P$ скорость уменьшения среднеквадратической ошибки ниже. Полученный результата весьма условен, так как $\delta = -1$ означает, что $\alpha = 0$, а $\beta = 1$, т.е. марковская последовательность $\{\mu_i\}$ вырождается в неслучайную регулярную последовательность $\mu_i = 0, 1, 0, 1, \dots$, которая дает оценку

$$x^* = \Delta \sum_{i=1}^n \frac{\mu_i}{n} \quad (31)$$

такую, что $\lim_{n \rightarrow \infty} x^* = x$, приближающуюся к ней как гармонический ряд только в точке $x = \Delta/2$.

Для произвольных α и β вытекает условие получения выигрыша в точности за счет отрицательного слагаемого $(2\delta(n-1)pq)/(n^2(1-\delta))$ при $\delta < 0$, означающего выполнение неравенства $\alpha < \beta$. Условия $\alpha < \beta$ и $p = P$ ограничивают класс физически реализуемых марковских последовательностей, обеспечивающих скорость уменьшения среднеквадратического уровня шума квантования в зависимости от n в пределах от $1/\sqrt{n}$ до $1/n$. Выявим далее условия, которые необходимо наложить на корреляционные связи соседних отсчетов x_i^* и x_{i+1}^* с целью получения дополнительного (по отношению к случаю независимых испытаний) сглаживания шума квантования, для чего представим выражение (29) в форме:

$$M\{(x_{\text{м.п.}}^* - x)^2\} = \Delta^2 \left[\frac{pq}{n} \frac{1+\delta}{1-\delta} + o_n \right]. \quad (32)$$

Из (29) видно, что для уменьшения шума квантования необходимо, чтобы $(1 + \delta)/(1 - \delta) < 1$, что достигается при $\delta = \alpha - \beta < 0$. Покажем, что при выполнении этого условия коэффициент взаимной корреляции $\rho_{i(i+1)}$ отсчетов x_i^* и x_{i+1}^* должен быть отрицательным. Запишем выражение для коэффициента корреляции $\rho_{i(i+1)}$ отсчетов x_i^* и x_{i+1}^* :

$$\rho_{i,i+1} = \frac{M\{\mu_i \mu_{i+1}\} - M\{\mu_i\}M\{\mu_{i+1}\}}{\sqrt{D\{\mu_i\}D\{\mu_{i+1}\}}} \quad (33)$$

Подставим $M\{\mu_i \mu_{i+1}\} = p_i \alpha$, $M\{\mu_i\} = p_i$, $M\{\mu_{i+1}\} = p_{i+1}$, $D\{\mu_i\} = p_i q_i$, $D\{\mu_{i+1}\} = p_{i+1} q_{i+1}$ и учитывая, что $p_{i+1} = p_i \alpha + q_i \beta$, представим (33) в виде

$$\rho_{i,i+1} = \frac{p_i q_i (\alpha - \beta)}{\sqrt{p_i q_i (p_i \alpha + q_i \beta) (1 - p_i \alpha - q_i \beta)}}. \quad (34)$$

Из (34) видно, что при $\alpha - \beta < 0$ имеем $\rho_{i,i+1} < 0$, что подтверждает высказанное предположение о необходимости использования отрицательно-коррелированных компонентов в векторе шума $\vec{\xi}_n$.

Использование коррелированных выборок

Если элементы μ_i вектор-выборки $\mu_N = [\mu_i]$, $i = 1, 2, \dots, n$, результатов измерений зависимы, то выражение (30) для СКО надо заменить на

$$\sigma_0 = (M_1\{(\Delta_x^* - \Delta_x)^2\})^{1/2} = \Delta \left(\frac{pq}{n} + \frac{2}{n^2} \sum_{i < k}^n \sum_{i < k}^n \text{cov}\{\mu_i \mu_k\} \right)^{1/2}. \quad (35)$$

Рационально введенная отрицательная корреляция между элементами μ_i вектор-выборки μ_n может приводить к отрицательным членам с ковариациями в формуле (35) и уменьшить СКО по сравнению со СКО обычной случайной выборки. Возможности уменьшения СКО измерений за счет отрицательной корреляции рассматривались в работах [3, 4], однако в них по существу использован способ нониусных измерений. Анализ возможностей использования коррелированных выборок, приведенный в данной статье, продолжает теоретический анализ однородной цепи Маркова [2] применительно к АЦП «аналог-цифра», показывает, что верхний предел скорости сходимости n^{-1} достигается при больших отношениях сигнал/шум ($D \rightarrow 0$), а нижний $n^{-1/2}$ - при произвольных, что имеет не только теоретическое, но и прикладное значение.

Заключение

Возможность изменять условия измерений в процессе их осуществления, сформулированное как адаптация приема пространственно-временных сигналов путем организации различных процедур для оценивания параметров (компонент) вектора измеряемых параметров и проведенные исследования в этом направлении позволяют сделать следующие выводы: повышение скорости сходимости рандомизированных процедур обработки достигается имитацией случайных воздействий с заданной корреляционно-временной структурой; анализ возможностей использования коррелированных выборок показывает, что верхний предел скорости сходимости n^{-1} достигается при больших отношениях сигнал/шум ($D \rightarrow 0$), а нижний $n^{-1/2}$ - при произвольных.

ЛИТЕРАТУРА

1. Соболев И.М. Численные методы Монте-Карло / Главная редакция физико-математической литературы изд-ва «Наука». – М.: 1973.
2. Гнеденко Б.В. Курс теории вероятностей. – М.: Книжный дом «ЛИБРОКОМ», 2011. – 488 с.
3. Горбунов Ю.Н., Бондарев А.Н. Алгоритмы и устройства цифровой стохастической обработки сигналов в радиолокации. – М.: 1990.
4. Горбунов Ю.Н., Куликов Г.В., Шпак А.В. Радиолокация: стохастический подход / Под ред. профессора Ю.Н. Горбунова. – М.: Горячая линия – Телеком, 2020. – 520 с.: ил.

ИССЛЕДОВАНИЕ КАНАЛОВ ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ СПУТНИКОВОЙ ИНФОРМАЦИОННОЙ СИСТЕМЫ КОСПАС-САРСАТ

Назаров Л.Е.¹, Киреев А.А.², Махров С.П.², Пискарев Я.А.², Батанов В.В.³

¹Фрязинский филиал Института радиотехники и электроники им. В.А. Котельникова РАН
levnaz2018@mail.ru

²АО «Российские космические системы»

³АО «Информационные спутниковые системы» имени академика М. Ф. Решетнёва»

Дано описание и функциональное назначение международной спутниковой поиско-спасательной системы Коспас-Сарсат. Целевая задача системы - обнаружение сигналов аварийных буев в P- частотном диапазоне, ретранслируемых космическими аппаратами (Глонасс, GPS, Gallileo, др.) в L-частотном диапазоне, и оценивание времени обнаружения сигналов буев и их пространственных координат. Эффективность решения данного комплекса задач (обнаружение, точность производимых оценок) в режиме реального времени определяется качеством каналов передачи сигналов системы. Приведены результаты анализа характеристик каналов передачи, включая параметр сигнал/, определяющий помехоустойчивость передачи информации и эффективность решения целевых задач.

Введение

Международная спутниковая информационная система Коспас-Сарсат (Космическая Система Поиска Аварийных Судов - Search And Rescue Satellite Aided Tracking) предназначена для обнаружения аварийных ситуаций (суды, самолеты, другие объекты) и вычисления их координат [1]. Эта система создана в результате международного сотрудничества СССР, США, Канады и Франции. Функционирование системы началось в 1982 г. (запуск спутника «Космос – 1383»), в 1985 году система официально объявлена в рабочем состоянии.

Система Коспас-Сарсат включает спутниковый сегмент и наземный сегмент [1]. Спутники на геостационарной орбите либо среднеорбитальные спутники (GPS, Gallileo, ГЛОНАСС) ретранслируют на наземные приемные пункты (НПП) сигналы аварийных радиобуев (P- частотный диапазон). На НПП ретранслированные сигналы обрабатываются с целью их обнаружения и оценивания времени обнаружения, демодуляции и выделения информационных сообщений (номер аварийного буя, код страны, координаты буя (опционально)). Методы решения этих задач тождественны методам, используемым при решении навигационных задач [2].

В настоящее время создается и отлаживается второе поколение данной системы на основе сигналов с расширением их базы путем включения псевдослучайных последовательностей (ПСП) и использованием полной выделенной частотной полосы [2].

P- частотный диапазон характеризуется рядом особенностей, влияющих на качество решения целевых задач системы при обработке сигналов аварийных буев (АРБ): влияние земной ионосферы как среды со свойством дисперсии и рассеяния на ионосферных неоднородностях, обуславливающей временные вариации амплитуд и фаз сигналов из-за многолучевого распространения; рефракцию радиосигналов, которая определяет дополнительные временные задержки сигналов и дополнительные доплеровские смещения частоты; поворот плоскости поляризации радиоволн [3-5].

Эти эффекты существенно влияют на вариации отношения сигнал/помеха и, как следствие, на результирующий энергетический бюджет радиолинии, на вероятностные характеристики обнаружения сигналов, на точность производимых оценок времени обнаружения сигналов и оценок координат аварийных буев, на надежность выделения информационных сообщений [6].

Созданию и развитию моделей ионосферных радиолиний, учитывающих эти эффекты, посвящены многочисленные научные и экспериментальные работы, например, [1-5,6-10]. Актуальной является проблема применения и развития данных моделей для анализа каналов передачи информации рассматриваемой спутниковой системы Коспас-Сарсат.

Постановка задачи

На рисунке 1 приведена общая схема распространения и ретрансляции через спутники-ретрансляторы (КА) сигналов аварийных буев на НПП.

Формат сигналов, режимов функционирования и содержание информационных сообщений определены в документе [1]:

- длительность сигналов 1 сек.;
- состав информационных сообщений: информационный блок (202 символа), блок проверочных символов (48 символов);
- помехоустойчивый код - укороченный БЧХ код;
- информационная скорость 300 бит/с;
- тип ПСП - задается режимом работы АРБ («тестовый», «нормальный»);
- режим работы АРБ (начальная передача информации, последовательная передача информации).

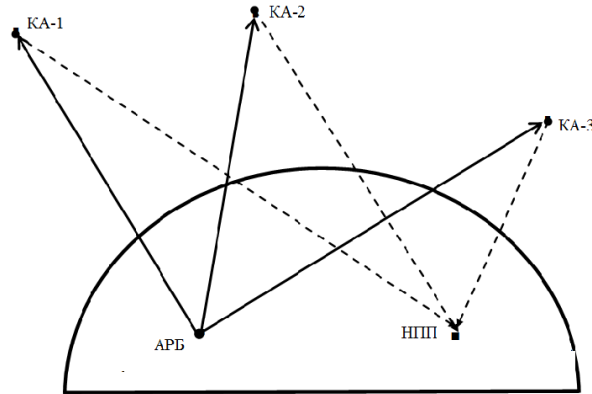


Рис.1. Схема распространения сигналов АРБ.

Основные этапы обработки сигналов АРБ, ретранслированных КА на НПП:

- подготовка входных реализаций сигналов КА для цифровой обработки с использованием программно-аппаратных средств НПП (использование эфемерид для компенсации доплеровского сдвига частот в канале «вниз», автоматическая регулировка мощности реализаций, аналого-цифровое преобразование, формирование квадратурных составляющих сигналов);
- обнаружение сигналов $s_i(t)$ в входных реализациях, $i = 1, 2, \dots, N$, N - количество КА;
- демодуляция сигналов $s_i(t)$ при условии их обнаружения;
- вычисление посимвольных решений (в бинарном формате) при демодуляции;
- формирование информационных сообщений с коррекцией ошибок посимвольных решений;
- оценивание времени обнаружения сигналов τ_i и оценивание частоты сигналов f_i для каждого сигнала $s_i(t)$;
- оценивание пространственных координат АРБ с использованием оценок τ_i и f_i .

Надежность решений этого комплекса задач определяется отношением сигнал/помеха, которое задается как мощностью передающего устройства АРБ, так и состоянием каналов передачи «вверх»-«вниз» [6].

Цель работы - привести общие результаты анализа качества каналов передачи информации системы относительно параметра сигнал/помеха с использованием моделей искажающего влияния земной ионосферы.

Модели влияния земной ионосферы

Схема распространения сигналов $s(t)$ по спутниковой ионосферной приведена на рис.1 - на вход НПП поступает сигнал $s'(t)$ в виде суммы $s(t)$ и его копий с различными амплитудами a_i , временными задержками τ_i и начальными фазами φ_i за счет рассеяния и отражения на ионосферных неоднородностях [9,10]

$$s'(t) = \sum_{i=1}^N a_i s(t - \tau_i, \varphi_i) = \text{Re}(A(t) \exp(j(\varphi_c(t) + \varphi(t))). \quad (1)$$

Вклад копий сигналов при формировании $s'(t)$ определяется неоднородностями электронной плотности ионосферного слоя F . Амплитуда A результирующего сигнала $s'(t)$ является случайной величиной [3,4]. Замирания амплитуды сигналов A и их статистические характеристики (плотность распределения $p(A)$, значения вариации амплитуд P_d , плотность распределения фаз $p(\varphi)$) определяются рядом параметров - центральной частотой f , солнечной активностью, скоростью движения ионосферных неоднородностей, сезонным и суточным временем и др. [5].

Модели замирания сигналов и фаз связывают параметры эмпирических плотностей распределения $p(A)$ амплитуды сигнала $s'(t)$ с индексом сцинтилляции $S_4^2 = (\langle I^2 \rangle - \langle I \rangle^2) / \langle I \rangle^2$ [5]. Здесь $I = A^2$ - мощность сигналов; $\langle \rangle$ - операция усреднения по ансамблю сигналов либо по времени, полагая случайный процесс A эргодическим. По значениям индекса S_4 замирания классифицируются как слабые для $S_4 < 0.3$, средние для $0.3 < S_4 < 0.6$ и сильные для $S_4 > 0.6$ [6].

Средний диапазон значений замираний амплитуд сигналов P_d (дБ) определяется примерным соотношением $P_d = 27.5 S_4^{1.26}$ [5].

Закон распределения $p(A)$ аппроксимируется распределением Релея-Райса $p(A) = \frac{A}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{A^2 + A_0^2}{2\sigma^2}\right) I_0\left(\frac{AA_0}{\sigma^2}\right)$ [9]. Здесь A_0 - амплитуда регулярной сигнальной составляющей; $I_0(x)$ - модифицированная функция Бесселя. Распределение Релея-Райса характеризуется коэффициентом Райса $c = A_0^2 / 2\sigma^2$ [5]. Справедливо приближение $c \approx 1/S^2$ [9,10].

Эмпирическая плотность распределения фаз φ ($|\varphi| \leq \pi$) за счет влияния ионосферы задается нормальным законом $p(\varphi) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \exp\left(-\frac{\varphi^2}{2\sigma^2}\right)$ с нулевым средним и дисперсией $\sigma^2 = S^2$ [5].

В таблице 1 приведены теоретические статистические характеристики замираний сигналов для нормальной ионосферы средних широт для P - (400 МГц) и L - (1500 МГц) частотных диапазонов: значения коэффициента сцинтилляции S_4 , значения замираний P_d (дБ), значения коэффициентов c .

Таблица 1. Статистические характеристики замираний сигналов.

Параметры	P -частотный диапазон ($f = 400$ МГц)	L -частотный диапазон ($f = 1500$ МГц)
S_4	до 0.70	до 0.095
c	>1.2	>99.2
P_d (дБ)	до 17.5	до 1.4

Путем вычислений моделей радиолиний с параметрами стандартной среднеширотной ионосферы получены оценки временной стационарности радиолиний: для скорости движения ионосферных неоднородностей $v = 500$ м/с и коэффициента сцинтилляции $S = 0.6$ минимальное время стационарности не превышает 110 мс для параметра $\Delta = 20^0$ с вероятностью 0.95 [9,10].

Результаты экспериментальных измерений

На рис.2 приведена зависимость мощности сигналов АРБ-2 $P(t)$ от времени, полученная путем обработки преамбул длительностью 166 мс принимаемого сигнала АРБ-2. Видно, что результирующие

вариации мощностей для каналов «вверх»-«вниз» достигают ± 6.5 дБ. Эти вариации обусловлены влиянием сцинтилляции ионосферы и согласуются с теоретическими данными, приведенными в таблице 1. Приведенные значения замираний сигналов АРБ необходимо учитывать при анализе качества работы спутниковой информационной системы Коспас-Сарсат.

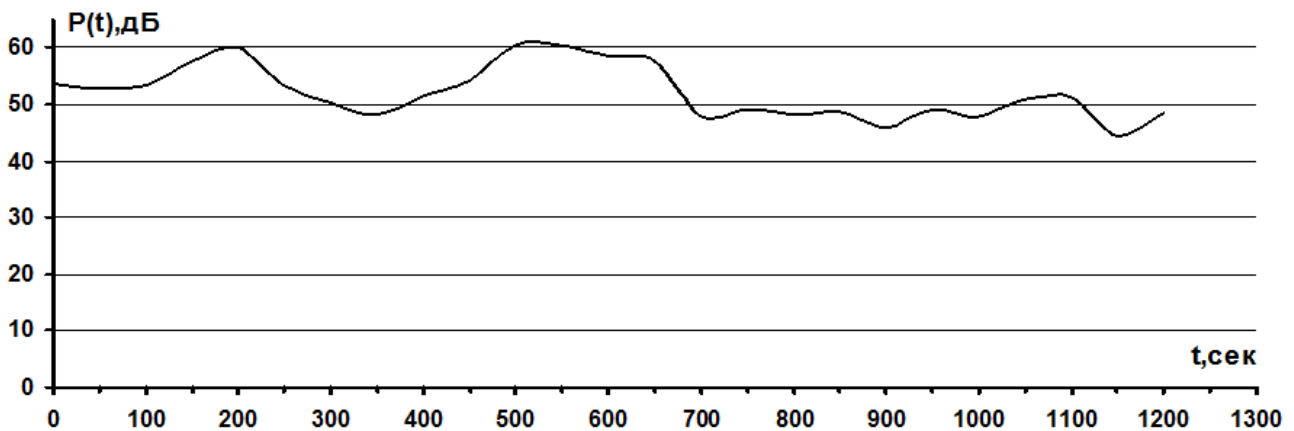


Рис.2. Зависимость мощности сигналов АРБ-2 от времени.

ЛИТЕРАТУРА

1. Specification for second-generation COSPAS-SARSAT 406 MHz distress beacons. C/S T.018. Issue 1. 2016.
2. ГЛОНАСС. Принципы построения и функционирования. Под ред. Перова А.И., Харисова В.Н. М.: Радиотехника.2005.
3. Колосов М. А., Арманд Н. А., Яковлев О. И. Распространение радиоволн при космической связи. М.: Связь, 1969.
4. Rino C.L. The Theory of Scintillation with Applications in Remote Sensing. John Wiley & Sons. Hoboken. New Jersey, 2011.
5. Ionospheric propagation data and prediction methods required for the design of satellite services and systems. Recommendation ITU-R P.531-11. Electronic Publication, Geneva. 2012. 24 p.
6. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. -М.: Издательский дом «Вильямс». 2003.
7. Кутуза Б.Г., Мошков А.В., Пожидаев В.Н. Комбинированный метод, который устраняет влияние ионосферы при обработке сигналов бортовых радиолокаторов Р-диапазона с синтезированной апертурой. // Радиотехника и электроника. 2015. Т. 60. №9. Стр. 889-895. <https://doi.org/10.7868/S0033849415090077>.
8. Crane R.K. Ionospheric Scintillation. // Proceeding of IEEE. 1977. V.2. P. 180-199.
9. Назаров Л. Е., Батанов В.В. Статистические модели трансionoсферных радиолиний с фазовыми замираниями сигналов. // Радиотехника и электроника. 2022. Т.67 №11. Стр. 1133-1139. <https://doi.org/10.31857/S0033849422110110>.
10. Батанов В.В., Назаров Л.Е. Статистические модели замираний сигналов при распространении по спутниковым ионосферным радиолиниям. // Успехи современной радиоэлектроники. 2021. №6. Стр. 34-43. <https://doi.org/10.18127/j20700784-202106-04>.

ВЛИЯНИЕ НЕСТАБИЛЬНОСТЕЙ МОДУЛЯТОРОВ ЦИФРОВЫХ СИГНАЛОВ НА ВЕРОЯТНОСТНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ПРИ ИХ ПРИЕМЕ

Назаров Л.Е., Кулиев М.В.

*Фрязинский филиал Института радиотехники и электроники им. В.А. Котельникова РАН
levnaz2018@mail.ru*

Приведены результаты анализа влияния фазовых шумов модуляторов цифровых сигналов, обусловленных кратковременной нестабильностью работы опорных генераторов, на вероятностные характеристики при приеме сигналов со сложными двумерными "созвездиями" (сигналы с фазовой, с квадратурно-амплитудной и амплитудно-фазовой манипуляциями). Приведены оценки энергетических потерей при приеме класса цифровых сигналов при использовании моделей фазовых мультипликативных шумов в дополнение к аддитивным канальным помехам по отношению к каналам лишь с аддитивными канальными помехами в зависимости от мощности фазовых шумов для рассматриваемого класса сигналов.

Введение

Вероятностные характеристики при приеме цифровых сигналов (вероятности ошибки на сигнальный символ $P_{\text{ош}}$, вероятность ошибки на бит $P_{\text{б}}$) представляют важный параметр информационных систем различного назначения – системы цифровой связи, системы радиолокации, др. [1]. Для ограниченного класса цифровых сигналов известны аналитические выражения оценки $P_{\text{ош}}$ и $P_{\text{б}}$ при распространении по каналам с аддитивными помехами в виде модели белого гауссовского шума (АБГШ) [1,2]. В этот класс входят сигналы с двумерными «созвездиями» - сигналы с многопозиционной фазовой манипуляцией (ФМ- M сигналы), сигналы с квадратурно-амплитудной манипуляцией (КАМ- M сигналы [2]). Здесь M – порядок манипуляции.

Вместе с тем, при разработке алгоритмов приема цифровых сигналов и при исследовании их помехоустойчивости необходимо в дополнение к АБГШ учитывать влияние других факторов, в частности погрешностей синхронизации (фазовой, тактовой, частотной), нестационарностей каналов, многолучевости распространения, др. [1].

Среди этих факторов отдельно выделяют влияние мультипликативных помех в виде фазовых шумов, обусловленных кратковременными нестабильностями опорных генераторов в составе модуляторов цифровых сигналов [3]. Теоретические исследования и моделирование показывают значимость искажающего влияния этих шумов, обуславливающих деградацию вероятностных характеристик $P_{\text{ош}}$, $P_{\text{б}}$ и энергетические потери, при увеличении порядка манипуляции M (при увеличении частотной эффективности цифровых сигналов $k = \log_2 M$).

Актуальной является проблема численного оценивания и сравнительного анализа соответствующих энергетических потерь по отношению к модели АБГШ канала для рассматриваемого класса цифровых сигналов.

Постановка задачи

Рассматриваемые цифровые сигналы характеризуются параметром частотной эффективности k (бит/с/Гц), которая определяет максимальную информационную скорость передачи для ограниченной частотной полосы [1,2]. Данные сигналы формируются путем отображения последовательности k информационных символов в сигнальные «созвездия» объемом M с использованием правила Грея.

На рис.1 приведен вид «созвездия» КАМ-16 сигналов – комплексные амплитуды $\dot{A}_i = A_i \exp(j\varphi_i)$ формируются на основе четырех информационных символов $a_{i0}, a_{i1}, a_{i2}, a_{i3}$. Вероятность ошибки $P_{\text{б}}$ при приеме КАМ- M сигналов с объемом $M = 2^k$ (k - четное) для АБГШ канала с спектральной плотностью N_0 вычисляется с использованием соотношения [2]

$$P_{\text{б}} = \frac{1 - (1 - P)^2}{\log_2 M}. \quad (1)$$

Здесь $P = \frac{2(L-1)}{L} Q\left(\sqrt{\frac{3}{L^2-1} \frac{E_{\text{ср}}}{N_0}}\right)$; $L = 2^{k/2}$; $E_{\text{ср}} = kE_{\text{б,ср}}$, $E_{\text{б,ср}}$ - средняя энергия сигналов на бит;

$$Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^{\infty} \exp(-y^2/2) dy.$$

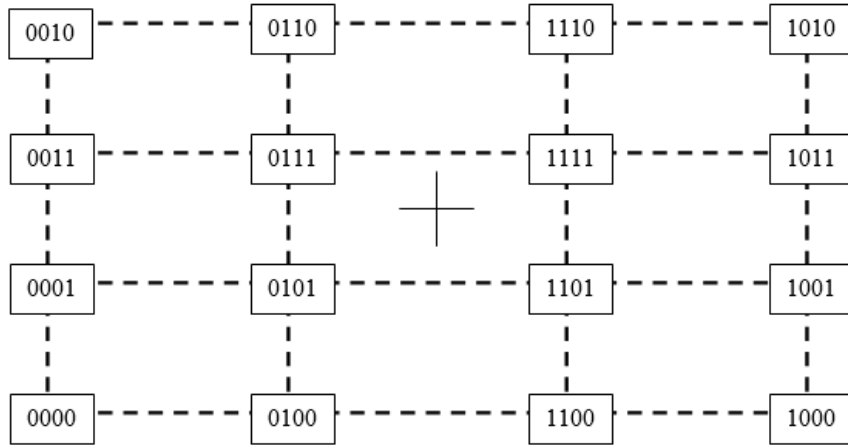


Рис.1. «Созвездие» КАМ-16 сигналов.

Подобные выражения относительно $P_{\text{б}}$ известны также для ФМ- M сигналов [2].

На рис.2 приведен вид «созвездия» сигналов с амплитудно-фазовой манипуляцией (АФМ- M сигналы) с параметром $M = 2^4$ [4]. В этом случае вероятности $P_{\text{ош}}$, $P_{\text{б}}$ определяются путем моделирования алгоритмов приема, например, используя алгоритм приема, реализующий критерий максимального правдоподобия или алгоритм посимвольного приема [5].

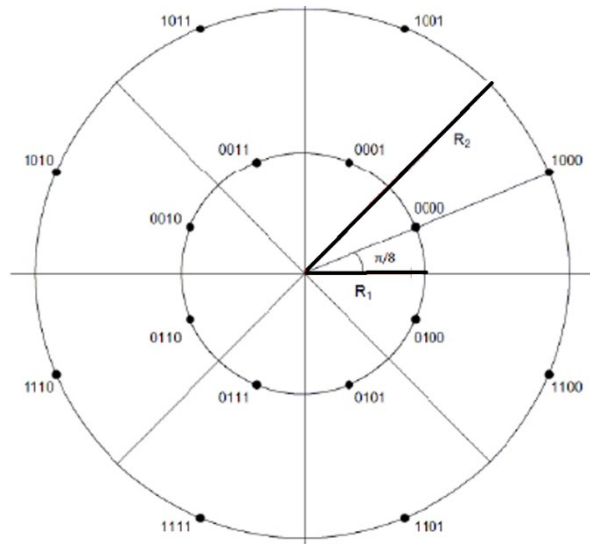


Рис.2. «Созвездие» АФМ-16 сигналов.

При учете фазовых шумов с мощностью σ_{ϕ}^2 в дополнение к АБГШ задача оценивания вероятностных характеристик рассматриваемых цифровых сигналов более сложная и может быть

решена также путем моделирования алгоритмов приема с использованием соответствующих моделей шумов.

Модели фазовых шумов

Основной характеристикой фазовых шумов является спектральная плотность мощности (СПМ) $P_{\Phi}(f)$, определяемая как отношение их мощности нормированной на 1 Гц частотной полосы при отстройке на f от центральной частоты f_0 , к мощности сигнальной составляющей [3].

Результирующая мощность фазовых шумов равна $\sigma_{\Phi}^2 = \int_{-\infty}^{\infty} P_{\Phi}(f) df$. Значение фазы рассматривается

как случайные величины с равномерным законом плотности распределения на сегменте $[-\pi, \pi]$ [3].

Известны несколько моделей фазовых шумов во временной области (нестационарный случайный винеровский процесс) и в частотной области (модель Лоренцевой СПМ). Наиболее используемая модель в частотной области определяет СПМ соотношением [3]

$$P_{\Phi}(f) = \sum_{i=0}^4 \frac{\alpha_i}{f^i}. \quad (2)$$

Область отстроек частоты для параметра α_0 называется белым шумом. По мере приближения к несущей частоте f_0 уровень СПМ увеличивается: на 10 дБ на декаду (для параметра α_1 , фликкер-шум); далее на 20 дБ на декаду (для параметра α_2 , белая ЧМ); далее на 30 дБ (для параметра α_3 , фликкер-ЧМ); далее на 40 дБ на декаду (для параметра α_4 , случайная ЧМ).

Справедлива примерная оценка относительно энергетических потерь D при приеме цифровых сигналов при наличии АБГШ и фазовых шумов с мощностью σ_{Φ}^2 [3]

$$D = 1 + \frac{E_{cp}}{N_0} \frac{\pi^2}{3} \sigma_{\Phi}^2. \quad (3)$$

Результаты моделирования

Ниже приведены результаты моделирования алгоритма приема, реализующего критерий максимального правдоподобия [5], с целью оценки и анализа энергетических потерь D для ФМ-16, КАМ-16 и АФМ-16 сигналов. Моделирование произведено для значений параметра мощности фазовых шумов $\sigma_{\Phi}^2 = 0.01 \text{ рад}^2$ и $\sigma_{\Phi}^2 = 0.0033 \text{ рад}^2$.

На рис. 3 приведены кривые зависимости ошибки P_{Φ} от отношения E_{Φ} / N_0 для КАМ-16 сигналов для АБГШ канала. Теоретическая кривая 1 вычислена с использованием соотношения (1), кривая 2 соответствует АБГШ и наличию фазового шума с параметром $\sigma_{\Phi}^2 = 0.01 \text{ рад}^2$, кривая 3 соответствует $\sigma_{\Phi}^2 = 0.0033 \text{ рад}^2$. Вероятность $P_{\Phi} = 10^{-5}$ при наличии лишь АБГШ достигается при

$\frac{E_{\Phi}}{N_0} = 16 \text{ дБ}$. Для АБГШ канала и при наличии фазового шума с параметром $\sigma_{\Phi}^2 = 0.0033 \text{ рад}^2$ (кривая

3) данная вероятность ошибки достигается при отношении $\frac{E_{\Phi}}{N_0} = 18.5 \text{ дБ}$ (энергетический проигрыш

равен 2.5 дБ). Для АБГШ канала и при наличии фазового шума с параметром $\sigma_{\Phi}^2 = 0.01 \text{ рад}^2$ (кривая

2) вероятность ошибки $P_{\Phi} = 10^{-5}$ достигается при отношении $\frac{E_{\Phi}}{N_0} = 24 \text{ дБ}$ (энергетический проигрыш

равен 8 дБ). Подобные зависимости получены также и для ФМ-16 и АФМ-16 сигналов.

В таблице 1 приведены результирующие значения энергетических потерь D , полученных путем моделирования алгоритма приема для рассматриваемых сигналов, а также полученных с использованием соотношения (3).

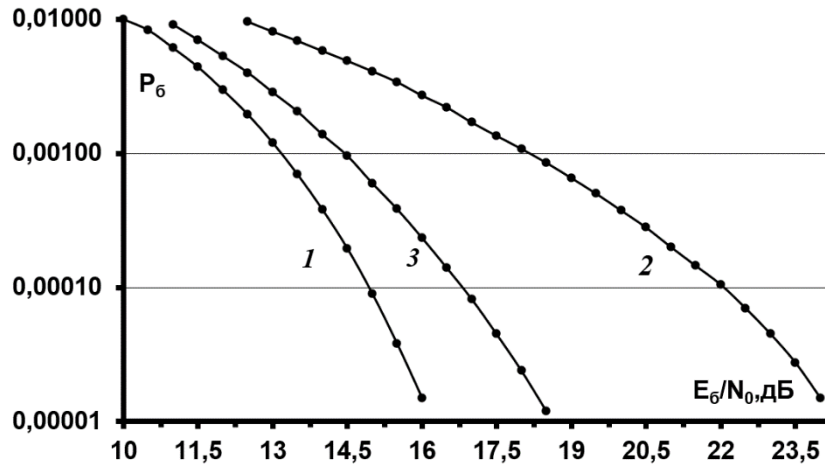


Рис.3. Вероятностные характеристики для КАМ-16 сигналов.

Таблица 1. Значения энергетических потерь D .

Тип сигналов	D дБ $\sigma_{\phi}^2 = 0.0033 \text{ рад}^2$		D дБ $\sigma_{\phi}^2 = 0.01 \text{ рад}^2$	
	Моделирование	Теория	Моделирование	Теория
ФМ-16	6.0	5.4	15.3	9.2
КАМ-16	2.5	4.3	8.0	7.9
АФМ-16	1.5	4.1	3.0	7.5

На основе данных, приведенных на рис.3 и в таблице 1 можно сделать следующие заключения. Сигналы с многопозиционной фазовой манипуляцией ФМ-16 наиболее подвержены искажающему влиянию фазового шума – энергетические потери при $\sigma_{\phi}^2 = 0.01 \text{ рад}^2$ достигают 15 дБ для вероятности ошибки на бит $P_6 = 10^{-5}$. Сигналы АФМ-16 обеспечивают наибольшую помехоустойчивость при наличии фазовых шумов, для $\sigma_{\phi}^2 = 0.01$ энергетические потери не превышают 3 дБ.

Теоретические значения энергетических потерь D , вычисленные с использованием соотношения (3) для рассматриваемых сигналов, представляют достаточно приближенные оценки по отношению к результатам моделирования.

Работа выполнена в рамках государственного задания ИРЭ им. В.А. Котельникова РАН.

ЛИТЕРАТУРА

1. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. -М.: Издательский дом “Вильямс”. 2003.
2. Proakis J.G., Salehi M. Digital communication. 5 Edition. McGraw-Hill, Huger Education, 2001.
3. Meyr M., Moeneclaey M. and Fechtel S.A. Digital communication Receivers. 1998, A Wiley-Interscience Publication, New York. John Wiley and Sons, Inc.
4. Second generation framing structure, channel coding and modulation systems for Broadcasting, Interactive Services, News Gathering and other broadband satellite applications Part 2: DVB-S2 Extensions (DVB-S2X) DVB. Document A083-2. European Broadcasting Union CH-1218, Geneva. 2020.
5. Назаров Л.Е., Батанов В.В. Исследование помехоустойчивости оптимального посимвольного приема фазоманипулированных сигналов с корректирующими кодами в недвоичных полях Галуа. // Радиотехника и электроника. 2022. Т.67. №8. С. 782-787. <https://doi.org/10.31857/S0033849422080137>

ВЛИЯНИЕ ФЛУКТУАЦИЙ ПОКАЗАТЕЛЯ ПРЕЛОМЛЕНИЯ АТМОСФЕРЫ НА РАСПРОСТРАНЕНИЕ РАДИОВОЛН ВБЛИЗИ ЗЕМЛИ

Ахияров В.В.^{1,2}

¹*ОАО НПК НИИ Дальней Радиосвязи (ОАО НПК НИИДАР), Москва, Россия*

²*Институт радиотехники и электроники им. В.А. Котельникова РАН*

(ИРЭ им. В.А. Котельникова РАН), Москва, Россия

vakhiyarov@gmail.com

В работе рассмотрена задача моделирования флуктуаций показателя преломления в предположении того, что атмосферная турбулентность является локально однородной и изотропной. Представлен алгоритм расчета напряженности поля вблизи земли методом параболического уравнения с учетом случайных флуктуаций показателя преломления. Показано, что учет атмосферной турбулентности позволяет существенно расширить границы применимости метода параболического уравнения при вычислении напряженности поля вблизи земли.

Аналитические [1, 2, 3] или численные [4, 5, 6] методы расчета напряженности поля вблизи земли основаны на решении «детерминированной» задачи, которое возможно до дальности дифракционного горизонта, поскольку на больших расстояниях существенный вклад в напряженность поля дает тропосферное рассеяние. Физической причиной дальнего тропосферного распространения является рассеяние электромагнитных волн на флуктуациях показателя преломления воздуха, которые возникают вследствие турбулентности атмосферы. Известно [7], что показатель преломления атмосферы определяется средним значением $\langle n \rangle \approx 1$ и флуктуациями \tilde{n} , моделирование которых выполняется пропусканием белого гауссовского шума через формирующий фильтр [8]. Импульсная характеристика фильтра $h(r)$ связана с корреляционной функцией:

$$B(r) = \int_{-\infty}^{+\infty} h(r+r')h(r')dr', \quad (1)$$

а случайная реализация флуктуаций показателя преломления определяется интегралом свертки:

$$\tilde{n}(r) = \int_{-\infty}^{\infty} h(r-r')\eta(r')dr', \quad (2)$$

где $\eta(r)$ – белый шум с математическим ожиданием $\langle \eta \rangle = 0$ и дисперсией σ^2 .

Считается, что атмосферная турбулентность является случайным процессом со стационарными приращениями [9]. Основной характеристикой такого процесса является структурная функция $D_n(r) = D_n(|\mathbf{r}_1 - \mathbf{r}_2|) = \langle [\tilde{n}(\mathbf{r}_1) - \tilde{n}(\mathbf{r}_2)]^2 \rangle$, которая связана с корреляционной функцией следующим образом [10]:

$$D_n(r) = 2[B_n(0) - B_n(r)], \quad (3)$$

$$B_n(r) = \frac{1}{2}(D_n(\infty) - D_n(r)). \quad (4)$$

Отметим, что для расчетов в инерционном интервале при вычислении $D_n(\infty)$ в качестве аргумента следует использовать внешний масштаб турбулентности L_0 .

В данной работе ограничимся рассмотрением спектральных моделей Колмогорова и Кармана, которые соответствуют предположению о статистической однородности и изотропности случайного процесса. В соответствии с теорией Колмогорова трехмерная спектральная плотность локально однородного и локально изотропного случайного поля флуктуаций определяется выражением:

$$\Phi_n(K) = 0,033 \frac{C_n^2}{K^{11/3}}, \quad (5)$$

где C_n^2 - квадрат структурной характеристики показателя преломления, а спектральная переменная K определяет пространственный масштаб флуктуаций для произвольного направления.

Спектр Кармана позволяет учесть в модели внешний масштаб турбулентности:

$$\Phi_n(K) = 0,033 \frac{C_n^2}{(K^2 + K_0^2)^{11/6}}, \quad (6)$$

где $K_0 = 2\pi/L_0$.

По известному спектру флуктуаций можно определить структурную функцию $D_n(r)$ показателя преломления:

$$D_n(r) = 8\pi \int_0^\infty \left[1 - \frac{\sin(Kr)}{Kr} \right] \Phi_n(K) K^2 dK, \quad (7)$$

и далее с использованием (4) получить корреляционную функцию в инерционном интервале.

Очевидно, что выбор отличных от (5) и (6) спектральных моделей (при прочих равных условиях) будет приводить к другим реализациям случайного поля $\tilde{n}(r)$.

При моделировании флуктуаций показателя преломления важным вопросом является выбор диапазона изменения пространственных масштабов l_0 и L_0 , которые ограничивают инерционный интервал. Как правило, считают $l_0 \sim 1 \text{ см}$ и $L_0 \sim 100 \dots 1000 \text{ м}$, однако в тропосфере принято ограничиваться меньшими значениями для вертикального внешнего масштаба L_0 . С ростом высоты L_0 увеличивается, и для тропосферы обычно считают $1 \text{ м} < L_0 < 150 \text{ м}$.

Рассмотренный алгоритм формирования ансамбля реализаций случайной величины \tilde{n} использовался при вычислении напряженности поля (или множителя ослабления) вблизи земли. В данной работе тропосферное рассеяние исследуется методом параболического уравнения (ПУ) над гладкой выпуклой поверхностью, при этом для решения параболического уравнения [6]

$$\frac{\partial u(x, z)}{\partial x} = \frac{j}{2} \left\{ \frac{\partial^2}{\partial z^2} + k^2 \left(n(z)^2 - 1 + 2 \frac{z}{a} \right) \right\} u(x, z) = 0, \quad (8)$$

используется алгоритм:

$$u(x + \Delta x, z) = e^{j \frac{k}{2} \left(n^2 - 1 + 2 \frac{z}{a} \right) \Delta x} F^{-1} \left[F[u(x, z)] e^{-j \frac{p^2 \Delta x}{2k}} \right], \quad (9)$$

где $u(x, z)$ – искомое поле (x и z – продольная и поперечная координаты), $k = 2\pi/\lambda$ – волновое число, p – спектральная переменная, a – радиус Земли, $n = \langle n \rangle + \tilde{n}$, среднее значение $\langle n \rangle$ на соответствующей высоте вычисляется по экспоненциальной модели тропосферы, Δx – шаг по продольной координате, $F[\dots]$ и $F^{-1}[\dots]$ – прямое и обратное преобразование Фурье.

Было показано [1, 2], что результаты расчетов по дифракционной теории с точностью до постоянного множителя соответствуют рекомендациям Международного Союза Электросвязи (МСЭ) [11] в освещенной области и зоне полутени. Задача заключается в том, чтобы выяснить, насколько далеко в области дифракционной тени можно обеспечить соответствие теоретических расчетов напряженности поля с рекомендациями МСЭ, если при вычислении $u(x, z)$ к высотному профилю показателя преломления добавить случайное поле флуктуаций $\tilde{n}(x, z)$.

Исходные данные для моделирования выбраны следующими: длина волны – $\lambda = 3$ м, высота подъема антенны и точки наблюдения – $h = 9,8$ м, вертикальный размер антенны – $d = 2,4$ м соответствует шагу Δz по высоте, размер преобразования Фурье – 4096 точек. Моделирование флуктуаций показателя преломления выполнялось при $\sigma^2 = 10^{-12}$ и $L_0 = 10$ м по спектральной модели Кармана. Дисперсия флуктуаций связана с внешним масштабом турбулентности L_0 и квадратом структурной характеристики показателя преломления C_n^2 [10]:

$$C_n^2 = 1,91 \sigma^2 L_0^{-2/3}. \quad (10)$$

Отметим, что выбранное значение $\sigma^2 = 10^{-12}$ соответствует средней оценке дисперсии флуктуаций [7], для слабой и сильной турбулентности полагают $\sigma^2 = 10^{-14}$ и $\sigma^2 = 10^{-10}$.

На рис.1 приведены дистанционные зависимости напряженности поля при наличии и отсутствии флуктуаций, а также кривая, рекомендованная Международным Союзом Электросвязи. Видно, что без учета тропосферного рассеяния (сплошная кривая) соответствие расчетов методом ПУ с рекомендованной МСЭ кривой (пунктир) наблюдается до 20...30 км, с учетом флуктуаций показателя преломления (штриховая кривая) максимальная дальность прогноза напряженности поля увеличивается до 100 км. Наблюдаемые флуктуации напряженности поля соответствуют случайным замираниям сигнала.

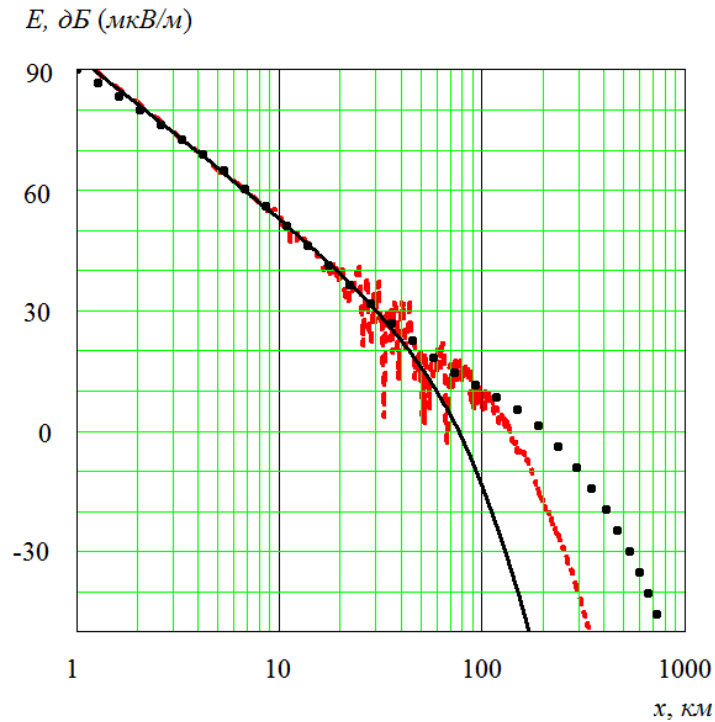


Рис.1. Дистанционные зависимости напряженности поля.

Сплошная кривая – флуктуации не учитываются,
штриховая кривая – флуктуации по спектральной модели Кармана,
пунктир – кривая по рекомендации МСЭ.

Таким образом, в данной работе было показано, что учет флуктуаций $\tilde{n}(x, z)$ в электродинамической модели позволяет повысить дальность прогноза напряженности поля вблизи земли почти в четыре раза по сравнению со случаем отсутствия флуктуаций. Добавление в условие задачи геометрии рельефа дает возможность прогнозировать напряженность поля для каждой конкретной трассы распространения радиоволн. Отметим, что количественная оценка напряженности

поля практически не зависит от выбора спектральной модели и в основном определяется дисперсией флуктуаций показателя преломления [12].

ЛИТЕРАТУРА

7. Ахияров В.В. Дифракция метровых и дециметровых радиоволн над земной поверхностью // Электромагнитные волны и электронные системы. Т.11. №9. 2006. С.28-32.
8. Ахияров В.В. Распространение и рассеяние радиоволн // Успехи современной радиоэлектроники. 2008. №12. С.3-25.
9. Ахияров В.В. Асимптотическое решение задачи однократной и последовательной дифракции // Электромагнитные волны и электронные системы. 2013. Т.18. №7. С.4-11.
10. Ахияров В.В. Численный метод вычисления множителя ослабления с учетом электрических свойств земной поверхности // Радиотехника. 2020. Т.84. № 5(9). с.47-57.
11. Ахияров В.В. Вычисление множителя ослабления над поверхностью земли методом интегрального уравнения // Журнал радиоэлектроники. 2021. № 1.
12. Ахияров В.В. Вычисление множителя ослабления над земной поверхностью методом параболического уравнения // Журнал радиоэлектроники. 2012. №1.
13. Исимару А. Распространение и рассеяние волн в случайно-неоднородных средах. Том 2. Многократное рассеяние, турбулентность, шероховатые поверхности и дистанционное зондирование. М.: Мир, 1981. 318 с.
14. Ахияров В.В. Численное решение задачи рассеяния на статистически неровной поверхности // Успехи современной радиоэлектроники. 2012. №5. С.3-14.
15. Колмогоров А.Н. Локальная структура турбулентности в несжимаемой вязкой жидкости при очень больших числах Рейнольдса // Успехи физических наук. 1968. Т.93. вып.3. С.476-481.
16. Татарский В.И. Распространение радиоволн в турбулентной атмосфере. М.: Наука, 1967. 548 с.
17. Рекомендация МСЭ-R Р.1546-6. Метод прогнозирования для трасс связи пункта с зоной для наземных служб в диапазоне частот от 30 МГц до 4000 МГц.
18. Ахияров В.В. Моделирование дальнего тропосферного распространения радиоволн методом параболического уравнения // Журнал радиоэлектроники. 2022. №2.

ВЛИЯНИЕ ИОНОСФЕРЫ НА ПРОХОЖДЕНИЕ СИГНАЛОВ ГНСС

Горбунов Р.В.¹, Литвинов С.В.¹, Чистяков Е.А.¹, Салеев В.Ю.¹

¹МИРЭА - Российский технологический университет

Romaniy11052001@yandex.ru, Litvinov_S@mirea.ru,

chistyakov@mirea.ru, v.u.saleev@yandex.ru

Ионосфера существенно воздействует на распространение радиоволн, в частности, на сигналы ГНСС. В статье рассматривается строение ионосферы и зависимость концентрации электронов различных слоев ионосферы от различных факторов. Приводится математическая реализация и доступные концепции для коррекции ионосферного влияния.

Введение

Спутники GPS летают примерно на высоте 20 200 км над поверхностью Земли. В зависимости от сигнала значение доходит от 20 000 до 26 000 км от передатчика до приемника. Принимая во внимание скорость света, это дает среднее время в пути 0,08 с. Из-за земной атмосферы электромагнитный сигнал подвержен некоторым искажениям. В условиях вакуума скорость света постоянна. Это не относится к сигналам ГНСС, проходящим через атмосферу Земли. Влияние атмосферы на электромагнитные волны можно разделить на две основные части, в зависимости от состава определенных атмосферных областей. Первая часть - это влияние ионосферы, а второй эффект вызван тропосферой. Оба влияния описаны в следующих разделах.

Основные принципы ионосферы и ее влияние на наблюдаемые объекты ГНСС

Ионосфера является частью атмосферы Земли и находится на высотах примерно от 100 до 1000 км. Он характеризуется высокой концентрацией ионов и свободных электронов. Состав ионосферы сильно зависит от освещенности Солнцем. Ионосферу можно разделить на несколько слоев, обозначаемых как D, E и F - слои. Схематический обзор различных слоев и их протяженности по высоте показан на рисунке 1. Определение слоев производится в соответствии с их характерным ионным и электронным составом. F-область является наиболее важным слоем, поскольку в ней наблюдается самая высокая концентрация электронов. Это также единственный слой, который все еще присутствует ночью. Ионосфера имеет практическое значение, особенно для радиопередачи в высокочастотной области, поскольку она отражает сигналы с частотами от 3 до 30 МГц. [1] Этот особый аспект облегчает межконтинентальную радиосвязь. На других диапазонах сигналов ионосфера оказывает менее положительное влияние, поскольку она преломляет, гасит или даже поглощает определенные частоты.

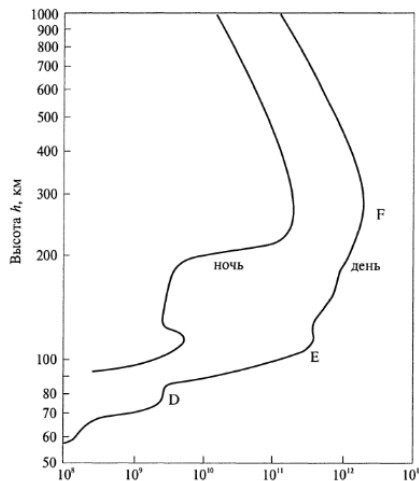


Рис. 1. Схематический вид структуры ионосферы.

Формирование ионосферы вызвано взаимодействием ультрафиолетового излучения солнца с молекулами в верхних слоях атмосферы. В течение дня излучение, исходящее от Солнца, в основном ультрафиолетовое и рентгеновское излучение, заставляет атомы высвобождать электроны, что приводит к образованию свободных электронов и положительно заряженных ионов. В более высоких

областях излучение сильное, но концентрация молекул газа ниже. По пути к Земле излучение поглощается все больше и больше, но концентрация молекул увеличивается. Кроме того, в нижних частях ионосферы, D и E-слоях, где концентрация атомов выше, скорость рекомбинации свободных электронов и ионов высока. Баланс между ионизацией и рекомбинацией определяет электронную плотность на определенной высоте. Этот принцип был описан Чепменом [2], который также определил функции для описания электронной плотности в зависимости от высоты. Этот тип функции сегодня известен как слой Чепмена и широко используется для моделирования ионосферы.

Из-за более высокой скорости рекомбинации в нижних областях (слой D и слой E) эти два слоя исчезают в течение первого часа после захода солнца. Для F-слоя ситуация иная. Из-за низкой концентрации элементов в верхней части атмосферы вероятность взаимодействия ионов с электронами сильно снижается. Скорость рекомбинации мала, поэтому F-слой сохраняется в течение всей ночи. Тем не менее, концентрация электронов, а также высота слоя уменьшаются в течение ночи. Хотя концентрация газа в F-слое ниже, это слой с самой высокой плотностью свободных электронов в ионосфере, как показано на рисунке 1. Из-за отсутствия солнечной радиации в целом условия в ионосфере наиболее спокойные в ночное время, особенно незадолго до восхода солнца. В то время как в дневное время ионосфера подвержена серьезным изменениям и возмущениям. Самая высокая плотность электронов в ионосфере наблюдается около 1 часа вечера по местному времени, тогда как самые быстрые изменения и самые сильные неровности происходят при переходе между днем и ночью.

В дополнение к зависимости от времени на ионосферу также влияет магнитное поле Земли. Это создает некоторые особые особенности в ионосфере. Самый важный эффект называется эффектом фонтана. Он образует две полосы с более высокой ионизацией к северу и югу от магнитного экватора Земли. Свободные электроны поднимаются на большую высоту за счет взаимодействия между магнитным и электрическим полями. После поднятия электроны перемещаются вдоль силовых линий геомагнитного поля на север или юг, образуя две области с более высокой концентрацией электронов, расположенные на 10° к северу и югу от геомагнитного экватора.

Дополнительный эффект магнитного поля концентрируется вокруг магнитных полюсов. Частицы солнечного ветра направляются к магнитным полюсам вдоль линий магнитного поля и проникают в атмосферу Земли на очень малых высотах. Эти высокоэнергетические частицы вносят значительный вклад в ионизацию. Различные слои ионосферы неотделимы друг от друга, и сильные колебания потока частиц, исходящего от Солнца, вызывают сильную непредсказуемую турбулентность в ионосфере. Хорошо известным эффектом этих возмущений является северное сияние.

Из-за взаимодействия ионосферы с магнитным полем Земли и его влияния на наблюдения ГНСС ионосферу часто делят на три различных региона в соответствии с их важностью для пользователей ГНСС: полярные сияния и шапки, средние широты, экваториальная область "аномалий".

Самым крупным регионом является экваториальная область, охватывающая широты 20° к северу и югу от магнитного экватора. Самыми маленькими регионами с точки зрения площади являются полярные шапки, простирающиеся примерно до 75° северной и южной широты соответственно. Остальная область рассматривается как средние широты, которые с точки зрения ионосферной активности являются самым спокойным регионом.

Что касается измерений ГНСС, то с частотами в микроволновом спектре ионосфера является дисперсионной средой. Это означает, что влияние на распространение сигнала зависит от используемой частоты. Следует различать два основных воздействия на электромагнитные волны. С одной стороны, изменяется скорость распространения волны, с другой стороны, сигнал изгибается.

В общем случае влияние среды на сигнал характеризуется показателем преломления.

Это может быть представлено как:

$$n = \frac{c}{v}, \quad (1)$$

где c - скорость света в вакууме, а v - скорость волны в среде. В случае ионосферной рефракции показатель описывается уравнением Эпплтона-Хартри. Выше частот 100 МГц ионосферное преломление может быть выражено как разложение в ряд в зависимости от частоты сигнала. Согласно Бруннеру и Гу, это может быть записано как:

$$n_{ion} = 1 - \frac{C_x}{2f^2} N_e \pm \frac{C_x C_y}{2f^3} N_e (H_0 \cos\theta) - \frac{C_x^2}{8f^4} N_e^2, \quad (2)$$

где C_x и C_y определяются как:

$$C_x = \frac{e^2}{4\pi^2 \epsilon_0 m}, \quad (3)$$

$$C_y = \frac{\mu_0 e}{2\pi m}, \quad (4)$$

N_e - это электронная плотность, m - масса электрона, e - заряд электрона, ϵ_0 - диэлектрическая проницаемость в вакууме, μ_0 - проницаемость в вакууме, H_0 - амплитуда геомагнитного поля, θ - угол между вектором геомагнитного поля и направление сигнала, а f - диэлектрическая проницаемость в вакууме. используемая частота сигнала. Различные знаки для третьего члена должны учитывать поляризацию волны. Второй термин намного больше, чем все последующие термины вместе взятые, и поэтому им часто пренебрегают. Если подставить числовые значения заряда и массы электрона, а также диэлектрической проницаемости в вакууме, уравнение упрощается до

$$n_{ion} = 1 - \frac{40.3}{f^2} N_e, \quad (5)$$

Из уравнений 2 и 5 видно, что показатель преломления n для сигналов в ионосфере меньше 1. Таким образом, согласно уравнению 1, фазовая скорость выше скорости света в вакууме.

Рассматривая сигнал, модулированный на несущей, такой как навигационный код ГНСС, соотношение обратное, и групповой показатель преломления задается как:

$$n_{Gion} = 1 + \frac{40.3}{f^2} N_e, \quad (5)$$

Это означает, что групповой показатель преломления всегда больше 1 и противоположен влиянию на несущую волну. Говоря в терминах наблюдаемых, приведенное выше соотношение указывает на то, что кодовые наблюдения задерживаются, тогда как фазовые наблюдения опережаются ионосферой. Это дает возможность устранить ионосферный эффект путем объединения различных наблюдений определенным образом.

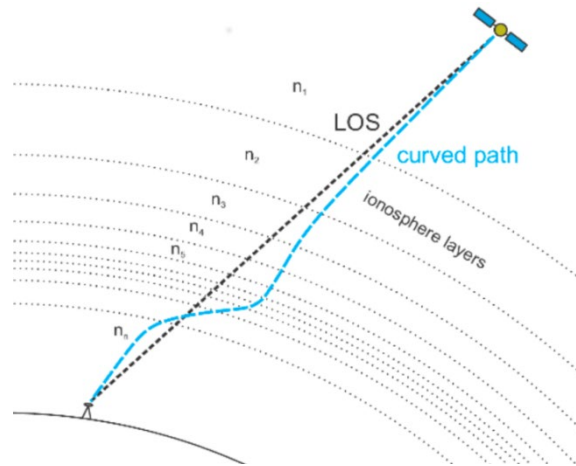


Рис. 1. Иллюстрация эффекта изгиба ионосферы на сигналы ГНСС.

Второй эффект, искривление сигнала, вызван изменением показателя преломления вдоль пути прохождения сигнала. Согласно закону распространения сигнала, электромагнитная волна меняет направление распространения, если она распространяется из одной среды в другую с несколько отличающимися показателями преломления. В общей сложности эти небольшие изменения приводят к отклонению сигнала от прямого евклидова расстояния между двумя точками. В тяжелых условиях ионосферы отклонение в боковом направлении может составлять до нескольких сотен метров. Из-за этого бокового отклонения от линии прямой видимости путь сигнала длиннее, чем евклидово расстояние. Эта разница находится в диапазоне от нескольких миллиметров до нескольких сантиметров в суровых условиях ионосферы. [3] Рисунок 2 иллюстрирует эффект искажения сигнала

в ионосфере. Слои с различными показателями преломления (n_1, \dots, n_p) указывают на структуру ионосферы, ответственную за отклонение сигнала от прямой линии.

Все описания до сих пор касались физических основ, лежащих в основе взаимодействия между ионосферой и распространяющейся в ней электромагнитной волной. Все соображения были сделаны в контексте их влияния на сигналы ГНСС и наблюдения в частности.

Математическая реализация и доступные концепции для коррекции ионосферного влияния

Почти все современные методы двухчастотной обработки ГНСС используют комбинацию ионосферы или различия в наблюдениях, чтобы избавиться от влияния ионосферы на измерения. В случае одночастотных наблюдений ионосфера аппроксимируется картами TEC или аналитической моделью. Обсуждают различные одночастотные методы в случае обработки орбиты LEO.

В случае предлагаемого метода влияние ионосферы должно оцениваться как наклонный TEC (STEC) для каждого используемого передатчика в каждую эпоху. STEC определяется как сумма электронов вдоль линии визирования на площади в один квадратный метр. Согласно уравнению соотношение для простого измерения фазы будет следующим

$$\Phi_i = \rho + n_i \lambda_i - \frac{40.3}{f_i^2} \int N_e dL \quad (6)$$

Где Φ - наблюдение, ρ - евклидово расстояние между передатчиком и приемником, f несущая частота и $\int N_e dL$ интеграл по сигнальному пути электрона сосредоточенность. Этот интеграл эквивалентен сумме электронов или, другими словами, STEC. Такое же соотношение справедливо для наблюдений за кодом, за исключением обратного знака коэффициента $\frac{40.3}{f^2}$

Использованное выше простое представление влияния ионосферы на наблюдения ГНСС охватывает только член первого порядка, но уже отражает более 99% эффекта. [4] Согласно предыдущим исследованиям Бруннера и Гу, Бассири и Хаджа или Фриче, необходимо включить термины второго и третьего порядка, если должна быть достигнута максимальная точность. Члены второго и третьего порядка связаны с f^3 и f^4 и могут иметь величины до нескольких сантиметров в тяжелых условиях ионосферы. Бассири и Хадж ввели следующее обозначение:

$$R_i = \rho + \frac{q}{f_i^2} + \frac{s}{f_i^3} + \frac{r}{f_i^4} \quad (7)$$

$$\Phi_i = \rho + n_i \lambda_i - \frac{q}{f_i^2} - \frac{1}{2} \frac{s}{f_i^3} - \frac{1}{3} \frac{r}{f_i^4} \quad (8)$$

Где

$$q = 40.3 \int N_e dL = 40.3 STEC \quad (9)$$

$$s = \pm 7527 * c \int N_e |B_0| \cos \theta_B dL \quad (10)$$

$$r = 2437 \int N_e^2 dL + 4.74 * 10^{22} \int N_e B_0^2 (1 + \cos^2 \theta_B) dL \quad (11)$$

Нижний индекс i указывает на используемую частоту, c - скорость света, B_0 - вектор магнитного поля на пересечении пути прохождения сигнала и слоя ионосферы, а θ_B - угол между вектором магнитного поля и направлением сигнала. Знаки (+) и (-) в уравнении 11 предназначены для различения экстраординарных и обычных волн соответственно. Поскольку сигналы ГНСС, как правило, имеют правую круговую поляризацию, а левая составляющая круговой поляризации имеет менее 3% мощности сигнала, только знак (+) имеет значение для приложений ГНСС.

После некоторых упрощений и замены интеграла $N_e dL$ на STEC поправки первого, второго и третьего порядка могут быть записаны в виде:

$$\Delta I_{R_i}^{(1)} = - \Delta I_{\Phi_i}^{(2)} = \frac{40.3}{f_i^2} * STEC \quad (12)$$

$$\Delta I_{R_i}^{(2)} = \frac{7527}{c^2} \lambda_i^3 (B_0 * k) * STEC \quad (13)$$

$$\Delta I_{\Phi_i}^{(2)} = - \frac{1}{2} \Delta I_{R_i}^{(2)} \quad (14)$$

$$\Delta I_{R_i}^{(2)} = \frac{2437}{c^4} \lambda_i^4 N_{max} \eta * STEC \quad (15)$$

$$\Delta I_{\Phi_i}^{(2)} = -\frac{1}{3} \Delta I_{R_i}^{(3)}, \quad (16)$$

Для члена третьего порядка (уравнение 15) Бруннер и Гу ввели два дополнительных значения параметра формы η , хорошее приближение составляет 0,66, и пиковая электронная плотность вдоль сигнального тракта N_{max} , которая аппроксимируется линейной интерполяцией с учетом фактического ТЕС:

$$N_{max}[m^{-3}] = \frac{(20 - 6) * 10^{12}}{(4.55 - 1.38) * 10^{18}} * STEC, \quad (17)$$

При использовании описанной выше параметризации основные уравнения наблюдения кодовых и фазовых наблюдений расширяются следующим членом.

$$\Delta I_{R_i} STEC = \Delta I_{R_i}^{(1)} + \Delta I_{R_i}^{(2)} + \Delta I_{R_i}^{(3)}, \quad (18)$$

$$\Delta I_{\Phi_i} STEC = \Delta I_{\Phi_i}^{(1)} + \Delta I_{\Phi_i}^{(2)} + \Delta I_{\Phi_i}^{(3)}, \quad (19)$$

В правой части расчетный параметр STEC содержится в трех членах $\Delta I^{(1)}$, $\Delta I^{(2)}$, $\Delta I^{(3)}$, как видно из уравнений 12 - 16.

Изгиб ионосферы

Было проведено несколько исследований, посвященных изгибному члену погрешности ионосферного диапазона. Хартманн и Лейтингер были первыми, кто принял во внимание ионосферный изгиб сигналов. Они предоставили следующую корректирующую формулу:

$$b \approx c^r \left(\frac{A_p^2}{f^4} \right) VTEC^2 \left(\frac{\eta}{\frac{VTEC}{N_m F_2}} - \frac{1}{h_s} \right) \text{ with } c^r = \frac{\tan^2 z'}{8 \cos z'}, \quad (20)$$

где b - поправка в м, z' - зенитный угол сигнала на средней высоте ионосферы, η - коэффициент формы, VTEC - вертикальный ТЕС, $N_m F_2$ - высота пиковой электронной плотности, h_s - высота передатчика, а A_p - физическая константа со значением $80,6 \text{ m}^3 \text{ s}^{-2}$.

Второе исследование, посвященное изгибу ионосферы, было опубликовано Бруннером и Гу. Они также выводят эмпирическую формулу для вычисления поправки на эффект искажения сигнала.

$$b \approx 4.70 * 10^5 \frac{A_p^2}{8 f_1^4} N_m^2 \cos^2 \beta \cot \beta, \quad (21)$$

где β - угол возвышения, а N_m - максимальная электронная плотность. В дополнение к этой формуле, действительной только для частоты L1, они предоставляют небольшой поправочный член для вычисления поправки также для L2.

Кроме того, Янковский и другие дают поправку на эффект изгиба. Работа М.Хока и Яковски затем основана на предыдущей работе и содержит обновленную версию исправления. Кроме того, они различают геометрический изгиб и погрешность диапазона из-за различий в ТЕС на двух частотах. Второй термин также называется ошибкой изгиба dTEC. Для геометрической части эффекта изгиба они дают уравнение

$$b \approx \frac{7.5 * 10^{-5} STEC^2 \exp(-2.13\beta)}{f^4 HF_2 * (h_m F_2)^{1/8}}, \quad (22)$$

где HF_2 - высота шкалы слоя F2, а $h_m F_2$ - высота F2 пиковой электронной плотности. Оба значения, приведенные в км, STEC в единицах ТЕС, частота f в ГГц и высота β в радианах, содержат поправку на изгиб в миллиметрах.

Ошибка изгиба dTEC может быть объяснена тем фактом, что из-за эффекта изгиба сигналы с разными частотами преломляются немного по-разному и, следовательно, распространяются по разным траекториям. Из-за этого факта оба наблюдения представляют разные значения STEC. В процессе оценки должна быть оценена одна обыкновенная АКЦИЯ, и поэтому необходима коррекция, чтобы учесть эту небольшую разницу.

$$\Delta TEC = \frac{0.1108 * STEC^2 * \exp(-2.1844\beta)}{f^2 HF_2 * (h_m F_2)^{0.3}}, \quad (23)$$

где β - в радианах, STEC - в электронах / м², HF₂ и $h_m F_2$ - в км, а f - в Гц. Результирующая поправка приведена в электронах / м² и может быть преобразована в поправку на дальность, применив формулу, используемую для ионосферного воздействия первого порядка.

Ранее проводилось сравнение различных эмпирических формул, которые показали, что они дают аналогичные поправки. Ни один из методов не оказался более точным, чем другой. В связи с тем, что поправка, предложенная М.Хоуком и Яковски [4], также включает поправку на ошибку диапазона разности ТЕС, этот метод используется в данной работе. Правильный выбор для HF₂ и $h_m F_2$ также обсуждается в ряде исследований [3].

Заключение

Существует несколько возможных способов получения значений высоты пиковой электронной плотности F2 и высоты шкалы слоя F2. В первом приближении можно было бы использовать глобальные средние значения, полученные на основе анализа модели или наблюдений. М. Хок и Яковски предложили использовать 350 км и 70 км соответственно. Однако пиковая электронная плотность может значительно варьироваться в зависимости от солнечной активности, времени суток и географического положения. Тем не менее, эти ценности представляют собой хороший компромисс. Более реалистичный подход заключается в выводе $h_m F_2$ из модели, подобной Международной эталонной ионосфере (IRI). В целом, модель IRI дает хорошее приближение к условиям ионосферы, но модель основана на среднемесячных значениях для различных компонентов ионосферы и, таким образом, не отражает фактические условия в ионосфере. Можно также попытаться получить оценки для $h_m F_2$ и HF2 на основе наблюдаемых значений STEC, как предложено Fritsche et al.

Учитывая среднюю высоту слоя F2 350-450 км и высоты орбиты 250-1500 км, фиксированная высота, по-видимому, не подходит для спутников. Лишь несколько спутников будут расположены ниже слоя ионосферы. Другие были бы на той же высоте или даже выше тонкой оболочки. Учет этого факта приводит к выводу, что более важно расположить тонкую оболочку над спутником, чтобы найти реалистичную высоту пиковой электронной плотности. Следовательно, $h_m F_2$ устанавливается на высоту спутника плюс 50 км в сочетании с HF2, установленным на среднее значение 60 км (Petrie et al., 2010). Исследования показали, что результаты орбиты почти нечувствительны к изменениям высоты пика электронной плотности и высоты масштаба слоя.

Работа выполнена при финансовой поддержке Фонда содействия инновациям (ФСИ) в рамках Договора 94С2/МОЛ/73887 от 25.03.2022г.

ЛИТЕРАТУРА

1. Budden, K. G. The Propagation of Radio Waves. 1985 Cambridge Books Online.
2. Chapman, S. The absorption and dissociative or ionizing effect of monochromatic radiation in an atmosphere on a rotating earth. // Proceedings of the Physical Society 1931 43.1, p. 26.
3. Petrie, E.J., Hernández-Pajares, M., Spalla, P., Moore, P., and King, M.A. A Review of Higher Order Ionospheric Refraction Effects on Dual Frequency GPS // Surveys in Geophysics 2010 32.3, pp. 197–253.
4. Hoque, M. M. and Jakowski, N. Ionospheric Propagation Effects on GNSS Signals and New Correction Approaches // Global Navigation Satellite Systems: Signal, Theory and Applications. 2012
5. Bock, H., Jäggi, a., Dach, R., Schaer, S., and Beutler, G. GPS single-frequency orbit determination for low Earth orbiting satellites // Advances in Space Research 43.5, pp. 783–791.
6. Горбунов Р.В., Скрипачев В.О., Литвинов С.В., Тарадаев С.В. «Возможности малых космических аппаратов для проведения радиозатменных измерений ионосферы» // Актуальные проблемы и перспективы развития радиотехнических и инфокоммуникационных систем" ("Радиоинфоком-2022") : Сборник научных статей по материалам VI Международной научно-практической конференции, Москва, 06–10 июня 2022 года. – Москва: МИРЭА - Российский технологический университет, 2022. – С. 80-85. – EDN OXVUXM.

ВЛИЯНИЕ ТОЧНОСТИ ЗАДАНИЯ МЕТЕОРОЛОГИЧЕСКИХ ПАРАМЕТРОВ НА УСТОЙЧИВОСТЬ СВЯЗИ В СЕТЯХ 5 G

Звездина М.Ю.^{1,2}, Лаврентьев О.А.³, Шапошникова А.М.¹, Шокова Ю.А.^{2,4}

¹ФГУП «Ростовский-на-Дону научно-исследовательский институт радиосвязи»

zvezdina_m@mail.ru, anuwolverine@rambler.ru

²Донской государственный технический университет

zvezdina_m@mail.ru, shokova.julia@yandex.ru

³Филиал «Государственного радиочастотного центра» в Южном и Северо-Кавказском федеральных округах

olav3@mail.ru

⁴Ростовский государственный экономический университет (РИНХ)

shokova.julia@yandex.ru

*Реализация режима *beamforming* в массиве антенн ММО для высокоскоростных абонентов систем связи 5 G требует определения положения абонентов с высокой точностью. Использование информации о положении абонентов по данным Глобальных навигационных спутниковых систем (ГНСС) обуславливает необходимость выполнения оценки влияния точности определения метеорологических параметров на величину тропосферной задержки и, в конечном счете, на точность определения положения абонентов. Результаты численного моделирования показали, что данные погрешности могут приводить в сетях 5 G к снижению энергетического потенциала радиолинии между двумя абонентами до 1,8 дБ.*

Введение

Современный этап развития экономики основывается на широком использовании беспроводных сетей связи [1], что позволяет создавать и развивать такие направления, как телемедицина, беспилотный автотранспорт, «умные города», Интернет вещей [2, 3]. Указанные направления непосредственно связаны с развитием глобальных сетей нового поколения [4, 5]. Особенностью указанных сетей является обеспечение связью не только стационарных, но и высокоскоростных абонентов. Для реализации указанной возможности в сетях используются подсистемы антенн/массивов антенн ММО, функционирующих в режиме *beamforming* и обеспечивающих формирование луча либо для группы рядом расположенных абонентов (технология 4 G) либо для каждого абонента в зоне действия антенны в отдельности (технология 5 G) [1]. Для обеспечения электромагнитной совместимости антенн абонентов, число которых для массива антенн ММО может достигать 256 и более, при построении канальной матрицы используются точные координаты положения высокоскоростного абонента, а также информация о величине дисперсии полезных наблюдений (пеленга, момента прихода сигнала и т.п.) [6]. Данные о точном положении высокоскоростного абонента в сетях связи, начиная с технологии 3 G, получают от глобальных навигационных спутниковых систем (ГНСС), например, GPS, ГЛОНАСС [7]. Информация о величине дисперсии полезных наблюдений, характеризующей быстрые и медленные замирания в канале распространения сигнала, оцениваются по данным пилот-сигналов передающей антенны при работе, а на этапе проектирования моделированием процесса распространения радиоволны [8]. При втором варианте модель многолучевого распространения радиоволны учитывает эффекты замирания сигнала и задержек вследствие переотражений [6, 8]. Следует отметить, что из всех возможных временных задержек, обусловленных атмосферой Земли, их влияние при оценке величины дисперсии полезных наблюдений в литературе рассматриваются лишь задержки, вызванные расхождением шкал часов на воздушных судах и космических аппаратах [7]. В то же время наиболее существенные задержки в космических каналах наблюдаются при прохождении радиотрассы через ионосферу и тропосферу [9].

Цель доклада – оценка влияния тропосферной задержки на погрешность оценки координат наземного абонента мобильной связи.

Для достижения поставленной цели необходимо решить следующие задачи:

1. Выбрать модель тропосферной задержки радиосигнала, обеспечивающей точность оценки при минимальных вычислительных затратах.
2. Оценить влияние ошибки измерения величины тропосферной задержки на точность определения координат наземных мобильных абонентов.

Выбор модели тропосферной задержки радиосигнала

Величина тропосферной задержки Δz относится к оцениваемым параметрам, зависит от физических свойств тропосферы и пути, по которому проходит радиосигнал [10]:

$$\Delta z = 10^{-6} \int_H^{H_s} N(h) dh, \quad (1)$$

где H , H_s – высоты, определяющие положения наземного пункта и спутника ГНСС соответственно; N – индекс показателя преломления $N(h) = (n(h) - 1)10^6$; $n(h)$ – показатель преломления, зависящий от высоты h . В немагнитной среде, каковой в диапазоне функционирования спутниковых радионавигационных систем является тропосфера, показатель преломления определяется по измеряемым метеорологическим параметрам атмосферы: температуре T , давлению воздуха p и парциальному давлению водяного пара e , изменяющимися вдоль радиотрассы [9, 10]. Для всех вариантов наклонных радиотрасс непосредственное измерение указанных параметров является невозможным. В связи с этим величина наклонной тропосферной задержки представляется в аналитическом виде [11, 12]: $\Delta z = \Delta z_z m(\theta)$, где Δz_z – зенитная тропосферная задержка, учитывающая изменение метеопараметров в вертикальном профиле; $m(\theta)$ – функции отображения, позволяющая учесть изменение метеопараметров в горизонтальном направлении; θ – угол возвышения радиотрассы. В свою очередь зенитная тропосферная задержка также представляет в виде двух составляющих: сухой $\Delta z_{z,d}$ и влажной $\Delta z_{z,w}$. При этом влажная составляющая формируется нижней частью тропосферы (на высотах до 2 км от поверхности Земли) и отражает изменение водяных паров с высотой. Сухая составляющая зависит от верхней (высоты более 2 км) части тропосферы и обусловлена изменением давления при изменении температуры с высотой [13]. Наибольшую изменчивость и наибольшие отклонения в горизонтальной плоскости от модели нормальной тропосферы имеет нижний, «приземный» слой тропосферы. Толщина данного слоя колеблется от нескольких десятков до нескольких сотен (не более 300) метров [10, 13-16]. В связи с этим во всех известных моделях, используемых для оценки наклонной тропосферной задержки в радиодиапазоне, например, Саастамойнена, Хопфилд, *GPT2*, для сокращения объема вычислений при нахождении распределения метеопараметров в вертикальном профиле используются статистические метеоданные в приземном слое с учетом законов изменения температуры, давления и влажности. Модели Саастамойнена и Хопфилд базируются на модели нормальной тропосферы для описания вертикального распределения метеопараметров и различаются используемым вертикальным градиентом температуры. Модель *GPT2*, предназначенная для больших по площади территорий, различающихся климатическими условиями, является дальнейшим развитием модели Саастамойнена для описания сухой составляющей задержки и приближения Каллахана для описания распределения давления водяных паров по высоте [11, 12].

Для получения замкнутых выражений функций чувствительности к изменению каждого метеорологического параметра, обеспечивающей наиболее наглядный анализ влияния погрешности определения данных факторов на энергетический потенциал радиолинии, используем, как более простую, модель Саастамойнена для высотного профиля распределения индекса преломления [9, 10, 17]:

$$\Delta z = \Delta z_z m(\theta) = 0,002277 A(\varphi, H) (P + e(P, T, S) (1255 / T + 0,05)) m(\theta), \quad (1)$$

где $A(\varphi, H) = 1 / (1 - 0,00266 \cos(2\varphi) - 0,00028H)$; φ – геодезическая широта пункта наблюдения; H – высота пункта наблюдения в километрах; T – температура воздуха в Кельвинах; P – давление воздуха в мб; S – относительная влажность в процентах;

$$e(P, T, S) = S \cdot 10^{-5} (1,000062 + 3,14 \cdot 10^{-6} P + 5,6 \cdot 10^{-7} T^2) \exp(T);$$

$$\exp(T) = \exp(1,2378847 \cdot 10^{-5} T^2 - 1,912135 \cdot 10^{-2} T + 33,93711047 - 6,3431645 \cdot 10^3 / T)$$

$$m(\theta) = \left(1 + a / \left(1 + \frac{b}{1+c} \right) \right) / \left(\sin(\theta) + a / \left(\sin(\theta) + \frac{b}{\sin(\theta) + c} \right) \right).$$

Коэффициенты a, b, c зависят от широты размещения пункта наблюдения φ и могут быть найдены по модели Нейлла (таблица 1 из [10]). Для промежуточных значений широты значения коэффициентов получаются путем интерполяции. Сезонные колебания данных коэффициентов не учитываются.

Таблица 1. Зависимость коэффициентов функции отображения от широты φ .

Коэффициенты	Широта φ , град				
	15°	30°	45°	60°	75°
a	1,2769934	1,27683230	1,2465397	1,2196049	1,2045996
b	2,9153695	2,6152299	2,9288445	2,9022565	2,9024912
c	62,610505	62,837393	63,721774	63,824265	64,258455

Оценка влияния ошибки измерения величины тропосферной задержки на точность определения координат наземных мобильных абонентов

Оценку влияния ошибки измерения величины тропосферной задержки на точность определения координат наземных объектов выполняется в два этапа. На первом этапе оценивается погрешность измерения величины псевдодалности при изменении метеорологических параметров тропосферы. На втором этапе выявляется влияние данной погрешности непосредственно на точность определения координат наземных мобильных абонентов.

На первом этапе при оценке чувствительности определяемых значений псевдодалности к ошибкам задания метеорологических параметров при нахождении наклонной тропосферной задержки используется соотношение [18, 19] для абсолютной чувствительности:

$$\delta z = (\Delta P \partial / \partial P(\Delta z) + \Delta T \partial / \partial T(\Delta z) + \Delta S \partial / \partial S(\Delta z)) m(\theta), \quad (2)$$

где $\Delta P, \Delta T, \Delta S$ - погрешности измерения давления, температуры и влажности соответственно.

С учетом вида функции Δz из (1) и исключения членов более высокого порядка малости частные производные из (2) принимают вид:

$$\partial / \partial P(\Delta z) = 0,002277 A(\varphi, H) (1 + S 3,14 \cdot 10^{-11} (1255 / T + 0,005) \exp(T) / T);$$

$$\partial / \partial T(\Delta z) = S A(\varphi, H) \exp(T) \times$$

$$\times (6,861400045 \cdot 10^{-10} - 5,467571695 \cdot 10^{-7} / T - 2,13678971 \cdot 10^{-5} / T^2 + 0,181376873 / T^3);$$

$$\partial / \partial S(\Delta z) = 0,002277 \cdot 10^{-5} A(\varphi, H) (1255 / T + 0,005) (1,000062 + 3,14 \cdot 10^{-6} P + 5,6 \cdot 10^{-7} T^2) \exp(T)$$

Анализ соотношений (2), (3) показывает, что погрешность измерения псевдодалности вследствие влияния метеорологических параметров зависит также от широты размещения пункта наблюдения φ и от его высоты над уровнем геоида H , а также от угла возвышения на спутник θ .

При проведении исследований на втором этапе будем предполагать, что имеется $K=2$ мобильных абонента сети, расположенными в точках с предполагаемыми координатами $\{\varphi_1, \beta_1, H_1\}$ и $\{\varphi_2, \beta_2, H_2\}$. Положение мобильных объектов будем оценивать по сигналам $N=4$ спутников ГНСС, координаты которых задаются в той же системе координат $\{\Phi_1, B_1, H_s^1\}$, $\{\Phi_2, B_2, H_s^2\}$, $\{\Phi_3, B_3, H_s^3\}$ и $\{\Phi_4, B_4, H_s^4\}$. Здесь H_s^i – высота орбиты i -го спутника ($i=1, \dots, N$).

Для заданного расположения абонентов и спутников погрешность определения координат мобильного абонента друг относительно друга $\Delta \xi$ по данным спутников ГНСС с учетом погрешностей оценки тропосферной задержки вследствие измерения метеорологических параметров будет определяться из решения системы уравнений:

$$\Delta \xi = (M^T M)^{-1} M^T \Delta R, \quad (3)$$

где M – матрица размерностью $N \times 3K$ зависит от относительного положения абонентов и спутников, а ее i -я строка определяется соотношениями:

$$M_{i,(k-1)} = (X_s^i - x_k) / R_{ik}; M_{i,(k-1)+1} = (Y_s^i - y_k) / R_{ik}; M_{i,(k-1)+2} = (Z_s^i - z_k) / R_{ik}; \quad (4)$$

$$X_s^i = (H_s^i + R_0) \sin(\Phi_i) \cos(B_i); Y_s^i = (H_s^i + R_0) \sin(\Phi_i) \sin(B_i); Z_s^i = (H_s^i + R_0) \cos(\Phi_i); \quad (5)$$

$$x_k = (H_k + R_0) \sin(\varphi_k) \cos(\beta_k); y_k = (H_k + R_0) \sin(\varphi_k) \sin(\beta_k); z_k = (H_k + R_0) \cos(\varphi_k); \quad (6)$$

$$R_{ik} = \sqrt{(X_s^i - x_k)^2 + (Y_s^i - y_k)^2 + (Z_s^i - z_k)^2}; \quad (7)$$

$R_0=6378$ км – радиус Земли.

При нахождении погрешности определения наклонной тропосферной задержки для каждого абонента при получении информации с каждого спутника ΔR необходимо оценить угол возвышения на спутник для каждого абонента:

$$\theta_{ik} = 0,5\pi - \arccos\left(\frac{x_k(X_s^i - x_k) + y_k(Y_s^i - y_k) + z_k(Z_s^i - z_k)}{R_0 R_{ik}}\right). \quad (8)$$

Элементы получаемой при этом вектор-строки ΔR определяются соотношениями:

$$\Delta R_{(i-1)K+k} = \delta z_{ik}. \quad (9)$$

Реальные координаты абонентов с учетом найденной погрешности определения координат абонентов $\Delta \xi$ описываются соотношениями:

$$x'_k = x_k + \Delta \xi_{3(k-1)+1}; y'_k = y_k + \Delta \xi_{3(k-1)+2}; z'_k = z_k + \Delta \xi_{3(k-1)+3}. \quad (10)$$

Погрешность оценки углового положения абонентов друг относительно друга определяется соотношением:

$$\Delta \xi^0 = \arccos(\cos(\theta_0) \cos(\varphi_0) \cos(\theta_1) \cos(\varphi_1) + \cos(\theta_0) \sin(\varphi_0) \sin(\theta_1) \cos(\varphi_1) + \sin(\theta_0) \sin(\theta_1)), \quad (11)$$

где $\theta_0 = \arcsin\left(\frac{z_1 - z_0}{\sqrt{(x_0 - x_1)^2 + (y_0 - y_1)^2 + (z_0 - z_1)^2}}\right)$ - предполагаемое угловое расстояние

между двумя абонентами в вертикальной плоскости;

$\varphi_0 = \arcsin\left(\frac{x_1 - x_0}{\sqrt{(x_0 - x_1)^2 + (y_0 - y_1)^2}}\right)$ - предполагаемое угловое расстояние между абонентами в

азимутальной плоскости; $\theta_1 = \arcsin\left(\frac{z'_1 - z'_0}{\sqrt{(x'_0 - x'_1)^2 + (y'_0 - y'_1)^2 + (z'_0 - z'_1)^2}}\right)$ - реальное

угловое расстояние между двумя абонентами в вертикальной плоскости;

$\varphi_1 = \arcsin\left(\frac{x'_1 - x'_0}{\sqrt{(x'_0 - x'_1)^2 + (y'_0 - y'_1)^2}}\right)$ - реальное угловое расстояние между абонентами в

азимутальной плоскости.

Исследование влияния погрешности задания метеорологических параметров на энергетический потенциал радиолинии

Ошибки в наведении луча $\Delta \theta = \theta_1 - \theta_0$ и $\Delta \varphi = \varphi_1 - \varphi_0$ приводят к снижению мощности принимаемого сигнала. Оценка потерь энергии в радиолинии в случае осесимметричной диаграммы направленности может быть получена с использованием соотношения:

$$\Delta G = \left(1 - (\Delta \xi^0 / \Delta \xi_{0,5})\right)^2, \quad (12)$$

где $\Delta \xi_{0,5}$ - ширина главного сечения диаграммы направленности антенны по половинной мощности.

С использованием полученных соотношений проведены исследования зависимости снижения мощности сигнала в канале сетей 5 G от погрешности задания метеорологических параметров в пунктах размещения абонентов. При проведении исследований полагалось, что для определения метеорологических параметров использовались устанавливаемые на мобильных объектах датчики: датчик температуры DS18B20 [19] с погрешностью измерения $\pm 0,2^\circ$, датчик давления MPL3115A2 [20] с погрешностью измерения $\pm 0,5$ мм рт.ст. и датчик влажности HiH-5031 [23] с погрешностью измерения $\pm 3\%$. Положение абонентов задавалось координатами: (19; 1.15; 0.15) и (19.15; 1.15; 0.18). Широта и долгота положений спутников полагалась неизменной и определялась координатами: (30; 3); (40, 60); (50; 120); (60, 180). Высота орбиты менялась и составляла либо 19100 км, либо 370 км.

На рис. 1, 2 приводятся рельефные графики снижения энергетического потенциала радиолинии для двух положений наземных абонентов, обусловленного ошибкой определения их взаимного положения вследствие погрешности определения метеорологических параметров. Результаты, показанные на

рис.1, соответствуют случаю смещения абонентов на расстояние 6,5 км, а на рис.2 – на 0,65 км. В обоих случаях полагалось, что высота орбиты спутников составляла 370 км.

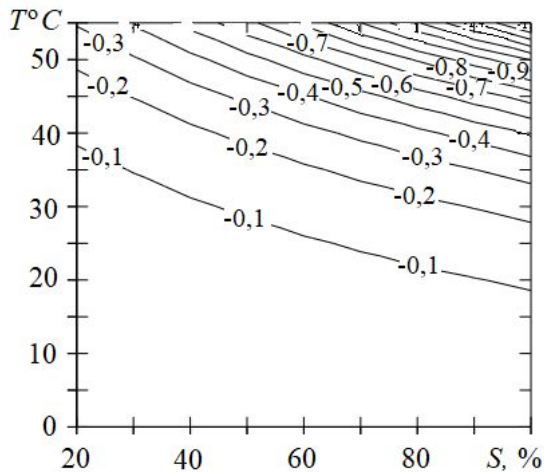


Рис. 1. Зависимость потерь энергии при изменении температуры и влажности в радиолинии при расположении абонентов на расстоянии 6,5 км и высоте орбиты 370 км.

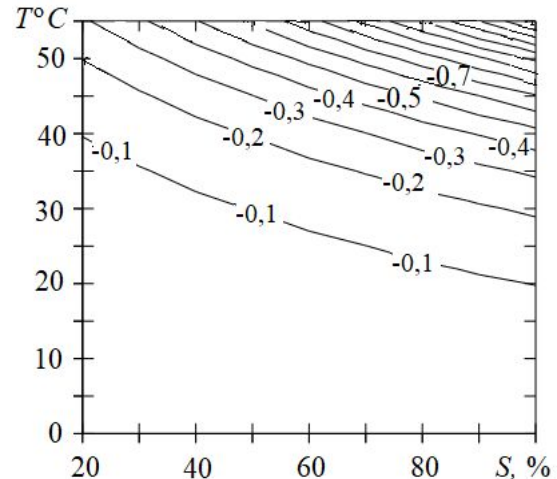


Рис. 2. Зависимость потерь энергии при изменении температуры и влажности в радиолинии при расположении абонентов на расстоянии 0,65 км и высоте орбиты 370 км.

Полученные результаты моделирования показали, что максимальные потери для высоты орбиты 370 км составили -1,8 дБ при смещении абонентов на расстояние 16 км и -1,5 дБ при 0,65 км. Увеличение высоты орбиты спутников приводит к снижению данных потерь до 0,15 дБ и 0,13 дБ соответственно.

Выводы

1. Анализ известных моделей распространения радиосигнала в тропосфере Земли показал, что для получения замкнутых выражений функций чувствительности к изменению каждого метеорологического параметра, обеспечивающей наиболее наглядный анализ влияния погрешности определения метеорологических факторов на энергетический потенциал радиолинии, может быть использована модель Саастамойнена.
2. Выполненное моделирование показало, что погрешности определения метеорологических данных могут приводить в сетях 5G к снижению энергетического потенциала радиолинии между двумя абонентами до 1,8 дБ.

ЛИТЕРАТУРА

1. Rappaport T.S., Xing Y., MacCartney G.R., Molisch A.F., Mellios E. and Zhang J. Overview of millimeter wave communications for fifth-generation (5G) wireless networks – With a focus on propagation models // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. vol. 65. no 12. Dec. 2017. pp. 6213-6230. doi: 10.1109/TAP.2017.2734243.
2. Ядровская М.В., Поркшеян М.В., Синельников А.А. Перспективы технологии интернета вещей // Advanced engineering research. 2021. Т. 21. № 2. С. 207-217. doi: 10.23947/2687-1653-2021-21-2-207-217.
3. Короткий А.А., Масленников А.А., Яковлева Д.А., Головкин И.В. Моделирование информационного обеспечения для оптимизации логистических задач в сфере транспорта с использованием программируемого имитатора контейнера-трансформера // Advanced engineering research. 2022. Т. 20. № 3. С. 311-316. doi: 10.23947/2687-1653-2020-20-3-311-316.
4. Харлан А.А., Биктимиров Ш.Н., Иванов А.Б. Перспективы развития глобальных спутниковых группировок связи в контексте формирования новых сервисов на рынке телекоммуникационных услуг // Космические исследования. 2021. Т.59. № 2. С. 165-174. doi: 10.31857/S0023420621020047.
5. Тихвинский В., Стрелец М. Перспективы создания спутникового сегмента 5G // Первая миля. 2018. № 1. С. 16-25.

6. Великанова Е.П., Ворошилин Е.П., Рогожников Е.В. Повышение точности оценки координат абонента системы мобильной связи посредством контроля за уровнем замирания сигнала в канале распространения // Известия Томского политехнического университета. Т. 321, № 5. С.199-204.
7. Затучный Д.А. Влияние динамических погрешностей измерения координат, ионосферных и тропосферных задержек на навигационные определения воздушных судов при помощи СРНС // Научный вестник МГТУ ГА. 2014. № 210. С. 129-130.
8. Бакулин М.Г., Варукина Л.А., Крейнделин В.Б. Технология ММО: принципы и алгоритмы. – М.: Горячая линия – Телеком, 2014. 244 с.
9. Subarina J.S., Zornoza J.M.J., Hernandez-Pajares M. GNSS data processing.V.1. Fundamentals and Algorithms. – Noordwijk: ESA Communications, 2013.
10. Антонович К.М. Использование спутниковых радионавигационных систем в геодезии. Т.1. Москва: ФГУП «Картоцентр», 2005.
11. Böhm J., Möller G., Schindelegger M., Pain G. and Weber R. Development of an improved empirical model for slant delays in the troposphere (GPT2w) / // GPS Solutions. 2015. Vol.15. P.433-441. doi: 10.1007/s10291-014-0403-7.
12. Landskron D. and Böhm J. VMF3/GPT3: refined discrete and empirical troposphere mapping functions // J. Geod. 2018. vol. 92. P. 349-360. doi: 10.1007/s00190-017-1066-2.
13. Вшивкова О.В. О высоте замены геодезической модели приземного слоя атмосферы статистической моделью при вычислении тропосферной задержки // Известия высших учебных заведений. Геодезия и аэрофотосъемка. 2016. № 1. С. 19-21.
14. Кашкин В.Б., Владимиров В.М., Клыков А.О. Зенитная тропосферная задержка сигналов ГЛОНАСС/GPS по спутниковым данным АТОВС // Оптика атмосферы и океана. 2014. Т.27. № 7. С. 615-621.
15. Захаров Ф.Н., Крутиков М.В. Сравнение точности оценки времени задержки навигационных сигналов при использовании различных моделей высотного профиля индекса преломления тропосферы // Доклады ТУСУРа. 2014. № 2(32). С. 7-12.
16. Валайтите А.А. Анализ точности оценки зенитных тропосферных задержек, полученных с помощью метода высокоточного абсолютного местоопределения // Труды МАИ. 2020. Вып. 110. URL: <http://trudymai.ru/15> (дата обращения: 20.09.2022).
17. Дембелов М.Г. Зенитная тропосферная задержка по данным GPS наблюдений и измерений радиометром водяного пара в пункте BADG (Бадары, Республика Бурятия) // Журнал радиоэлектроники. М.: 2021. - № 11. doi: 10.30898/1684-1719.2021.11.2.
18. Эйкхофф П. Основы идентификации систем управления. М.: Мир, 1975.
19. Глаголев М.В. Анализ чувствительности модели // Динамика окружающей среды и глобальные изменения климата. 2012. Т.3. № 3. С.31-53.
20. DS18B20/ Programming Resolution 1-Wire Digital Thermometer: URL:// <https://cdn.sparkfun.com/datasheets/Sensors/Temp/DS18B20.pdf> (дата обращения: 07.10.2022).
21. I²C Precision Altimeter: URL: <https://cdn.sparkfun.com/datasheets/Sensors/Pressure/MPL3115A2.pdf> (дата обращения: 07.10.2022).
22. HIH-5031-001: URL: <https://datasheetspdf.com/pdf/1022969/Honeywell/HIH-5031/1> (дата обращения: 07.10.2022).

РАСПРОСТРАНЕНИЕ П-ОБРАЗНОГО РАДИОИМПУЛЬСА В СЕЛЕКТИВНО ПОГЛОЩАЮЩЕЙ СРЕДЕ

Бухман Н.С., Куликова А.В.

Самарский государственный технический университет

nik3142@yandex.ru

kulikova20102010@mail.ru

Рассмотрено распространение импульса с прямоугольной огибающей, несущая частота которого близка к частоте одной из спектральных линий поглощения среды. Показано, что в случае сдвига несущей частоты сигнала относительно центра спектральной линии интерференция первичного и сигнала отклика способна приводить к значительным осцилляциям суммарного сигнала во времени.

Введение. Постановка задачи

В работе [1] получены общие соотношения для импульса, распространяющегося в селективно-поглощающей среде. В данной работе эти общие соотношения применяются для анализа распространения сигнала [2-12] с прямоугольной огибающей в селективно-поглощающей среде.

Полученная в [1] окончательная формула для огибающей $A(z, t)$ сигнала

$$E(z, t) = A(z, t) \exp(-i\omega_0 t) + A^*(z, t) \exp(i\omega_0 t) \text{ имеет вид}$$

$$A(z, t) = A^{(p)}(z, t) + A^{(a)}(\xi, t),$$

$$A^{(p)}(z, t) = A^{(0)}(t_s) \exp(ik_0 z),$$

$$A^{(a)}(\xi, t) = \exp(ik_0 z) \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\alpha_n(\xi)}{n!(n-1)! \tau_l^n} \int_{-\infty}^{t_s} (t_s - t_1)^{n-1} A^{(0)}(t_1) dt_1,$$

$$t_s(z, t) = t - \tau_v(z),$$

$$\tau_v(z) = z/c.$$

(1)

Здесь $E(z, t)$ - высокочастотный сигнал с частотой несущей ω_0 , $A(z, t)$ - его низкочастотная комплексная огибающая, z - протяженность трассы, $A^{(0)}(t) \equiv A(0, t)$ - огибающая в стартовой точке $z=0$, $k_0 = \omega_0/c$, $\xi \equiv \alpha_0 z$ - оптическая толщина слоя, α_0 - коэффициент поглощения (по амплитуде) в центре спектральной линии, функции $\alpha_i(\xi)$ определяются соотношениями

$$\alpha_1(\xi) = -\gamma_1 \xi, \quad \alpha_2(\xi) = -\gamma_2 \xi + \gamma_1^2 \xi^2, \quad \alpha_3(\xi) = -\gamma_3 \xi + 3\gamma_1 \gamma_2 \xi^2 - \gamma_1^3 \xi^3,$$

$$\alpha_4(\xi) = -\gamma_4 \xi + (4\gamma_1 \gamma_3 + 3\gamma_2^2) \xi^2 - 6\gamma_1^2 \gamma_2 \xi^3 + \gamma_1^4 \xi^4,$$

(2)

где для лоренцева профиля линии $\gamma_1 = 1, \gamma_2 = -2, \gamma_3 = 6, \gamma_4 = -24$, $\tau_l \equiv 2/\Delta\Omega_{1/2}$ - время когерентности спектральной линии ($\Delta\Omega_{1/2}$ - полная ширина спектральной линии на уровне 1/2 от максимума).

Результаты

Для анализа влияния ненулевой продолжительности сигнала во времени на возбуждаемое поле сначала рассмотрим распространение прямоугольного импульса, несущая частота которого совпадает с центральной частотой спектральной линии. Пусть временная зависимость сигнала в начальной точке $z = 0$ имеет вид прямоугольного импульса единичной амплитуды и длительности T_1 , то есть

$$A^{(0)}(t) = \begin{cases} 1, & t \in [0, T_1], \\ 0, & t \notin [0, T_1]. \end{cases} \quad (3)$$

Тогда ряд (1) можно переписать в виде ($\eta(x)$ - функция Хэвисайда)

$$A^{(a)}(\xi, t) = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\alpha_n(\xi)}{(n!)^2} \left[\left(\frac{t_s}{\tau_l} \right)^n \eta \left(\frac{t_s}{\tau_l} \right) - \left(\frac{t_s - T_1}{\tau_l} \right)^n \eta \left(\frac{t_s - T_1}{\tau_l} \right) \right]. \quad (4)$$

Результаты расчетов, проведенных для лоренцева форм-фактора спектральной линии с использованием формулы (3) при значении параметра $T_1 = 0,5\tau_l$, приведены на рис. 1. На этом рисунке по оси ординат отложена амплитуда сигнала A при различных значениях оптической толщины слоя $\xi = 0,5, 1, 2, 4, 6$. Сплошными линиями обозначены данные численного счета, а штриховой линией - результаты применения формулы (3). По большей части штриховые линии сливаются со сплошными, поэтому согласие аналитических и численных результатов при значениях параметра t_s / τ_l меньше или порядка единицы можно считать количественным.

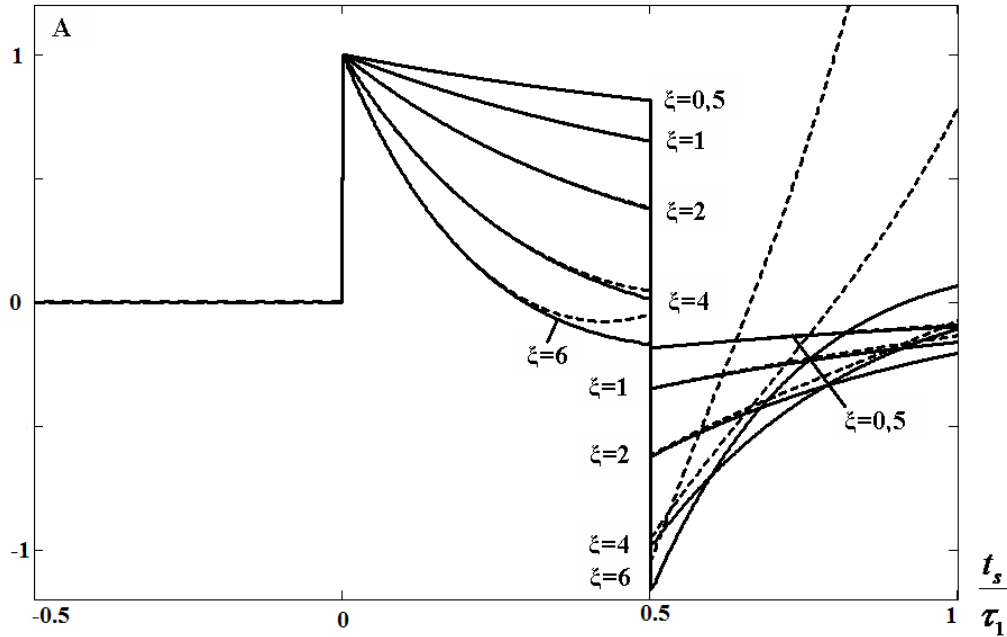


Рис. 1. Зависимость амплитуды сигнала от времени при различных значениях оптической толщины слоя вещества ξ (огibaющая первичного сигнала - прямоугольный импульс).

Отметим два любопытных обстоятельства. Во-первых, первичный сигнал (прямоугольный импульс) четко различим на фоне сигнала отклика, и их интерференция не приводит к осцилляциям суммарного сигнала во времени. Это связано с вещественностью комплексных огibaющих обоих сигналов и одинаковостью их несущей частоты. Во-вторых, темпы уменьшения сигнала отклика на фоне первичного сигнала почти такие же, как и по его окончании.

До сих пор мы отождествляли несущую частоту сигнала и частоту спектральной линии. Тем не менее предложенные оценки могут использоваться и для сигнала, частота несущей которого не совпадает с частотой линии, если только сдвиг несущей мал в сравнении с ее частотой (но не обязательно мал в сравнении с шириной спектра сигнала). В этом случае достаточно просто включить дополнительный фазовый множитель в выражение для комплексной огibaющей сигнала. Поэтому следующая серия расчетов (рис. 2-4) была проведена для изучения влияния сдвига несущей частоты сигнала относительно центральной частоты спектральной линии усиления. Пусть временная зависимость сигнала в начальной точке $z = 0$ имеет вид

$$E(t) = A_1^{(0)}(t) \exp(-i\omega_1 t) + A_1^{(0)*}(t) \exp(i\omega_1 t),$$

$$A_1^{(0)}(t) = \begin{cases} 1, & t \in [0, T_1], \\ 0, & t \notin [0, T_1], \end{cases} \quad (5)$$

$$\omega_1 = \omega_0 + \Delta\omega.$$

Ясно, что сигнал (4) - это прямоугольный импульс единичной амплитуды и длительности T_1 с частотой несущей ω_1 (которая не обязательно совпадает с центральной частотой линии усиления ω_0).

Для использования соотношений (1) необходимо ввести функцию $A^{(0)}(t)$ с помощью соотношения

$$A^{(0)}(t) = \begin{cases} \exp(-i\Delta\omega t), t \in [0, T_1], \\ 0, t \notin [0, T_1], \end{cases} \quad (6)$$

где $\Delta\omega = \omega_1 - \omega_0$ - сдвиг частоты несущей пакета относительно центра спектральной линии.

Теперь ряд (1) можно переписать в виде

$$A^{(a)}(\xi, t) = \sum_{n=1}^{\infty} \left\{ \left[\exp(-i\Delta\omega t) - \sum_{j=0}^{n-1} \frac{(-i\Delta\omega t)^j}{j!} \right] \eta(t) - \left[\exp(-i\Delta\omega t) - \exp(-i\Delta\omega T_1) \sum_{j=0}^{n-1} \frac{(-i\Delta\omega(t-T_1))^j}{j!} \right] \eta(t-T_1) \right\} \frac{\alpha_n(\xi)}{n!(-i\Delta\omega\tau_1)^n}. \quad (7)$$

Результаты расчетов, проведенных с использованием формулы (6) при значении параметров $T_1 = 0,5\tau_1$ и $\Delta\omega = 6\tau_1^{-1}$, приведены на рис.2. Аналогичные расчеты для случая $T_1 = 0,5\tau_1$ и $\Delta\omega = 18\tau_1^{-1}$ приведены на рис. 3, а для случая $T_1 = 0,5\tau_1$ и $\Delta\omega = 30\tau_1^{-1}$ - на рис. 4. На этих рисунках сплошными линиями обозначены данные численного счета, а штриховой линией - результаты применения формулы (6). Видно, что согласие аналитических и численных результатов при значениях параметра t_s / τ_1 меньше или порядка единицы можно считать количественным.

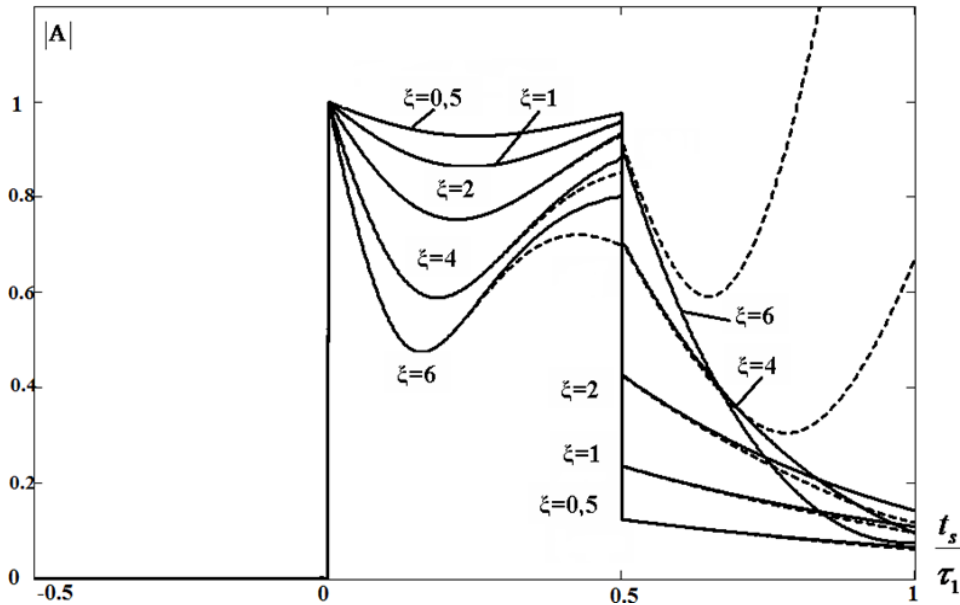


Рис. 2. Зависимость амплитуды сигнала от времени при различных значениях оптической толщины слоя вещества ξ (сдвиг несущей первичного сигнала $\Delta\omega = 6\tau_1^{-1}$).

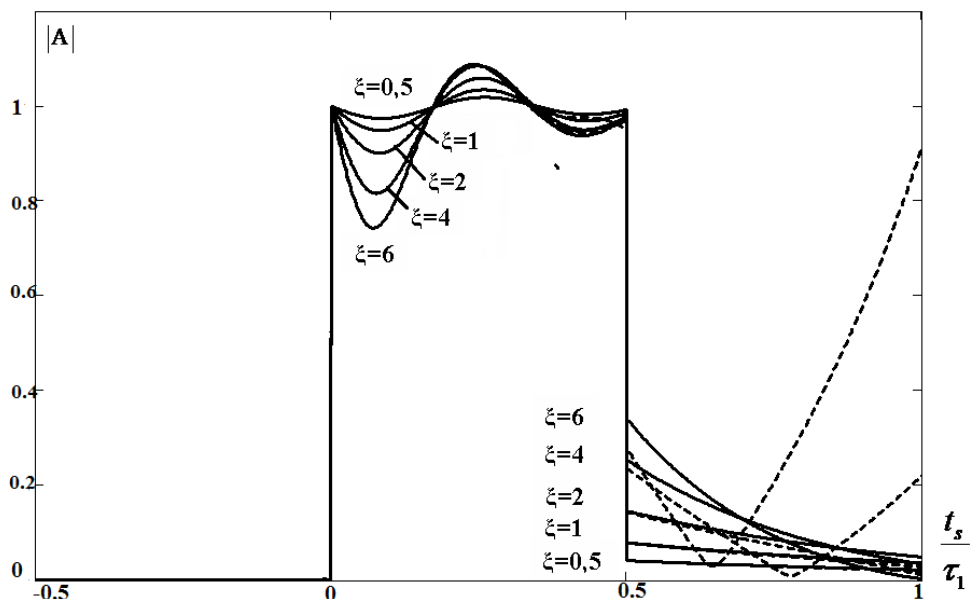


Рис. 3. Зависимость амплитуды сигнала от времени при различных значениях оптической толщины слоя вещества ξ (сдвиг несущей первичного сигнала $\Delta\omega = 18\tau_l^{-1}$).

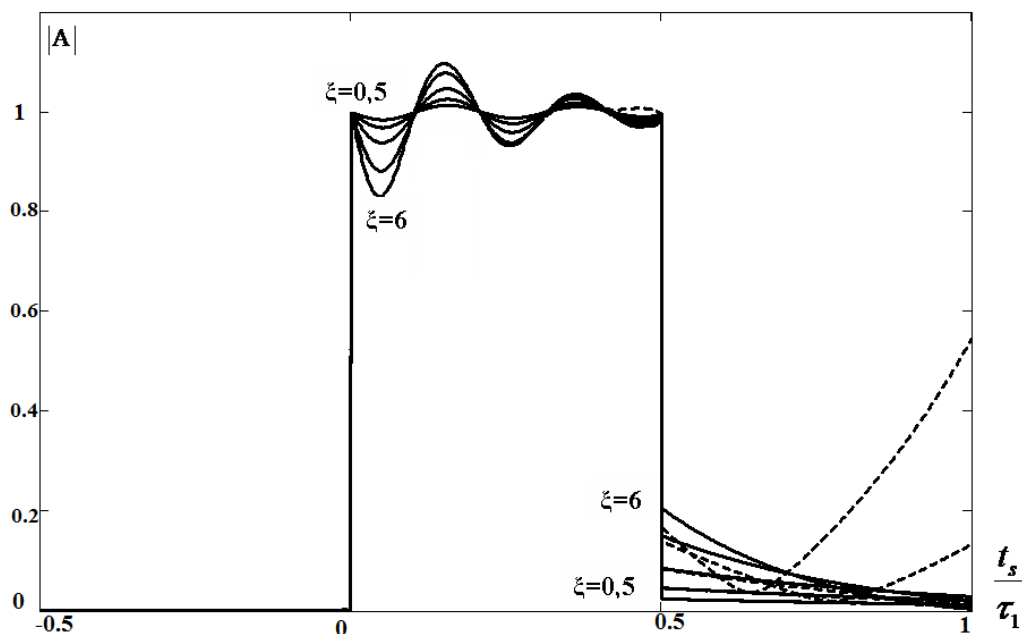


Рис. 4. Зависимость амплитуды сигнала от времени при различных значениях оптической толщины слоя вещества ξ (сдвиг несущей первичного сигнала $\Delta\omega = 30\tau_l^{-1}$).

Выводы

Основным выводом, который можно сделать из рассмотрения рис. 2-4, является вывод о том, что в случае сдвига несущей частоты сигнала относительно центра спектральной линии интерференции первичного сигнала и сигнала отклика способна приводить к значительным осцилляциям суммарного сигнала во времени. Убедиться в том, что речь действительно идет об интерференции, можно, заметив, что временные осцилляции возникают только в области, в которой первичный сигнал и сигнал отклика накладываются друг на друга (по окончании первичного сигнала осцилляций не наблюдается). Кроме того, частота осцилляций соответствует временному периоду биений первичного сигнала и сигнала отклика $\Delta\omega$, а их амплитуда падает в соответствии с амплитудой сигнала отклика. С этой точки

зрения не удивительно, что амплитуда осцилляций не превышает ни амплитуды первичного сигнала, ни амплитуды сигнала отклика.

ЛИТЕРАТУРА

1. Бухман Н.С., Куликова А.В. О переднем фронте сигнала, распространяющегося в селективно поглощающей среде I. Общие соотношения. // Научное обозрение. - М.: 2014. - №12-2. С.55-60
2. Sommerfeld A. Uber die Fortpflanzung des Lichtes in Dispergierenden Medien //Ann. Phys. vol. 44, no. 10. 1914. pp. 177–202.
3. Виноградова М.Б., Руденко О.В., Сухоруков А.П. Теория волн - М.: Наука, 1979.
4. Wan F., Wang L., Ji Q., and Ravelo B. Canonical transfer function of band-pass NGD circuit // IET Circuits, Devices Syst. vol. 13, no. 2, Mar. 2019. pp. 125–130. doi:10.1049/iet-cds.2018.5214
5. Wan F., Li N., Ravelo B., Ge J., and Li B. Time-domain experimentation of NGD active RC-network cell// IEEE Trans. Circuits Syst. II, Exp. Briefs. vol. 66, no. 4, Apr. 2019. pp. 562–566. doi:10.1109/TCSII.2018.2870836
6. Ravelo B. High-pass negative group delay RC-network impedance// IEEE Trans. Circuits Syst. II, Exp. Briefs. vol. 64, no. 9, Sep. 2017. pp. 1052–1056.
7. Ravelo, B., Lalléchére S., Thakur A., Saini A., and Thakur P. Theory and circuit modeling of baseband and modulated signal delay compensations with low-and band-pass NGD effects// Int. J. Electron. Commun. vol. 70, no. 9. Sep. 2016. pp. 1122–1127. doi:10.1016/j.aee.2016.05.009
8. Mitchell, M.W. and Chiao, R.Y. Causality and Negative Group Delays in a Simple Bandpass Amplifier// American Journal of Physics, vol. 66, 1998. pp 14-19. doi:10.1119/1.18813
9. Бухман Н.С. О принципе причинности и сверхсветовых скоростях распространения сигналов// Радиотехника и электроника. - М.: 2021. - Т. 66. - № 3. С.209-225
10. Бухман Н.С. О скорости распространения частотно-модулированного волнового пакета в диспергирующей поглощающей среде// Оптика и спектроскопия. 2004. - Т. 97. - № 1. С.123-130
11. Бухман Н.С. О связи между запаздывающим и опережающим появлением импульса на выходе оптической системы // Оптика и спектроскопия. 2004. - Т. 96. - № 4. С.687-693
12. Бухман Н.С., Куликова А.В. О характере дисперсии показателя преломления вблизи уединенной спектральной линии// Радиотехника и электроника. - М.: 2015. - Т. 60. - № 5. С.535-539

ОПРЕДЕЛЕНИЕ ПОБИТНОЙ ДОСТОВЕРНОСТИ РЕЗУЛЬТАТОВ ДЕМОДУЛЯЦИИ ФАЗОМАНИПУЛИРОВАННЫХ СИГНАЛОВ

Егоров В.В., Мингалев А.Н.

АО «Российский институт мощного радиостроения»

Получены выражения для побитной достоверности результатов демодуляции ФМ-сигналов на основе вычисления отношения правдоподобия и сегментарной декомпозиции ФМ-сигналов кратности 4 и выше. Показано, что для реализации операции вычисления побитной достоверности необходимо проводить статистический анализ распределения фазы информационного сигнала.

На сегодняшний день широкое распространение получили методы мягкого декодирования кодовых конструкций, позволяющие в значительной степени повысить достоверность передачи сообщений. Для реализации мягкого декодирования необходимо знать надёжность каждого бита сообщения.

Надёжность каждого информационного символа при приеме двухпозиционных ФМ (ОФМ) сигналов определяется путем использования отношения правдоподобия:

$$\Lambda_{0|1}(\varphi) = \frac{W(\varphi|0)}{W(\varphi|\pi)}, \quad (1)$$

где $W(\varphi|0)$, $W(\varphi|\pi)$ – условные плотности распределения фазы при условии, что начальная фаза (или разность фаз) имела соответствующее значение.

Будем считать условные плотности распределения фаз известными.

Тогда отношение вероятности события p_0 , заключающегося в том, что принятый бит действительно является «0» к вероятности события p_1 , заключающегося в том, что принятый бит действительно является «1», определяется выражением:

$$\frac{p_0}{p_1} = \frac{p_0}{1-p_0} = \Lambda_{0|1}(\varphi). \quad (2)$$

Осуществив следующие алгебраические преобразования получим

$$p_0 = \Lambda_{0|1}(\varphi) - p_0 \Lambda_{0|1}(\varphi) \quad (3)$$

Тогда выражение, характеризующее вероятность события, что символ действительно является «0» определяется выражением

$$p_0 = \frac{\Lambda_{0|1}(\varphi)}{1 + \Lambda_{0|1}(\varphi)}. \quad (4)$$

Соответственно, выражение для «1» имеет вид

$$p_1 = \frac{1}{1 + \Lambda_{0|1}(\varphi)}$$

Однако в случае приема многопозиционных ФМ (ОФМ) сигналов данная задача существенно усложняется. Так при приеме сигналов ФМ-4, при условии, что фазы (разности фаз) передаваемых символов принимают значения $\left\{0, \frac{\pi}{2}, \pi, \frac{3\pi}{2} \equiv -\frac{\pi}{2}\right\}$, возникают 3 отношения правдоподобия

$$\left\{ \begin{array}{l} \Lambda_{0|1}(\varphi) = \frac{W(\varphi|0)}{W(\varphi|\pi/2)}, \\ \Lambda_{0|2}(\varphi) = \frac{W(\varphi|0)}{W(\varphi|\pi)}, \\ \Lambda_{0|3}(\varphi) = \frac{W(\varphi|0)}{W(\varphi|3\pi/2)}. \end{array} \right. , \quad (5)$$

Учитывая отношения

$$\begin{cases} \frac{p_0}{p_1} = \Lambda_{0|1}(\varphi) \Rightarrow p_1 = \frac{p_0}{\Lambda_{0|1}(\varphi)}, \\ \frac{p_0}{p_2} = \Lambda_{0|2}(\varphi) \Rightarrow p_2 = \frac{p_0}{\Lambda_{0|2}(\varphi)}, \\ \frac{p_0}{p_3} = \Lambda_{0|3}(\varphi) \Rightarrow p_3 = \frac{p_0}{\Lambda_{0|3}(\varphi)}, \end{cases} \quad (6)$$

а также

$$\sum_{m=0}^3 p_m \equiv 1 \quad (7)$$

получим

$$p_0 \left(1 + \frac{1}{\Lambda_{0|1}(\varphi)} + \frac{1}{\Lambda_{0|2}(\varphi)} + \frac{1}{\Lambda_{0|3}(\varphi)} \right) = 1. \quad (8)$$

Тогда надежность символа «0», полученного с учетом значения фазы φ , т.е. апостериорная вероятность события, что символ «0» является истинным, определяется выражением

$$p_0 = \frac{1}{1 + \frac{1}{\Lambda_{0|1}(\varphi)} + \frac{1}{\Lambda_{0|2}(\varphi)} + \frac{1}{\Lambda_{0|3}(\varphi)}}. \quad (9)$$

Аналогично, апостериорные вероятности событий, что передавались символы «1», «2», «3» определяются соответствующими выражениями

$$\begin{cases} p_1 = \frac{\frac{1}{\Lambda_{0|1}(\varphi)}}{1 + \frac{1}{\Lambda_{0|1}(\varphi)} + \frac{1}{\Lambda_{0|2}(\varphi)} + \frac{1}{\Lambda_{0|3}(\varphi)}}, \\ p_2 = \frac{\frac{1}{\Lambda_{0|2}(\varphi)}}{1 + \frac{1}{\Lambda_{0|1}(\varphi)} + \frac{1}{\Lambda_{0|2}(\varphi)} + \frac{1}{\Lambda_{0|3}(\varphi)}}, \\ p_3 = \frac{\frac{1}{\Lambda_{0|3}(\varphi)}}{1 + \frac{1}{\Lambda_{0|1}(\varphi)} + \frac{1}{\Lambda_{0|2}(\varphi)} + \frac{1}{\Lambda_{0|3}(\varphi)}}. \end{cases} \quad (10)$$

Для определения надежности каждого бита представим символы «0»–«3» в двоичной форме в соответствии с сигнальным созвездием рис. 1.

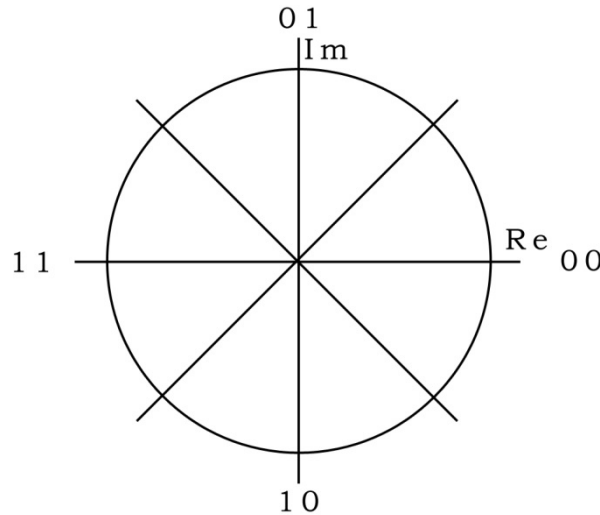


Рис. 1. Сигнальное созвездие сигнала ФМ-4

Таким образом: «0» – «00», «1» – «01», «2» – «11», «3» – «10».

Тогда вероятность того, что первый бит символа действительно является равным «0», будет определяться выражением

$$P_{(bit1=0)} = p_0 + p_1, \quad (11)$$

напротив

$$P_{(bit1=1)} = p_2 + p_3. \quad (12)$$

Аналогично, вероятность события, что второй бит символа действительно равен «0» есть

$$P_{(bit2=0)} = p_0 + p_3, \quad (13)$$

соответственно

$$P_{(bit2=1)} = p_1 + p_2. \quad (14)$$

Аналогичные выражения для надежности каждого бита многопозиционного ФМ или ОФМ символа могут быть получены для ОФМ-8 и ОФМ-16. Очевидно, что для практической реализации разработанного метода определения надежности каждого принятого канального бита необходимо иметь аналитические выражения плотности распределения фаз в радиоканале для текущего интервала демодуляции, которые могут быть получены путём статистической обработки выборки фаз методами, приведёнными в [4]. Плотности распределения фаз должны определяться в процессе обработки информационных сигналов на интервалах квазистационарности канала связи путём разделения плотностей распределения фазы около каждой разрешённой позиции.

Результаты демодуляции с оценкой достоверности каждого принятого бита сообщения могут быть использованы для осуществления операции мягкого декодирования, например, при декодировании турбокодов, а также при осуществлении разнесённого приёма, когда каждый бит сообщения повторяется по нескольким независимым каналам.

ЛИТЕРАТУРА

1. Rao K.D. Channel Coding Techniques for Wireless Communications. New Delhi: Springer, 2015.
2. Tomlinson M., Tjhai C.J., Ambroze M.A. Ahmed M., Jibril M. Error-Correction Coding and Decoding. Cham: Springer, 2017.
3. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. – М.: Издательский дом «Вильямс», 2003.
4. Mardia K.V., Jupp P.E. Directional Statistics. John Wiley & Sons, Inc, 2000.

РЕКУРСИВНЫЕ ФИЛЬТРЫ С КОНЕЧНОЙ ИМПУЛЬСНОЙ ХАРАКТЕРИСТИКОЙ

Егоров В.В., Мингалев А.Н.

АО «Российский институт мощного радиостроения»

Рассматривается подход к синтезу рекурсивных фильтров с конечной импульсной характеристикой. Показано, что путём формальных действий с передаточной функцией видеоимпульса удаётся получить выражения для рекурсивных фильтров с конечной импульсной характеристикой достаточно общего вида. Проводится сравнение по объёму вычислительных затрат рекурсивных фильтров и алгоритмов скользящего суммирования.

В задачах цифровой обработки сигналов широко используются фильтры с конечной импульсной характеристикой (КИХ), обладающие рядом преимуществ по сравнению с фильтрами с бесконечной импульсной характеристикой (БИХ). Обычно КИХ-фильтры реализуются в виде нерекурсивного фильтра, а БИХ-фильтры – в виде рекурсивного [1]. Для практического применения в задачах цифровой обработки сигналов длина импульсной характеристики КИХ-фильтров должна быть достаточно значительной, что связано с большим объёмом вычислений для получения каждого отсчёта выходного сигнала. Вместе с тем в литературе [2] приводятся примеры вычисления отсчётов КИХ-фильтров, реализующих скользящее суммирование в рекурсивной форме. Поэтому достаточно перспективным представляется подход, основанный на рекурсивной реализации КИХ фильтров более общего вида.

Так традиционная задача вычисления скользящего среднего, задаваемого выражением:

$$y_k = \sum_{l=0}^{n-1} x_{k-l},$$

легко может быть реализована в виде известного рекурсивного алгоритма [1]:

$$y_k = y_{k-1} + x_k - x_{k-n}.$$

Этот же результат можно получить путем свёртки последовательности x_k и импульсной характеристики, задаваемой выражением:

$$h_k = \begin{cases} 1, & k < n \\ 0, & k \geq n \end{cases}$$

Тогда выражение для дискретной передаточной функции цифрового фильтра может быть получено путем Z-преобразования импульсной характеристики и суммирования членов геометрической прогрессии:

$$H(z) = \sum_{k=0}^{n-1} z^{-k} = \frac{z^{-n} - 1}{z^{-1} - 1}. \quad (1)$$

По аналогии можно получить выражения передаточной функции, если отсчеты импульсной характеристики представляют собой отсчеты экспоненты:

$$H(z) = \sum_{k=0}^{n-1} z^{-k} \cdot a^k = \frac{z^{-n} \cdot a^n - 1}{z^{-1} \cdot a - 1}. \quad (2)$$

На основе выражения (1) удаётся, используя свойства Z-преобразования и свертки, получить рекурсивные алгоритмы для ряда практически значимых случаев. Так свертка видеоимпульса длиной n с другим видеоимпульсом длиной m может быть получена путём перемножения Z-преобразований импульсных характеристик двух видеоимпульсов:

$$H_y(z) = \left(\frac{z^{-n} - 1}{z^{-1} - 1} \right) \left(\frac{z^{-m} - 1}{z^{-1} - 1} \right) = \frac{z^{-(n+m)} - z^{-n} - z^{-m} + 1}{z^{-2} - 2z^{-1} + 1}.$$

Тогда рекурсивная реализация цифрового фильтра с такой передаточной функцией на основе полученной передаточной функции можно записать в виде выражения:

$$y_k = y_{k-n} + y_{k-m} - y_{k-(n+m)} + x_k - 2x_{k-1} + x_{k-2}.$$

Соответственно, импульсная характеристика цифрового фильтра с передаточной функцией $H_y(z)$ имеет вид:

$$h_k = \begin{cases} k + 1, & k < \min(n, m) \\ \min(n, m), & \min(n, m) \leq k \leq (n + m) - 1 \\ \min(n, m) - 1 - k, & (n + m) \leq k < \min(n, m) + (n + m) - 1 \\ 0, & k > \min(n, m) + n + m \end{cases}$$

Аналогично могут быть получены выражения рекурсивной фильтрации для импульсной характеристики, представляющей собой сплайн более высокого порядка.

Для радиотехнической практики представляют интерес модулированные гармонические сигналы. Алгоритм фильтрации для фильтра с импульсной характеристикой в виде видеоимпульса с гармоническим наполнением, можно получить по аналогии вышеприведённым подходом. В этом случае импульсная характеристика цифрового фильтра может быть представлена в виде отсчётов комплексного гармонического колебания:

$$h_k = e^{i\omega k \Delta t} = w^k, \quad (3)$$

где ω – частота гармонического колебания, Δt – частота дискретизации, $w = e^{i\omega \Delta t}$.

Выражение для дискретной передаточной функции цифрового фильтра, характеризуемого выражением (3), может быть получено путем Z-преобразования h_k и последующего суммирования членов геометрической прогрессии:

$$H(z) = \sum_{k=0}^{n-1} z^{-k} w^k = \frac{z^{-n} w^n - 1}{z^{-1} w - 1}. \quad (3)$$

Тогда уравнение фильтрации будет иметь вид:

$$y_k = y_{k-1} w + x_k - x_{k-n} w^n.$$

Полученное выражение представляет интерес для быстрого вычисления текущей спектральной составляющей на заданной гармонике. Для полигармонического сигнала вычисление текущего спектра сводится к вычислению спектральных составляющих в соответствии с полученным выражением.

Одной из часто используемых в классических методах спектрального анализа операций, является обработка с помощью оконных функций. В этом случае задача определения текущей спектральной составляющей на частоте ω может быть выполнена путём фильтрации с импульсной характеристикой вида:

$$h_k = c_k e^{i\omega k \Delta t} = c_k w^k.$$

Передаточная функция цифрового фильтра с такой импульсной характеристикой конечной длины для ряда практически важных случаев может быть получена в виде дробно-рационального выражения. Поскольку для большинства известных окон коэффициенты c_k содержат гармоническую составляющую с частотой гораздо меньше частоты гармонического наполнения ω , рассмотрим случай, когда коэффициенты окна определяются выражением:

$$c_k = \cos(ak).$$

Передаточная функция цифрового фильтра с такой импульсной характеристикой может быть представлена в виде:

$$H(z) = \sum_{k=0}^{n-1} z^{-k} w^k c_k.$$

Представим c_k в виде $c_k = \frac{v^k + v^{-k}}{2}$, где $v^k = e^{iak}$. Тогда передаточная функция может быть представлена в виде:

$$H(z) = \frac{1}{2} \sum_{k=0}^{n-1} z^{-k} w^k v^k + \frac{1}{2} \sum_{k=0}^{n-1} z^{-k} w^k v^{-k}.$$

Используя соотношение (3) получим выражение для передаточной функции:

$$H(z) = \frac{1}{2} \left(\frac{z^{-n} (wv)^n - 1}{z^{-1} wv - 1} + \frac{z^{-n} (wv^{-1})^n - 1}{z^{-1} wv^{-1} - 1} \right).$$

Выполнив алгебраические преобразования, получим выражение для передаточной функции цифрового фильтра в следующем виде:

$$H(z) = \frac{z^{-(n+1)}w^{n+1} \cos(\alpha(n+1)) - z^{-n}w^n \cos(\alpha n) - zw \cos(\alpha) + 1}{z^{-2}w^2 - 2z^{-1}w \cos(\alpha) + 1}$$

Тогда уравнение фильтрации можно записать в следующем виде:

$$y_k = 2y_{k-1}w \cos(\alpha) - y_{k-2}w^2 + x_{k-(n+1)}w^{n+1} \cos(\alpha(n+1)) - x_{k-n}w^n \cos(\alpha n) - x_{k-1}w \cos(\alpha) + x_k$$

По аналогии можно получить выражение для передаточной функции для случая, когда импульсная характеристика цифрового фильтра является периодической, например, для меандра, имеющего импульсную характеристику:

$$h_l = \begin{cases} 1, & kn \leq l \leq (k+1)n, \quad k - \text{чётное} \\ -1, & kn \leq l \leq (k+1)n, \quad k - \text{нечётное} \end{cases}$$

Выражение для дискретной передаточной функции цифрового фильтра с вышеприведенной импульсной характеристикой получим путем её Z – преобразования. Выполнив алгебраические преобразования, получим аналитическое выражение для передаточной функции в дробно-рациональной форме:

$$H(z) = \sum_{l=0}^{Ln-1} h_l z^l = \sum_{l=0}^{n-1} z^l - \sum_{l=n}^{2n-1} z^l + \sum_{l=2n}^{3n-1} z^l - \sum_{l=3n}^{4n-1} z^l + \dots + \sum_{l=(L-1)n}^{Ln-1} z^l = \left(\frac{z^n - 1}{z - 1} \right) \left(\frac{z^{NL} + 1}{z^N + 1} \right) = \frac{z^{(N+1)L} - z^{NL} + z^N - 1}{z^{N+1} - z^N + z - 1}$$

Полученной передаточной функции соответствует следующее уравнение фильтрации:

$$y_k = -y_{k-N-1} + y_{k-N} - y_{k-1} + x_{k-(N+1)L} - x_{k-NL} + x_{k-N} - x_k$$

Меандры часто используются для установления тактовой синхронизации, при этом точность синхронизации повышается с увеличением длительности импульсной характеристики согласованного фильтра. Полученное выражение не зависит от длительности импульсной характеристики, поэтому объём вычислений также не зависит от длины меандра, что позволяет использовать более длинные импульсные характеристики. Использование полученного выражения позволяет на порядки сократить объём вычислений. Однако, при этом объём оперативной памяти ЭВМ, используемый для реализации рекурсивного алгоритма, увеличивается по сравнению с прямым вычислением скользящего среднего.

По аналогии можно получить дискретные передаточные функции для достаточно широкого класса КИХ фильтров, в частности отрезков пилообразных функций, степенных полиномов и сплайнов, тригонометрических функций и т.д. Особенностью рекурсивных алгоритмов КИХ фильтров является тот факт, что степень полинома числителя передаточной функции выше степени полинома знаменателя.

Приведенные алгоритмы позволяют существенно упростить решение таких задач как тактовая синхронизация, автоматическая подстройка частоты и т.д.

Реализация КИХ фильтров в рекурсивной форме позволяет на порядок и более сократить объём вычислений по сравнению с непосредственной реализацией КИХ фильтров в форме взвешенного скользящего суммирования.

КИХ-фильтры в рекурсивной форме могут быть также эффективно использованы при обработке псевдослучайных сигналов согласованными фильтрами. В этом случае выигрыш в объёме вычислений достигается за счёт рекуррентной фильтрации отрезков сигнала с неизменяющейся фазой.

ЛИТЕРАТУРА

1. Лайонс Р. Цифровая обработка сигналов. – М.: Бином, 2006.
2. Куприянов М.С., Матюшкин Б.Д. Цифровая обработка сигналов: процессоры, алгоритмы, средства проектирования. – СПб.: Политехника, 1998.
3. Сергиенко А.Б. Цифровая обработка сигналов. – СПб.: Питер, 2007.

РАЗРЕШЕНИЕ ПО ДОПЛЕРОВСКОЙ ЧАСТОТЕ ПРИ ОБРАБОТКЕ РАДИОСИГНАЛОВ

Клочко В.К.¹, Ву Б.Х.¹

¹Рязанский государственный радиотехнический университет. В.Ф. Уткина
klochkovk@mail.ru

Цель излагаемого в докладе подхода заключается к повышению эффективности работы системы позиционирования радиоприемников при обработке радиосигналов от подвижных источников в условиях помех. Предлагается повысить эффективность обнаружения источников за счет расположения определенным образом приемников, согласованной работы приемопередающей станции и вспомогательных приемников при обработке спектров доплеровских частот принятых сигналов с использованием алгебраических критериев. При этом оценивается число источников, их пространственные координаты и векторы скорости движения. Результаты применимы в радиосистемах охраны малых территорий

Введение

При разработке систем пеленгации движущихся источников радиосигналов [1, 2] актуальна задача повышения точности пеленгации за счет повышения разрешающей способности по доплеровской частоте. В теории обработки радиосигналов известен ряд аналитических методов сверхразрешения по угловым координатам и доплеровской частоте в одном радиоприемнике, например, MUSIC, Кейпона, Писаренко, Прони и др. [3, 4]. Однако эти методы требуют определенных условий применения и дополнительных вычислительных затрат на реализацию. В работе в качестве альтернативы аналитическим методам сверхразрешения предлагается подход [5], основанный на использовании совместно с приемопередающей станцией нескольких (от двух и более) вспомогательных приемников. Положительный эффект повышения разрешения по доплеровской частоте достигается за счет расположения определенным образом приемников, согласованной работы приемопередающей станции и вспомогательных приемников при обработке спектров доплеровских частот принятых сигналов на основе алгебраических критериев. Такой подход позволяет находить оценки пространственных координат и векторов скоростей близко расположенных подвижных источников.

Рассматривается многопозиционная полуактивная радиосистема наблюдения за маловысотными подвижными источниками. Система наблюдения состоит из одной приемопередающей радиостанции и нескольких (двух и более) доплеровскими радиоприемников с антенными решетками (АР), взаимно ориентированными в единой прямоугольной системе координат и принимающими сигналы отражения в радиодиапазоне длин волн на малых дальностях.

Модель сигнала

Модель принимаемого сигнала в q -м приемном элементе АР k -го приемника ($k = \overline{1, n}$, n – число приемников) от одного точечного источника отражения в комплексной (аналитической) форме имеет вид [6]:

$$\dot{s}_{qk}(t) = A_{0k} e^{j\psi_{qk}}, \quad q = \overline{1, Q},$$

$$A_{0k} = \gamma U_{0k} \dot{G}_k(\varphi, \theta), \quad \psi_{qk} = \omega_0(t - \tau_{qk}) + \xi_q, \quad t \geq t_0, \quad (1) \text{ где}$$

в составе A_{0k} : γ – мультипликативный шум; $U_{0k} = U_0(r_k, N_0)$ – амплитуда сигнала, зависящая от дальности r_k и мощности передатчика N_0 ; $\dot{G}_k(\varphi, \theta)$ – диаграмма направленности k -й антенны, зависящая от угловых координат азимута φ и угла места θ источника в k -й антенной системе координат. В составе фазы ψ_{qk} : j – мнимая единица; ω_0 – несущая круговая частота; $\xi_q = \phi_0 + \eta_q$ –

случайная величина, зависящая от начальной фазы ϕ_0 и фазового шума η_q в q -м канале; τ_{qk} – время прихода отраженного сигнала в q -й приемный элемент АР k -го приемника; Q – число приемных каналов.

Величина τ_{qk} в k -м приемнике для точечного объекта, движущегося в текущий момент времени t с вектором скорости \vec{v} , имеет вид

$$\tau_{qk} = (r_1 + r_k + \delta_{qk} + (\text{пр}\vec{v} + \text{пр}\vec{v}) \cdot t) / c = (r_1 + r_k + \delta_{qk} + (v_{r_1} + v_{r_k}) \cdot t) / c, \quad k = \overline{1, n}, \quad (2)$$

где δ_{qk} отклонение (с определенным знаком) фронта волны отраженного сигнала, достигшего центра q -го приемного элемента k -го приемника, по сравнению с центром АР; $\vec{a}_k = (a_{kx}, a_{ky}, a_{kz})$ – орт вектора направления на источник от k -го приемника; $\text{пр}\vec{v} = (\vec{v}, \vec{a}_k) = v_{rk}$ – отрицательная проекция вектора \vec{v} скорости источника на направление \vec{a}_k при его движения в сторону k -го приемника, выраженная через скалярное произведение векторов \vec{v} и \vec{a}_k ; c – скорость света.

С учетом (2) выражение фазы (1) запишется как

$$\psi_{qk} = \omega_0 [1 - (v_{r_1} + v_{r_k}) / c] \cdot t - 2\pi(r_1 + r_k + \delta_{qk}) / \lambda + \xi_q, \quad k = \overline{1, n}, \quad (3)$$

где учтено $\omega_0 = 2\pi f_0 = 2\pi c / \lambda$.

После перехода на промежуточную частоту $\omega_{np} \ll \omega_0$ и дискретизации по времени выражение (3) с учетом доплеровского сдвига частоты $\omega_{ok} = -\omega_0(v_{r_1} + v_{r_k}) / c$ принимает вид

$$\psi_{qkj} = (\omega_{np} + \omega_{ok}) \cdot t_j - 2\pi(r_1 + r_k) / \lambda - 2\pi\delta_{qk} / \lambda + \xi_q, \quad j = \overline{1, L}, \quad (4)$$

где t_j – дискретные отсчеты времени; L – длина временной последовательности.

Определение направлений на источники

Величина δ_{qk} в (4) содержит информацию о координатах орта \vec{a}_k вектора направления на источник. Орт \vec{a}_k представлен как

$$\vec{a}_k = (a_{kx}, a_{ky}, a_{kz}) = (X_k, Y_k, Z_k) / r_k, \quad a_{kz} = \sqrt{1 - a_{kx}^2 - a_{ky}^2}, \quad (5)$$

где X_k, Y_k, Z_k – пространственные координаты источника в антенной прямоугольной системе координат k -го приемника.

Приемные элементы АР располагаются на плоскости антенны в точках с координатами (x_q, y_q) , которые описываются радиус-векторами $\vec{m}_q = (x_q, y_q, 0)$, тогда

$$\delta_{qk} = \text{пр}_{\vec{a}_k} \vec{m}_q = (\vec{m}_q, \vec{a}_k) = x_q \cdot a_{kx} + y_q \cdot a_{ky}. \quad (6)$$

При переходе к частотному спектру выделяются i -е спектральные составляющие в q -х каналах, амплитуды которых во всех Q каналах превышают порог обнаружения полезного сигнала ($i = \overline{1, m_k}$, m_k – число таких составляющих в k -м приемнике). Фазы выделенных составляющих имеют вид

$$\psi_{qki} = -2\pi(r_1 + r_k) / \lambda - 2\pi\delta_{qki} / \lambda + \xi_q, \quad k = \overline{1, n}, \quad i = \overline{1, m_k}, \quad (7)$$

При вычитании фаз (7) разных q -х каналов исключаются те величины, которые не зависят от q . Тогда на основе разностей $\Delta\psi_{qki}$ с учетом (6) находятся оценки координат $\hat{a}_{kxi}, \hat{a}_{kyi}, \hat{a}_{kzi} = \sqrt{1 - \hat{a}_{kxi}^2 - \hat{a}_{kyi}^2}$, $k = \overline{1, n}$, ортов \vec{a}_{ki} направлений на i -е источники со стороны k -х приемников с точностью до ошибок разностей $\Delta\xi_q$.

Критерий обнаружения полезных сигналов

В качестве критерия обнаружения полезных сигналов принимается правило сопряжения групп векторов, то есть их направления на одни и те же источники. Пусть n векторов $\vec{a}_1, \vec{a}_2, \dots, \vec{a}_n$ выбраны правильно по направлению на один и тот же источник в n приемниках. Установим парную связь между первым и k -ми векторами ($k = \overline{2, n}$) в единой прямоугольной системе координат $OXYZ$ в матричной форме:

$$r_1 a'_1 = (b_k - b_1) + r_k a'_k + e_{1k}, \quad k = \overline{2, n}, \quad (8)$$

где $a'_k = H_k a_k$, $k = \overline{1, n}$, H_k – 3×3 -матрицы ворота осей k -й антенной системы координат по отношению к общей системе; a_k – 3×1 -векторы-столбцы координат ортов; b_k – базовые векторы, соединяющие центр единой системы с центрами антенных систем координат; e_{1k} – 3×1 -векторы-столбцы ошибок сопряжения указанных пар векторов.

Критерием сопряжения пар векторов a'_1 и a'_k , $k = \overline{2, n}$, в указанной группе n векторов будет сумма квадратов норм векторов ошибок:

$$J_{1k} = \|e_{1k}\|^2 = \sum_{k=2}^n (r_1 a'_1 - \Delta b_{1k} - r_k a'_k)^T (r_1 a'_1 - \Delta b_{1k} - r_k a'_k), \quad k = \overline{2, n}. \quad (9)$$

где $\Delta b_{12} = b_2 - b_1$; $\Delta b_{13} = b_3 - b_1$; T – символ транспонирования.

Из необходимого условия существования экстремума функции (9)

$$dJ/dr_k = 0 \Rightarrow 2(r_1 a'_1 - \Delta b_{1k} - r_k a'_k)^T (-a'_k) = 0, \quad k = \overline{2, n},$$

с учетом $a_k'^T a'_k = 1$ находятся оценки дальностей \hat{r}_k :

$$\hat{r}_k = a_k'^T (r_1 a_1 - \Delta b_{1k}), \quad k = \overline{2, n}, \quad (10)$$

удовлетворяющие достаточному условию минимума (10): $d^2 J / dr_k^2 = 2a_k'^T a'_k = 2 > 0$, $k = \overline{2, n}$.

Оценки $\hat{r}_2, \dots, \hat{r}_n$ подставим в выражение показателя сопряжения (9). Полученное его значение \hat{J}_{1k} характеризует правильность сопряжения пар векторов в данной их комбинации a'_1, a'_2, \dots, a'_n . Для исключения векторов a_k , $k \in \{2, 3, \dots, n\}$, полученных в k -х приемниках вследствие приема ложных сигналов (помех) отражения от источников, расположенных вне зоны видимости передающей станции (вне элемента дальности r_1), наложим ограничение на величину показателя (9) в виде порога γ , выбираемого эмпирически.

В группе векторов a'_1, a'_2, \dots, a'_n для всех пар a'_1, a'_k , $k = \overline{2, n}$, должно выполняться условие

$$\hat{J}_{1k} \leq \gamma, \quad k = \overline{2, n}. \quad (11)$$

В противном случае, если хотя бы одно из неравенств (11) не выполняется, группа считается ложной. Группы $\{a'_1, a'_2, \dots, a'_n\}_s$, прошедшие через порог γ и отнесенные к разным источникам, где s – номер группы, могут иметь общие векторы (пересекаться). Это связано с тем, что в силу разного пространственного расположения приемников объекты, имеющие близкие векторы скорости, в отдельных приемниках могут восприниматься как один объект на одной доплеровской частоте и с одним направляющим вектором, а в других приемниках – как два объекта, различимые на двух доплеровских частотах и имеющие два направляющих вектора.

Для обнаружения числа объектов предлагается следующее правило.

1. Из всех s -х групп $\{a'_1, a'_2, \dots, a'_n\}_s$, прошедших через порог, выбирается группа с наименьшим значением суммарного показателя $\hat{J} = \sum_{k=2}^n \hat{J}_{1k}$. Запоминаются соответствующие выбранной группе доплеровские частоты $\{f_1, f_2, \dots, f_n\}_s$. Группы, частично пересекающиеся с выделенной, то есть имеющие допустимое общее число n_{\min} векторов, $1 \leq n_{\min} \leq n-1$, сохраняются для дальнейшего

рассмотрения. Группы, не удовлетворяющие этому условию (число пересечений превышает n_{\min}), исключаются из дальнейшего рассмотрения. Число n_{\min} выбирается эмпирически.

2. Из оставшихся групп выбирается вторая с наименьшим значением показателя \hat{J} и исключаются группы, имеющие с выбранной более n_{\min} общих векторов. Запоминаются соответствующие доплеровские частоты.

3. Процедура повторяется до тех пор, пока не получится пустое множество оставшихся групп. Число m выбранных частично пересекающихся групп принимается за оценку числа обнаруженных объектов.

4. Для каждой выбранной группы векторов a'_1, a'_2, \dots, a'_n находятся векторы оценок пространственных координат объекта $\hat{M}_1 = \hat{r}_1 a'_1, \hat{M}_2 = \hat{r}_2 a'_2, \dots, \hat{M}_n = \hat{r}_n a'_n$ в антенных системах координат приемников и усредняются при пересчете в общую систему координат.

Нахождение вектора скорости

Для каждой выделенной группы векторов a'_1, a'_2, \dots, a'_n и запомненных соответствующих доплеровских частот f_1, f_2, \dots, f_n определим координаты вектора скорости источника. Для этого запишем выражение доплеровской частоты в k -х приемниках:

$$\omega_{\partial k} = -\omega_0(v_{r_1} + v_{r_k})/c = -2\pi(v_{r_1} + v_{r_k})/\lambda \quad \text{или} \quad f_{\partial k} = -(v_{r_1} + v_{r_k})/\lambda, \quad k = \overline{1, n}, \quad (12)$$

и выразим проекции скорости через скалярные произведения векторов, взятые в общей системе координат:

$$\lambda f_{\partial k} = (\vec{v}, \vec{a}'_1) + (\vec{v}, \vec{a}'_k) = (\vec{v}, \vec{a}'_1 + \vec{a}'_k), \quad k = \overline{1, n}. \quad (13)$$

Систему уравнений (12) запишем в координатной форме

$$\lambda f_{\partial k} = v_x(a'_{1x} + a'_{kx}) + v_y(a'_{1y} + a'_{ky}) + v_z(a'_{1z} + a'_{kz}), \quad k = \overline{1, n}. \quad (14)$$

В частном случае $n = 3$ система уравнений (14) записывается в матричной форме

$$A \cdot V = \lambda F \Leftrightarrow \begin{bmatrix} 2a'_{1x} & 2a'_{1y} & 2a'_{1z} \\ a'_{1x} + a'_{2x} & a'_{1y} + a'_{2y} & a'_{1z} + a'_{2z} \\ a'_{1x} + a'_{3x} & a'_{1y} + a'_{3y} & a'_{1z} + a'_{3z} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_x \\ v_y \\ v_z \end{bmatrix} = \lambda \begin{bmatrix} f_{\partial 1} \\ f_{\partial 2} \\ f_{\partial 3} \end{bmatrix}. \quad (15)$$

Методом обратной матрицы находим оценку вектора скорости

$$\hat{V} = \lambda A^{-1} F. \quad (16)$$

В общем случае n приемников ($n > 3$) матрица A и вектор F в (15) будут содержать по n строк, а оценка вектора скорости с учетом ошибок измерения доплеровской частоты найдется по критерию минимума суммы квадратов этих ошибок (методом наименьших квадратов) как

$$\hat{V} = \lambda (A^T A)^{-1} A^T F. \quad (17)$$

В частном случае $n = 3$ формула (17) сводится к (16).

Подход к повышению разрешения по доплеровской частоте

Рассмотрим случай одного передатчика и одного приемника ($n = 2$). Пусть два объекта A и B находятся в одном элементе разрешения дальности r_1 и имеют векторы скорости \vec{v}_A и \vec{v}_B . Вектор \vec{v}_A направлен в сторону передатчика ($\vec{v}_A \parallel \vec{a}_1$), а вектор \vec{v}_B составляет с вектором \vec{v}_A небольшой угол $\Delta\alpha$. Объект A в первом и втором приемниках дает доплеровские частоты $f_{A1} = (\vec{v}_A, \vec{a}'_1 + \vec{a}'_1)/\lambda$ и $f_{A2} = (\vec{v}_A, \vec{a}'_1 + \vec{a}'_2)/\lambda$. Объект B в первом и втором приемниках дает доплеровские частоты $f_{B1} = (\vec{v}_B, \vec{a}'_1 + \vec{a}'_1)/\lambda$ и $f_{B2} = (\vec{v}_B, \vec{a}'_1 + \vec{a}'_2)/\lambda$.

Абсолютные разности доплеровских частот в первом и втором приемниках составляют

$$\Delta f_1 = |f_{A1} - f_{B1}| = |(\vec{v}_A - \vec{v}_B, \vec{a}'_1 + \vec{a}'_1)|/\lambda = |\vec{v}_A - \vec{v}_B| \cdot |\vec{a}'_1 + \vec{a}'_1| \cdot |\cos \alpha|/\lambda, \quad (18)$$

$$\Delta f_2 = |f_{A2} - f_{B2}| = |(\vec{v}_A - \vec{v}_B, \vec{a}'_1 + \vec{a}'_2)| / \lambda = |\vec{v}_A - \vec{v}_B| \cdot |\vec{a}'_1 + \vec{a}'_2| \cdot |\cos \beta| / \lambda.$$

В первом приемнике при малом угле $\Delta\alpha$ разностный вектор $\Delta\vec{v} = \vec{v}_A - \vec{v}_B$ расположен относительно вектора \vec{v}_A и соответственно вектора \vec{a}'_1 ($\vec{v}_A \parallel \vec{a}'_1$) под углом, близким 90° : $\Delta\alpha \rightarrow 0 \Rightarrow \alpha \rightarrow 90^\circ$, где α – угол между векторами $\Delta\vec{v}$ и \vec{a}'_1 . Поэтому разность доплеровских частот в первом приемнике будем мала, что дает плохое разрешение по доплеровской частоте.

Во втором приемнике разностный вектор $\Delta\vec{v} = \vec{v}_A - \vec{v}_B$ составляет с суммарным направляющим вектором $\vec{a}'_2 = \vec{a}'_1 + \vec{a}'_2$ угол β и абсолютная разность доплеровских частот будет зависеть от этого угла. Заранее трудно рассчитать, каким должно быть наилучшее положение векторов направлений \vec{a}'_1 и \vec{a}'_2 . Однако, в частном случае, когда вектор скорости \vec{v}_A направлен в сторону передатчика, а вектор \vec{v}_B , $|\vec{v}_B| = |\vec{v}_A| = v$, составляет с ним малый угол $\Delta\alpha$, при наличии нескольких приемников найдется k -й приемник, для которого векторы \vec{v}_A , \vec{v}_B , \vec{a}'_1 и \vec{a}'_k практически окажутся в одной плоскости. Тогда абсолютная разность двух доплеровских частот в спектре первого приемника составит

$$\Delta f_1 = |2v - 2v \cos \Delta\alpha| / \lambda = 2v |1 - \cos \Delta\alpha| / \lambda. \quad (19)$$

Абсолютная разность доплеровских частот в спектре k -го приемника, линия визирования которого отклонена от линии визирования первого на угол α , будет

$$\Delta f_k = v |(1 - \cos \Delta\alpha) + [\cos \alpha - \cos(\alpha - \Delta\alpha)]| / \lambda. \quad (20)$$

Дифференцированием Δf_k по α при фиксированном $\Delta\alpha$ с раскрытием модуля найдется угол, обеспечивающий наибольшее различие доплеровских частот в k -м приемнике:

$$\alpha = \arctg(\sin(\Delta\alpha)/(1 - \cos \Delta\alpha)), \quad (21)$$

что для значений $\Delta\alpha = 1^\circ - 10^\circ$ дает углы $\alpha = 85^\circ - 89,5^\circ$, близкие к 90° [5].

Возможно альтернативное решение при наличии n ($n \geq 3$) приемопередающих станций с последовательным излучением. При этом увеличится точность определения дальностей и улучшится разрешение по доплеровской частоте за счет увеличения Δf_k :

$$\Delta f_k = 2v |\cos \alpha - \cos(\alpha - \Delta\alpha)| / \lambda. \quad (22)$$

Однако при этом в n раз повысится энергопотребление.

Таким образом, при совместном рассмотрении спектров приемопередающей станции и спектров вспомогательных приемников, расположенных относительно станции определенным образом, найдется спектр с наибольшим числом различных доплеровских частот, что дает эффект повышения разрешения по доплеровской частоте.

Результаты моделирования

Компьютерное моделирование сигналов осуществлялось в соответствии с изложенными моделями для случая $n = 3$. Приемопередающая станция посылала и принимала квазинепрерывный гармонический сигнал в сантиметровом диапазоне длин волн. Принимаемые в трех приемниках сигналы моделировались в соответствии с (1) на промежуточной частоте $f_n = 10^3$ с шагом дискретизации $\Delta t = 1/(4f_n)$. Параметры АР выбирались с учетом возможности устранения неоднозначности измерения фазы. Движение двух объектов в сторону станции задавалось по линейному закону. Скорость первого объекта выбиралась случайным образом на промежутке от 10 до 15 м/с, вектор скорости второго объекта, равный по модулю скорости первого, составлял с вектором скорости первого угол $\Delta\alpha$, выбираемый случайным образом от 1° до 5° . Объекты наблюдались в элементе разрешения дальности $R = 100$ м в пределах ширины круговых ДН $\pm 30^\circ$ (на уровне 0,5 мощности). Приемники располагались на плоскости с расстоянием d друг от друга.

Количество повторений опыта на множестве реализаций случайного шума $p_q(t_i) \sim N(0, \sigma_p^2)$ при отношении сигнал-шум 30 дБ и среднеквадратическом отклонении (СКО) мультипликативного шума

$\sigma_\gamma = 10^{-3}$ составляло 5000 реализаций. Шум измерения фазы в каждом канале AP $\varepsilon_q \sim N(0, \sigma_\varepsilon^2)$, где СКО $\sigma_\varepsilon = 1/\sqrt{10^3}$ рассчитывалось в соответствии с [1] как $\sigma_\varepsilon = k/\sqrt{q}$, где $k = 1$; $q = E/N_0$ – отношение мощностей сигнала и шума на входе измерителя, что при отношении сигнал-шум 30 дБ составляет $q = 10^3$.

Таблица – Результаты моделирования

Только приемопередающая станция		Система из приемопередающей станции и двух вспомогательных приемников				
Оценка положения объектов		Вероятность обнаружения объектов	Оценка положения объектов		Оценка скорости	Вероятность обнаружения объектов
$M[\rho]$	$\sigma[\rho]$	D	$M[\rho]$	$\sigma[\rho]$	$M[v]$	D
0,658	0,421	0,818	0,522	0,297	0,399	0,910

В таблице показаны оценки среднего значения $M[\rho]$ и СКО $\sigma[\rho]$ случайной величины ρ , имеющей смысл расстояния между моделируемым и найденным объектом в метрах и распределенной по закону Максвелла, а также оценки средней скорости обнаруженного объекта $M[v]$ м/с, $v = |\vec{v}|$, и вероятности D обнаружения всех (двух) объектов для разных расстояний d между приемниками, определяющих угол α . Значению $d = 1000$ м соответствовал угол α , близкий к 85° . Объект считался обнаруженным, если величина ρ не порывшала 1 м.

По результатам моделирования вероятность обнаружения всех объектов за счет предлагаемого подхода повышается с 0,82 до 0,91.

Заключение

Предложен подход к обнаружению подвижных маловысотных источников системой позиционирования нескольких радиоприемников, отличающийся от активных систем позиционирования пониженными в три раза энергетическими затратами за счет использования одной приемопередающей станции и нескольких (двух и более) пассивных приемников и позволяющий обнаруживать одновременно несколько искомым источников сигналов с оцениванием их пространственных координат и векторов скоростей с повышенным разрешением по доплеровской частоте в каждый текущий момент времени наблюдения.

Результаты работы могут найти применение в существующих полуактивных или активных радиотехнических системах пеленгации движущихся воздушных объектов в интересах охраны малых территорий. Перспектива исследования направлена на сравнительный анализ предложенного подхода с известными аналитическими методами сверхразрешения.

ЛИТЕРАТУРА

1. Бакулев П. А. Радиолокационные системы: учебник для вузов. М.: Радиотехника, 2007. 376 с.
2. Ключко В.К. Пеленгация движущихся объектов многопозиционной доплеровской системой // Радиотехника. 2020. Т. 84, № 11 (21). С. 5 – 12.
3. Марпл-мл. С.Л. Цифровой спектральный анализ и его приложения. М.: Мир, 1990. 584 с.
4. Методы и алгоритмы цифрового спектрального анализа сигналов: учебное пособие / В.И. Кошелев. М.: КУРС, 2021. 144 с.
5. Ключко В. К., Ву Б.Х. Алгоритмы повышения разрешающей способности по доплеровской частоте в системе радиоприемников // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. 2022. № 3. С. 31 – 42.
6. Ключко В.К., Кузнецов В.П., Ву Б.Х. Оценивание параметров радиосигналов от подвижных маловысотных объектов // Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета. 2022. № 80. С. 12 – 23.

ИЗМЕРЕНИЕ ПАРАМЕТРОВ СИГНАЛОВ В ТЕХНОЛОГИИ DRFM: ВЫБОР РАЗМЕРОВ ОБУЧАЮЩИХ ВЫБОРОК ПРИ РАДИОТЕХНИЧЕСКОЙ РАЗВЕДКЕ

Горбунов Ю.Н.^{1,2}, Акоюн Г.Л.¹, Тимошенко П.И.¹

¹АО «ЦНИРТИ имени академика А.И. Берга»

²Институт радиотехники и электроники им. В.А. Котельникова РАН
gorbunov26.10.48@gmail.com

Технология DRFM для запоминания и внесения модуляции радиочастот при идеальной цифровой обработке (ЦО) не требует затрат, связанных с измерением параметров запоминаемых сигналов по времени, пространству, размерам обучающих (усредняющих) выборок ЦО, но это необходимо при переходе от мгновенной радиотехнической разведки к детальной. Важную роль играют модели усреднения пространственных (П) и временных (В) выборок, построения квадратурных преобразований реальной и мнимой компонент в демодуляторах и модуляторах, цифровых фильтров (ЦФ), многоканальных информационных систем с ФАР.

Введение

Известно, что технология DRFM (отеч. аббревиатура ЦРЧП – цифровая радио частотная память) была разработана в 80 – х годах и нашла широкое применение в системах радиолокации, радионавигации, радиоэлектронного противодействия и радиосвязи [1], что описано О. Lowenschuss в обзоре [2].

Опыт применения технологии DRFM выявил ряд проблем, решение которых определяют перспективы её развития и появления новых технологий.

В случае запоминания электромагнитного поля (ЭМП) возникает необходимость приёма и запоминания поля в нескольких точках пространства, что приводит к многоканальным системам (см. Рис.1), учитывающих пространственно-частотные (технология DRFM – S [3]) и поляризационные (технология DRFM – SP) признаки.

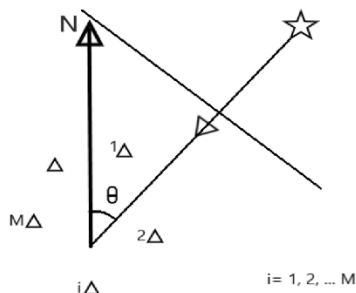


Рис. 1. Пространственно – распределённые приёмные элементы объёмной ФАР.

Основная проблема состоит в получении цифровых копий сигналов в РЭП - в широком частотном и динамическом диапазонах, учитывающих пространственно-частотные и поляризационные признаки обрабатываемых сигналов. Зачастую остаётся неопределённым вопрос выбора размеров пространственных (П) и временных (В) выборок, т.к. понятие «копия сигнала» понятие условное: это может быть «фрагмент» сигнала, а может быть его «удлинённая» версия. Поскольку в системе РТР – РЭП одновременно проводится непосредственная радиотехническая разведка (РТР) – измерения параметров сигнала, которая для «фрагментов» является мгновенной, а для «удлинённой» версии – детальной. Точность измерения параметров РТР зависит от энергии обрабатываемых выборок, следовательно, в существенной степени зависит от их размеров.

В современных комплексах РТР - РЭП всё чаще находят применение фазированные антенные решетки (ФАР) с пространственно-временной (ПВ) обработкой сигналов. В таких ФАР принимаемый сигнал (поле) дискретизируются по времени, амплитуде и пространству, соответствующим размещением элементов ФАР по апертуре приемной антенны.

Структурная схема обрабатывающего канала модуля представлена на рис.1. Разделение потока сигналов в многосигнальных ситуациях решается с помощью временного и частотного разделения сигналов. Копии сигналов в технологии DRFM формируются в квадратурных каналах.

Концепция разделения сигналов, перекрывающихся во времени сигналов, основана на цифровой фильтрации комплексных сигналов, предполагающей выделение действительной I и мнимой Q квадратурных компонент.

Для получения комплексного сигнала на нулевой частоте используется цифровой демодулятор, реализованный в ПЛИС, что позволило упростить схему модуля, исключить аналоговую микросхему демодулятора, что исключило необходимость в настройке аналоговых цепей.

Комплексное представление дало возможность:

1. Реализовать синтез ЦФ с асимметричными (относительно частоты Найквиста) ЧХ (АЧХ и ФЧХ);
2. Обеспечить чувствительность к знаку Доплеровского смещения частоты (направлению радиального «сближения» или «удаления» ОП);
3. Уменьшить в два раза число комбинационных составляющих сигнала в «односигнальной» и в особенности в «многосигнальной» ситуации;
4. Снизить в два раза требования к быстродействию АЦП.

После фильтрации и децимации в фильтрах первой ступени сигнал с выхода каждого фильтра поступает на вход фильтров второй ступени, где происходит более узкополосная фильтрация.

Измерение огибающей сигнала

Для определения алгоритма измерения интенсивности (мощности) сигнала используем следующие основные эмпирические характеристики входного сигнала:

1. среднеквадратичное значение случайной величины:

$$\overline{U^2} = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T U^2(t) \cdot dt . \quad (1)$$

Амплитудное распределение для шума описывается законом распределением Рэлея. Сигнал средства смещает нормально распределённые с нулевым средним на величину сигнала, квадратурные составляющие которых, прописываются гармоническими квадратурными функциями времени - синуса и косинуса.

После переноса с помощью гетеродина ($f = 1000$ МГц) сигнала с промежуточной высоты на видеочастоту на выходе квадратурного демодулятора будем иметь квадратурные составляющие I и Q , распределённые по нормальному закону, квадратурная сумма которых (при извлечении корня - не сумма квадратов) будет иметь рэлеевское распределение, переходящее в распределение Рэлея – Райса при добавлении сигнала. Для вычисления выборочного среднего, после выполнения операции $U = +\sqrt{I^2 + Q^2}$ и проведём усреднение статистики отсчётов огибающей $U = +\sqrt{I^2 + Q^2}$ для получения эффективного значения и далее возведём полученный результат в квадрат, чтобы получить оценку мощности смеси «сигнал + шум» на выходе приёмника (входе устройства ЦО).

Обозначим через N – размер усредняющей выборки, тогда оценка U^* :

$$U^* = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N U_i, \quad (2)$$

где $U_i = +\sqrt{I_i^2 + Q_i^2}$, - отсчёты огибающей сигнала.

Качество измерения оценим

$$U_u^2 = (U^* - U_{\sim})^2, \quad (3)$$

однако потребуется усреднение по U_i , распределённой по закону Рэлея (для одного шума), или по закону Рэлея – Райса, для смеси «сигнал + шум». Воздействуя оператором усреднения $M_1 \{ \cdot \}$, получим СКО измерения

$$\delta_{U_{\sim}}^2 = (U^*)_{\sim}^2 - 2U^*U_{\sim} + U_{\sim}^2, \quad (4)$$

где

$$U_{\sim} = \sigma \sqrt{\frac{\pi}{2}}, \text{ для шума (случай А);} \quad (5)$$

$$U_{\sim} = \sigma \sqrt{\frac{\pi}{2}} F(A, \sigma) e^{-\frac{A^2}{4\sigma^2}}, \text{ для смеси "сигнал + шум" (случай Б),} \quad (6)$$

где A – амплитуда гармонического сигнала, $F(A, \sigma)$ – специальная функция от параметров A и σ , график которой зависит от функций Бесселя $I_0(\cdot)$ и $I_1(\cdot)$.

При $A \gg \sigma$

$$U_{\sim} = A \left(1 + \frac{\sigma^2}{2A^2} \right). \quad (7)$$

Проводя усреднения по U_i имеем

$$U_{\sim}^* = M_1 \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N U_i = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N M_1 \{U_i\} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \int_0^{\infty} U_i W(U_i) dU_i \quad (8)$$

и для случая А:

$$U_{\sim}^* = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \left(\int_0^{\infty} U_i^2 / \sigma^2 \right) e^{-\frac{U_i^2}{2\sigma^2}} dU_i = \sigma \sqrt{\frac{\pi}{2}}. \quad (9)$$

Для случая Б:

$$U_{\sim}^* = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \left(\int_0^{\infty} U_i^2 / \sigma^2 \right) e^{-\frac{U_i^2 + A^2}{2\sigma^2}} I_0 \left(\frac{AU_i}{\sigma^2} \right) dU_i = A \left(1 + \frac{\sigma^2}{2A^2} \right). \quad (10)$$

Видно, выборочные средние U_{\sim}^* не зависят от объёма усредняющей выборки N , а зависят от СКО шума σ и амплитуды сигнала A

Далее вычислим $(U_{\sim}^*)^2$.

Для случая А:

$$(U_{\sim}^*)^2 = \frac{1}{N^2} \left[N\sigma \sqrt{\frac{\pi}{2}} + N(N-1)\sigma^2 \frac{\pi}{2} \right] = \frac{1}{N} \left[\sigma \sqrt{\frac{\pi}{2}} + (N-1)\sigma^2 \frac{\pi}{2} \right]. \quad (11)$$

Подставляя, получим:

$$\begin{aligned} \delta_{U_{\sim}}^2 &= \frac{1}{N} \left[\sigma \sqrt{\frac{\pi}{2}} + N\sigma^2 \frac{\pi}{2} - \sigma^2 \frac{\pi}{2} \right] - 2\sigma \sqrt{\frac{\pi}{2}} \sigma \sqrt{\frac{\pi}{2}} + \sigma^2 \frac{\pi}{2} = \\ &= \frac{1}{N} \left[\sigma \sqrt{\frac{\pi}{2}} \left(1 - \sigma \sqrt{\frac{\pi}{2}} \right) \right] \sim \sigma/N, \quad \sigma \ll \frac{1}{\sqrt{2\pi}}. \end{aligned} \quad (12)$$

Выражение (12) для случая Б, при $A \gg \sigma$:

$$\begin{aligned} (U_{\sim}^*)^2 &= \frac{1}{N^2} \left[NA \left(1 + \frac{\sigma^2}{2A^2} \right) + N(N-1)A^2 \left(1 + \frac{\sigma^2}{2A^2} \right)^2 \right] = \\ &= \frac{1}{N} \left[A \left(1 + \frac{\sigma^2}{2A^2} \right) + (N-1)A^2 \left(1 + \frac{\sigma^2}{2A^2} \right)^2 \right]. \end{aligned} \quad (13)$$

При больших соотношениях «сигнал/шум» $(U_{\sim}^*)^2 \approx A^2$ выражение для абсолютной погрешности измерения мощности (случай Б):

$$\Delta_{U_{\sim}}^2 = \frac{1}{N} \left[A \left(1 + \frac{\sigma^2}{2A^2} \right) \left(1 - A \left(1 + \frac{\sigma^2}{2A^2} \right) \right) \right] \sim A/N, \quad \sigma \ll \frac{1}{\sqrt{2\pi}}. \quad (14)$$

Учитывая (14), относительную погрешность измерения мощности для случая Б получим в виде:

$$\left(\Delta_{U_{\text{н}}}^2\right) \times 100 \% (1 / AN). \quad (15)$$

Из формулы (15) видно, что при существенном превышении мощности сигнала $\sim A^2$ мощности шума $\sim \sigma^2$, т.е. если $A \gg \sigma$ для точной оценки мощности выходной мощности достаточно одного отсчёта.

При сигналах, соизмеримых с шумами, мощность сигнала на выходе после квадратурного суммирования (суммирования квадратов и извлечения корня – нелинейных операций) в инженерном плане целесообразно определять по Бреннану – Риду как приращение мощности смеси сигнала и шума над мощностью одного шума, т.е. как разность, т.е.

$$P_A^2 = A^2 - \sigma^2 \frac{\pi}{2} \approx A^2, \text{ при } A \gg \sigma. \quad (16)$$

Для формирования ответных (спектрально – чистых) сигналов (помех) требуется реализация принципа линейного детектирования огибающей (т.е. с выполнением операции $U = +\sqrt{I^2 + Q^2}$), чтобы не создавать искажения и комбинационные демаскирующие помеховые компоненты в ответном сигнале. В этом случае огибающая распределена по закону Рэлея, среднее значение амплитуды после линейного детектирования всегда положительное, квадрат которой связан с мощностью и при усреднении идёт работа с квадратом напряжения, интегралы с применением специальных функций Бесселя вычисляются. Статистические и спектральные характеристики потока сигнальных фрагментов (распределение Рэлея) существенно отличаются от случайного потока в случае невыполнения операции $U = +\sqrt{\quad}$.

При усреднении появляются кубические компоненты, распределение Рэлея трансформируется в распределение Максвелла, детектор огибающей становится квадратичным, а тракт обработки сигнала – нелинейным. Появляются комбинационных ложные составляющие сигнала (демаскирующие помехи), искажающие спектр. Проявляется эффект подавления слабого сигнала сильным в многосигнальных ситуациях.

Поток стробов одиночных сигналов (импульсов), пачек и «пачек в пачках» по «мощностному» каналу, должен быть адекватен потоку основных выборок квадратурных составляющих, подвергаемых доплеровской модуляции до выполнения операции $U = +\sqrt{\quad}$.

Также предполагается уверенное отношение «сигнал/шум» $A^2 / 2\sigma^2$, т.е. при $A^2 / 2\sigma^2 \gg 1$. В том случае дисперсия оценки частоты минимальна. В других ситуациях требуется усреднение измерений, что реализуется в схеме, совмещённой пространственно - временной (ПВ).

Заключение

Технология DRFM для запоминания и внесения модуляции радиочастот при идеальной квадратурной обработке требует затрат ЦО: значительные трудности квадратурной обработки сигналов появляются в случае запоминания ЭМП по дискретным точкам - в многоканальных (многоэлементных) системах, учитывающих пространственно-частотные (технология DRFM – S) и поляризационные (технология DRFM – SP) признаки.

Сделан вывод относительно необходимости записи цифровых копий сигналов в технологии DRFM с выходов квадратурных каналов, а получение пороговой статистики для адаптации и формирования управляющих воздействий формировать по сигналам с выходов квадратурных сумматоров, что не противоречит принципу энергетической эквивалентности, что теоретически обосновывается.

ЛИТЕРАТУРА

1. Горбунов Ю.Н., Куликов Г.В., Шпак А.В. Радиолокация: стохастический подход. Монография. – М.: Горячая линия - Телеком, 2022, 576 с.: ил.
2. Горбунов Ю.Н., Акоюян Г.Л. Обработка и генерация хаотических сигналов в технологии DRFM: учёт ресурсных ограничений. - Журнал «Радиоэлектроника. Наносистемы. Информационные технологии», т.12, №2 с.219-226, DOI: 10.17725/rensit.2020.12.219.

3. Горбунов Ю.Н. Технология цифрового запоминания пространственных частот DRFM – S и перспективы её внедрения в авионику нового поколения.// Радиотехника. – 2003, №1. – с.67 – 72.

КОГЕРЕНТНАЯ ЦИФРОВАЯ ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ РАЗНЕСЕННЫХ АНТЕННО-ПРИЕМНЫХ МОДУЛЕЙ ПРИ ИЗМЕРЕНИИ УГЛОВЫХ КООРДИНАТ

Румянцев А.И., Тараканов А.Ю.

Акционерное общество «Научно-исследовательский институт «Вектор»
alex1rum@yandex.ru, atarakanov@list.ru

Оценивается возможность и методы реализации когерентной (с точностью до постоянной разности фаз) обработки сигналов в цифровой форме при разнесении антенно-приемных модулей на большие (более 1000м) расстояния с использованием синхронизирующих опорных сигналов, формируемых по сообщениям от бортовых атомных стандартов частоты навигационных спутников. При увеличении пространственного разнеса антенн и разрешении неоднозначности фазовых измерений достигается существенно более высокая точность измерения азимута и угла места принимаемых радиоволн ВЧ диапазона по сравнению с обычно используемыми размерами антенн.

Наибольшую точность при измерении азимута и угла места принимаемых от источников радиоизлучений радиоволн обеспечивают фазовые методы, а однозначность измерений обеспечивается при этом за счет формирования преобладающего по амплитуде главного лепестка диаграммы направленности антенной системы. Размеры антенных систем, использующих высокоточные амплитудно-фазовые методы измерений в ВЧ диапазоне, не превышают 120-300метров. Как правило, это кольцевые АФС с экраном или без него и числом вибраторов, обеспечивающим расстояние между одиночными антеннами меньше половины длины волны на верхней частоте диапазона. Это обеспечивает однозначность измерений углов во всем диапазоне частот.

Дальнейшее увеличение диаметра антенной системы, желательное с точки зрения достижения более высокой инструментальной точности, влечет за собой резкое увеличение занимаемой под АФС площади, числа вибраторов, длины фидерных трактов, значительного усложнения фазирующей и коммутирующей системы, что усложняет проектирование и техническое обслуживание.

Следует отметить также, что достигнутые в настоящее время величины инструментальных ошибок являются предельными при сохранении допустимых технологических норм по точности изготовления и установки антенно-фидерных устройств, амплитудно-фазовой неидентичности каналов РПУ при их изготовлении и калибровке.

В то же время дальнейшее увеличение разнеса антенных элементов может оказаться мощным инструментом уменьшения не только инструментальных, но и эксплуатационных ошибок в ВЧ диапазоне, так как может позволить за счет более высокой пространственной избирательности разделять интерферирующие лучевые моды, возникающие при ионосферном распространении радиоволн.

Противоречивость требований может быть преодолена применением кольцевых (КАР) или линейных антенных решеток ограниченных размеров каждая, которые разнесены в пространстве на расстояния много больше размеров одиночных антенн. Для этого требуется обеспечить когерентность сигналов в разнесенных пунктах, передачу цифровых пакетов данных по цифровой линии связи между пунктами для совместной обработки и фазовых измерений сигналов.

Каждая из отдельных АФС может обеспечить однозначность измерений, формируя ДН с преобладающим главным лепестком, а совместная обработка цифровых сигналов с разнесенных антенно-приемных модулей (АПМ) дает интерференционную диаграмму с узкими лепестками, ширина которых определяется разнесом антенн и, как следствие, обеспечивает существенно более высокую инструментальную точность измерения углов.

Возможная схема размещения разнесенных АПМ для измерения углов в азимутальной и угломестной плоскостях представлена на рисунке 1, для чего пары антенн ориентированы под углом друг к другу, создавая большую базу поперек и вдоль фронта волны. Линия цифровой связи между удаленными АПМ может быть выполнена в виде волоконно – оптической (ВОЛС) или Wi-Fi цифровой линии связи [1].

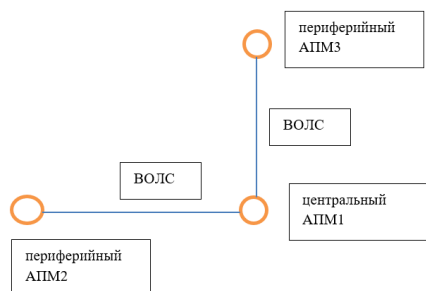


Рис. 1 Возможная схема расположения АПМ с большим разномом для измерения углов в азимутальной и угломестной плоскостях



Рис. 2 Структурная схема АПМ с внешним опорным напряжением $f = 10$ МГц, секундным импульсом PPS, формируемым от синхронизирующего спутникового приемника

Структурная схема отдельного антенно-приемного модуля представлена на рисунке 2 и содержит две одинаковые антенны или группы антенн, двухканальное цифровое радиоприемное устройство прямого преобразования для усиления и частотной избирательности принятых сигналов, вычислитель для измерения разности фаз между ними и расчета углов, а также устройство синхронизации.

В качестве устройства синхронизации может использоваться наземный навигационный приемник [2], вырабатывающий опорные сигналы по сообщениям от навигационных спутников. Информация об угловых координатах извлекается из фазовых соотношений сигналов, принятых в разнесенных антеннах.

Другим вариантом для синхронизации удаленного АПМ может быть передача импульса PPS и опорного напряжения $f=10$ МГц по оптоволокну [3]. Передача импульса PPS по оптоволокну в прямом и обратном направлении на расстояние 10-30 км позволяет определить задержку и скомпенсировать ее с погрешностью до 1 нс.

Для обеспечения фазовой когерентности цифровых квадратурных компонент сигналов на выходе схем DDC РПУ прямого преобразования на каждой позиции АПМ из опорного напряжения с частотой $f=10$ МГц вырабатывается сигнал высокой тактовой частоты ($f=100$ МГц) для аналого-цифрового преобразователя (АЦП) и цифрового синтезатора квадратурных компонент в схеме цифрового понижающего преобразователя частоты (DDC).

При использовании для синхронизации АПМ навигационных спутников секундные импульсы PPS, вырабатываемые наземным спутниковым приемником по сообщениям о времени передачи от бортовых высокостабильных атомных стандартов частоты, используются для когерентной синхронизации удаленных АПМ.

Сообщение о передаче от космического аппарата сообщения о каждом секундном импульсе PPS сопровождается идентификационным номером секунды, начиная с 1980 года. Синхронизация наземной и бортовой шкал времени происходит в процессе измерения и уточнения своей позиции наземным приемником по измеряемым псевдодальностям при наличии в видимости не менее 4-х спутников [4].

Физический импульс PPS вырабатывается в наземном навигационном приемнике из напряжения кварцевого генератора-гетеродина, охваченного системой фазовой автоподстройки и корректируемого напряжением ЦАП по временному расхождению момента передачи сообщения со спутника и положения импульса, выработанного от гетеродинного напряжения наземного приемника. На рисунке 3 представлены примеры наземных навигационных приемников, вырабатывающих импульсы PPS и опорное напряжение $f = 10$ МГц для синхронизации внешних устройств.



Рис. 3 Синхронизационный GPS приемник компании Trimble ThunderBolt-E

Экспериментальная проверка показывает возможность получения относительной ошибки в положении (синхронизации) импульсов PPS по сообщениям от навигационных спутников для разнесенных пунктов на уровне $\pm(2,5 \div 5)$ нс, которая может стабильно удерживаться в течение длительного времени. Меньшие значения достигаются для двухчастотных спутниковых приемников с антеннами, защищенными от интерференции.

Такая погрешность синхронизации сигналов в разнесенных пунктах сопоставима с технологическими погрешностями за счет амплитудно-фазовой неидентичности антенно-фидерных трактов и приемных каналов в одном пункте (20° - 30° на частоте 25МГц) и позволяет проводить когерентную обработку сигналов для удаленных АПМ, в том числе фазовые измерения.

Другим проблемным вопросом при реализации когерентной синхронизации цифровых сигналов разнесенных АПМ является программная задержка при запуске АЦП и DDC, что связано с очередностью обработки прерываний операционной системой компьютера.

Компенсация этих задержек достигается в том пункте АПМ, в котором проводится совместная когерентная обработка, путем сдвига в цифровом буфере и считывания цифровых пакетов данных со смещением, определяемым разностью показаний числа принятых отсчетов на каждом АПМ по совпадающим идентификационным номерам импульсов PPS.

В таблице 1 представлены данные по задержкам различных операционных систем на вызов и обработку прерываний.

Таблица 1 Задержки различных операционных систем на вызов и обработку прерываний.

ОС	Средняя задержка	СКО	Максимальная задержка
Windows 10	0.55 мс	0.37	17.17 мс
OSX 10.9.5	0.32 мс	0.03	12.65 мс
Ubuntu 16.04	0.10 мс	0.01	3.03 мс
Scientific Linux 6.6-rt	0.08 мс	0.01	0.15 мс

В цифровых приемниках предусмотрены счетчики числа отсчетов АЦП и DDC, показания которых фиксируются по моменту прихода последнего импульса PPS [5]. Содержание этих счетчиков показывает задержку от начального старта АЦП и DDC до момента приема импульса PPS с дискретностью тактовой частоты.

Задержка на целое число цифровых отсчетов квадратурных компонент сигнала определяется тактовой частотой DDC (при полосе 20КГц тактовая частота DDC составляет 25КГц, период 40мкс) и тактовой частотой АЦП цифрового приемника прямого преобразования 100 МГц, период 10 нс). Дальнейшее повышение точности определения и компенсации программной задержки до единиц наносекунд достигается методом прямого и обратного преобразования Фурье, используя фазовый сдвиг спектра, который при обратном преобразовании эквивалентен малому временному сдвигу сигнала.

В качестве примера на рисунке 4 показаны сигналы с амплитудной манипуляцией и несущие от двух АПМ с программным запуском DDC до и после компенсации возникающей программной задержки.

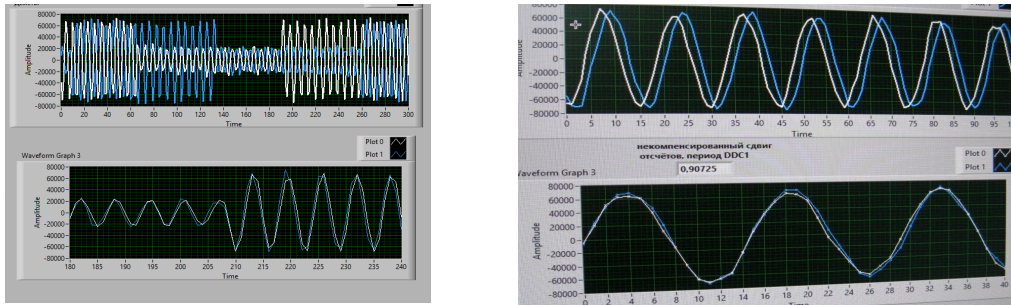


Рис.4 Синхронизация цифровых импульсного сигнала и несущей частоты разных АПМ

Проведенные экспериментальные проверки позволяют считать подтвержденным и реализуемым процесс измерения разности фаз сигналов на выходах удаленных цифровых приемников при независимом программном запуске АЦП и DDC. Это обеспечивается путем компенсации задержек после привязки показаний отсчетов АЦП и DDC к импульсам PPS с одним и тем же номером, вырабатываемым по сообщениям от высокостабильных атомных стандартов частоты и времени, размещенных на навигационных спутниках и передаваемых в спутниковых каналах связи.

Необходимый пространственный разнос отдельных АПМ можно определить, исходя из требуемой точности, используя простейшую схему фазового измерителя азимутальных углов, представленную на рисунке 5.

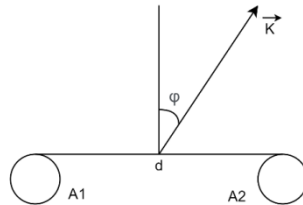


Рис. 5 Система разнесенных антенн

где $A1$ и $A2$ – разнесенные в пространстве на расстояние d антенны; \vec{K} – волновой вектор, φ – азимутальный угол на источник радиоизлучения, отсчитываемый от нормали к базе.

Разность фаз между разнесенными антеннами определяется выражением (1)

$$\psi = \frac{2\pi \cdot d \cdot \sin \varphi \cos \alpha}{\lambda}, \quad (1)$$

Ошибка измерения азимутального угла в интервале $-\frac{\pi}{2} < \varphi < \frac{\pi}{2}$, определяется выражением (2) путем дифференцирования выражения (1) по φ .

$$\Delta\varphi = \frac{\Delta\psi \cdot \lambda}{2\pi \cdot d \cdot \cos \varphi \cos \alpha}, \quad (2)$$

где ψ – измеряемая разность фаз; d – расстояние между антеннами; φ, α – азимут и угол места; $\Delta\varphi$ – ошибка измерения пеленга; $\Delta\psi$ – погрешность измерения разности фаз; λ – длина волны.

При ошибке измерения разности фаз в режиме разнесенных АПМ на нижней частоте ВЧ диапазона $f = 3\text{МГц}$ равной $\Delta\psi = 20^\circ$, расстоянии между антеннами $d = 1000\text{м}$, $\alpha = 0^\circ$, $\varphi = 90^\circ$ ошибка измерения азимута составит $\Delta\varphi = 0,31^\circ$ при частоте $f = 30\text{МГц}$, ошибке измерения разности фаз $\Delta\psi = 30^\circ$, ошибка измерения азимута составит $\Delta\varphi = 0,086^\circ$

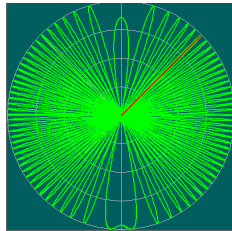
В то время как для разноса $d = 150\text{м}$, характерного для обычно используемых размеров АФС, и уменьшенной, благодаря использованию приемника с общим гетеродином, ошибке измерения разности фаз, равной $\Delta\psi = 10^\circ$ на $f = 3\text{МГц}$, и $\Delta\psi = 20^\circ$ на частоте $f = 30\text{МГц}$, ошибка измерения азимута составит для частоты $f = 3\text{МГц}$ $\Delta\varphi = 1,1^\circ$, а для частоты $f = 30\text{МГц}$ $\Delta\varphi = 0,21^\circ$.

Таким образом, инструментальная ошибка измерения азимута может быть уменьшена за счет увеличения базы разноса антенн в три раза.

Другим аспектом проблемы высокоточного измерения углов прихода радиоволны в азимутальной и угломестной плоскостях при большом разноразмере антенн является необходимость разрешения многозначности фазовых измерений. В выражении (3) для вычисления азимута по измеренной разности фаз (при нулевом угле места) N – есть число потерянных циклов изменяющейся от 0° до 360° разности фаз ψ при измерении на большой базе. Определение числа N и разрешение тем самым многозначности измерений на большой базе возможно путем установки дополнительных антенн с малым разноразмером на концах большой базы, измерения разности фаз и расчета азимутов на малых базах, по которым вычисляется полная (восстановленная) разность фаз и угол уже для большой базы.

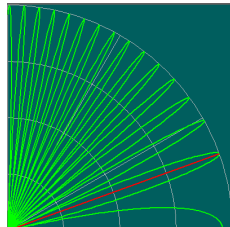
$$\varphi = \arcsin\left(\frac{\lambda}{d} \left[\frac{\psi}{2\pi} \mp N\right]\right) \quad (3)$$

В представлении амплитудной диаграммы направленности это означает необходимость выбора нужного лепестка интерференционной (многолепестковой) диаграммы направленности, при этом каждый лепесток соответствует изменению разности фаз между антеннами в пределах $\pm 180^\circ$. На рисунке 6,7 представлены смоделированная многолепестковая диаграмма направленности системы двух разнесенных на $d = 850\text{м}$ антенн и выделенный лепесток, соответствующий заданному углу прихода. Симметричный лепесток, который определяется симметрией антенной группы, достаточно легко устраняется.



а

Рис. 6 Расчетные (интерференционные) ДН двух антенн с большим разноразмером, $f=7,5\text{МГц}$
а) азимутальная; б) угломестная



б

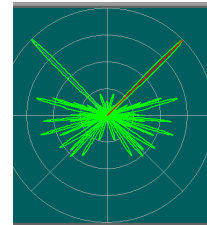


Рис. 7 Азимутальная ДН двух антенн с большим разноразмером с выделенным при разрешении многозначности лепестком, $f=7,5\text{МГц}$

Проведенные измерения на экспериментальном макете в составе трех АПМ в условиях полигона по полювому гетеродину показали, что при разноразмере антенн около 1000м могут быть реализованы инструментальные ошибки измерения азимутальных углов $\leq 0,1^\circ$.

Реализующаяся при большом разноразмере антенн высокая разрешающая способность по угловому спектру (ширина лепестков ДН составляет единицы градусов даже на низких частотах) позволяет надеяться на возможность разделения интерферирующих лучей (мод), характерных для ионосферного канала распространения радиоволн в ВЧ диапазоне. Излученные передатчиком в широком секторе углов места волны при распространении в ионосфере претерпевают преломление и, как следствие, отражение на разных высотах ($H_{mE}=100\text{км}-120\text{км}$, $H_{mF2}=150\text{км}-350\text{км}$), приходя к земле под разными углами места.

На большом расстоянии от области отражения в ионосфере волны, принимаемые на поверхности земли, могут рассматриваться уже как плоские и исследоваться методами геометрической оптики [6]. Они характеризуются в процессе приема разными и изменяющимися во времени амплитудами, фазами, поляризацией, углами места выхода к земле из-за различных траекторий распространения и свойств преломляющей среды.

В месте приема при малых размерах антенной системы разрешающая способность по угловым параметрам оказывается низкой, и отображаемая ДН подвержена непрерывному изменению за счет разных и изменяющихся параметров совместно принимаемых лучей, приводящих к искажению ДН и значительным эксплуатационным ошибкам измерения азимутальных углов и углов места. Изменение измеряемых азимутальных углов, происходит, правда, в меньшей степени, чем измеряемых углов

места и составляет, в основном, $\leq \pm 5^\circ$ градусов, в то время как измеряемые (кажущиеся) углы места могут изменяться от 5° до 70° в зависимости от того, энергия какой моды преобладает.

На рисунках 8,9 представлены для сравнения интерференционные диаграммы, полученные корреляционным алгоритмом для группы из 6 антенн с максимальным разномом 980м и для группы из 6 антенн с максимальным разномом 147метров по сигналу радиостанции передачи метеосводок (г. Пиннебург, частота $f = 4,583\text{МГц}$, расчетный азимут $248,09^\circ$).

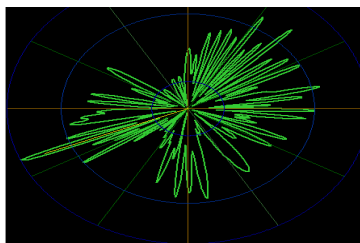


Рис. 8 Интерференционная азимутальная ДН (частота 4,583МГц, разнос антенн 980м)

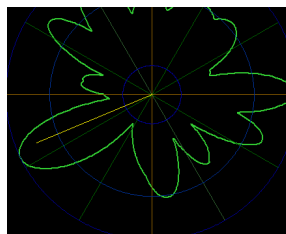


Рис. 9 Азимутальная ДН (частота 4,583МГц, разнос антенн 147м)

Кроме того, что ширина главного лепестка группы антенн с малым разномом на порядок шире, при рассмотрении изменения диаграммы во времени наблюдаются искажения формы и положения максимума главного лепестка в пределах нескольких градусов. Изменение уровня лепестков ДН с большим разномом АПМ тоже происходит, но угловое положение их, практически, не изменяется, что говорит об устойчивости углового распределения принимаемых плоских волн, или «мод» в терминах траекторий ионосферного распространения радиоволн

Можно сделать предварительный вывод о том, что использование больших баз разноса антенн может позволить существенно уменьшить эксплуатационные ошибки измерения азимута и угла места за счет устранения интерференции лучей, вызванной ограниченными размерами и, как следствие, низкой угловой разрешающей способностью антенной системы.

Предварительные проверки ошибок измерения азимутальных углов по реальным сигналам с помощью технологических программ показывают возможность их уменьшения в несколько раз. В дальнейшем планируется проверка различных методов разрешения неоднозначности фазовых измерений, в том числе с увеличением антенных элементов в разнесенных группах, разработка более удобных интерфейсов и алгоритмов программ измерений, статистический набор для оценки ошибок измерения углов прихода по реальным радиостанциям

ЛИТЕРАТУРА

1. Патент РФ на изобретение №2752249 от 23.07.2021г. Многоканальный пеленгатор радиосигналов ВЧ диапазона.
2. Trimble® ThunderBolt®-E GPS Disciplined Clock User's Guide.
3. Linear photonics, LLC. On Time PPS autonomously synchronized time distribution.
4. Jean-Marie Zogg. Основы спутниковой навигации, www.u-blox.com.
5. G35DDC coherent mode SDK, [https:// www.winradio.com/ home/ g35ddc_coh_sdk.htm](https://www.winradio.com/home/g35ddc_coh_sdk.htm) .
6. А.И. Малеханов. Лекции по теории антенных систем. Национальный Нижегородский научно-исследовательский государственный университет имени Н.И. Лобачевского.

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ НЕРАВЕНСТВА КРАМЕРА-РАО ДЛЯ АНАЛИЗА ВЛИЯНИЯ НЕОПРЕДЕЛЁННЫХ ПАРАМЕТРОВ МОДЕЛИ ИЗМЕРЕНИЯ НА ПОТЕНЦИАЛЬНУЮ ТОЧНОСТЬ СИСТЕМЫ НАВИГАЦИИ ПО ГЕОМАГНИТНОМУ ПОЛЮ

Сидоркина Ю.А., Микаэльян С.В., Колесников А.В., Тунгушаев А.А., Власенко Д.А.
 МГТУ им. Н.Э. Баумана
da.vlasenko@bmstu.ru

Рассматривается подход к оценке неопределённых параметров в модели измерений, основанный на применении неравенства Крамера-Рао. На примере интегрированной системы навигации по геомагнитному полю проводится анализ влияния на потенциальную точность местоопределения погрешностей в определении углов ориентации, формируемых бортовой инерциальной навигационной системой, а также низкочастотного дрейфа показаний измерителя, вызванного нескомпенсированной остаточной намагниченностью объекта навигации.

Введение

Задача разработки интегрированных систем навигации по магнитному полю Земли (МПЗ) является актуальной и перспективной [1 – 3]. Как правило, такие системы используются в качестве средства коррекции информации, полученной от опорной навигационной системы (ОНС), которой зачастую является бесплатформенная инерциальная навигационная система (БИНС). Данный метод навигации относится к классу корреляционно-экстремальных навигационных систем, в аббревиатуре КЭНС [3 – 5], работа которых основана на использовании информации об уникальности локальной структуры некоторого геофизического поля в пределах определённой области пространства. В общем случае на точность корректировки влияет множество факторов: структура поля, точность карт, тип, состав и конфигурация измерительной системы, точность измерителей, характер движения объекта [3, 6 – 8].

Применение в КЭНС измерителя компонент вектора МПЗ подразумевает наличие на борту его векторной цифровой модели (карты) для района коррекции и покомпонентное сравнение измеренных параметров поля с этой картой. Для этого требуется проводить пересчет показаний датчиков из инструментальной системы координат (СК), в которой они фиксируются, в географическую, в которой реализуется карта поля. Для реализации такого пересчета на борту объекта навигации (ОН) должна присутствовать система (как правило инерциальная), обеспечивающая вычисление углов поворота связанной СК ОН относительно географической (см. рисунок 1). Любая такая система неидеальна, и углы ориентации на практике определяются с ошибками, величины которых как раз и являются неопределёнными параметрами, оказывающими влияние на конечную точность выработки навигационных поправок.

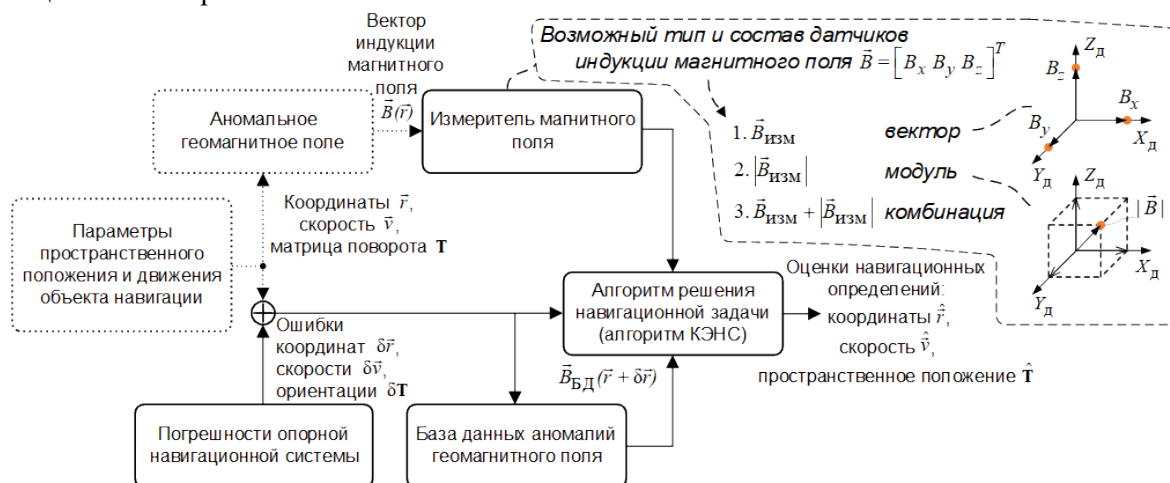


Рисунок 1 – Структура КЭНС по МПЗ

Помимо знания точной ориентации измерительной системы в пространстве для обеспечения возможности сравнения показаний датчиков с цифровой моделью поля в КЭНС рассматриваемого типа необходимо обеспечить компенсацию собственного магнитного поля ОН. В настоящее время такая компенсация практически всегда выполняется алгоритмическим способом на основе, как правило, так называемой модели Лелиака [9, 10], описывающей в линейном приближении действие собственного поля носителя. Такая компенсация выполняется с некоторыми погрешностями, и, хотя, эти погрешности могут быть уменьшены за счет применения адаптивных алгоритмов, подстраивающих коэффициенты модели Лелиака в процессе функционирования системы [11], полностью влияние собственного поля носителя устранить нельзя. При этом, как показывает моделирование [11], наибольшую остаточную погрешность компенсации может вызывать составляющая, вызванная собственной намагниченностью магнитожёстких материалов в составе ОН.

В данной работе проводится анализ влияния описанных выше возмущающих факторов на потенциальную точность КЭНС по МПЗ, при этом структура измерительной системы КЭНС предполагается известной.

Анализ влияния на потенциальную точность КЭНС по МПЗ ошибок пространственного ориентирования и неполной компенсации постоянной составляющей собственного поля ОН

Как правило, в качестве характеристики потенциальной точности используется ковариационная матрица, вычисление которой осуществляется методом статистических испытаний, требующим значительных вычислительных затрат [12]. В связи с этим при анализе точности навигации по геомагнитному полю выбран подход, основанный на использовании неравенства Крамера-Рао [12 – 15], поскольку с его помощью удаётся оценить потенциально достижимую точность без построения самой процедуры оценивания, что существенно сокращает объём вычислений. В англоязычной литературе вычисляемая с помощью этого неравенства характеристика получила название нижней границы точности по Крамере-Рао (НГКР) – Cramer-Rao Lower Bound (CRLB).

Поскольку структура измерительной системы КЭНС предполагается известной, представляется достаточным рассмотреть случай только параметрической неопределённости. Математически модель измерений при этом может быть представлена в виде

$$\mathbf{z} = h(\mathbf{x}, \mathbf{p}) + \xi,$$

где, в общем случае, нелинейная функция $h(\cdot)$, включает в себя вектор неопределённых параметров (возмущающих факторов) \mathbf{p} , а $\xi \sim N(0, \mathbf{R})$ – нормально распределённая случайная величина с известной ковариационной матрицей \mathbf{R} и нулевым математическим ожиданием.

В практически важном случае, когда оценка исходного вектора \mathbf{x} производится по набору измерений, которые можно считать независимыми, формула для вычисления нижней границы ковариационной матрицы имеет вид

$$\mathbf{P}_{\text{НГКР}}(\mathbf{x}) = \left(\sum_{i=1}^n \mathbf{I}_i^{-1}(\mathbf{x}) \right)^{-1},$$

где $\mathbf{I}_i(\mathbf{x})$ информация Фишера (информационный вклад) одного измерения

$$\mathbf{I}_i(\mathbf{x}) = \frac{dh_i^T(\mathbf{x})}{d\mathbf{x}} \mathbf{R}_i^{-1} \frac{dh_i(\mathbf{x})}{d\mathbf{x}}.$$

Оценка неопределённых параметров может быть вычислена в процессе получения навигационного решения, и, соответственно, вместо рассмотрения задачи оценки исходного вектор состояния \mathbf{x} может быть рассмотрена задача оценки расширенного вектора $\mathbf{x}^* = [\mathbf{x}^T, \mathbf{p}^T]^T$. При этом потенциальная точность оценки вектора \mathbf{p} определяет, по сути, минимальную величину неопределённых параметров, начиная с которой требуется принимать их во внимание при реализации навигационного алгоритма.

Имитационное моделирование

Была рассмотрена следующая модельная ситуация: ОН по прямолинейной траектории под разными углами пересекает область коррекции, имеющую форму круга, в пределах которой имеется неоднородное магнитное поле. За время пересечения области выполняется определенное число замеров вектора индукции магнитного поля $\mathbf{V} = [B_x, B_y, B_z]^T$. По набору координат точек, в которых выполняются замеры поля рассчитывается ковариационная матрица НГКР, по которой определяется предельное СКО ошибки оценивания пространственного положения ОН или СКО ошибки оценивания нескомпенсированной постоянной составляющей собственного поля носителя.

Полагалось, что имеется точная цифровая модель поля в пределах области коррекции, однако в модели измерения учтено наличие описанных выше возмущающих факторов: неточное знание пространственной ориентации инструментальной СК измерительной системы КЭНС и неполная компенсация собственного магнитного поля носителя. При этом полагалось, что за время пересечения области коррекции, параметры, описывающие действие этих возмущающих факторов, не изменяются – то есть они представляют собой неизвестные константы.

На рисунке 2 приведены результаты расчета потенциальной точности определения навигационных поправок местоположения для следующих трех случаев:

1) ошибки определения ориентации и компенсации собственного поля носителя отсутствуют – оцениваемый вектор состояния в этом случае трехмерный и равен $\mathbf{x}_1 = [\delta x, \delta y, \delta z]^T$, где $[\delta x, \delta y, \delta z]^T = \delta \mathbf{r}$ – ошибки местоположения;

2) ошибки компенсации собственного поля носителя отсутствуют, однако присутствуют неизвестные ошибки определения углов ориентации – оцениваемый вектор состояния при этом содержит шесть компонент $\mathbf{x}_2 = [\delta x, \delta y, \delta z, \delta \psi, \delta \vartheta, \delta \gamma]^T$, где $[\delta \psi, \delta \vartheta, \delta \gamma]^T = \delta \mathbf{a}$ – ошибки пространственного ориентирования (ψ – рысканье, ϑ – тангаж, γ – крен);

3) отсутствуют ошибки определения углов ориентации, однако присутствует постоянная ошибка в измерении \mathbf{V} – оцениваемый вектор состояния здесь также является шестимерным и равен $\mathbf{x}_3 = [\delta x, \delta y, \delta z, \delta B_x, \delta B_y, \delta B_z]^T$.

Погрешность датчика компонент вектора индукции магнитного поля при расчетах принята равной 10 нТл, а пространственный шаг между измерениями задан равным 100 м.

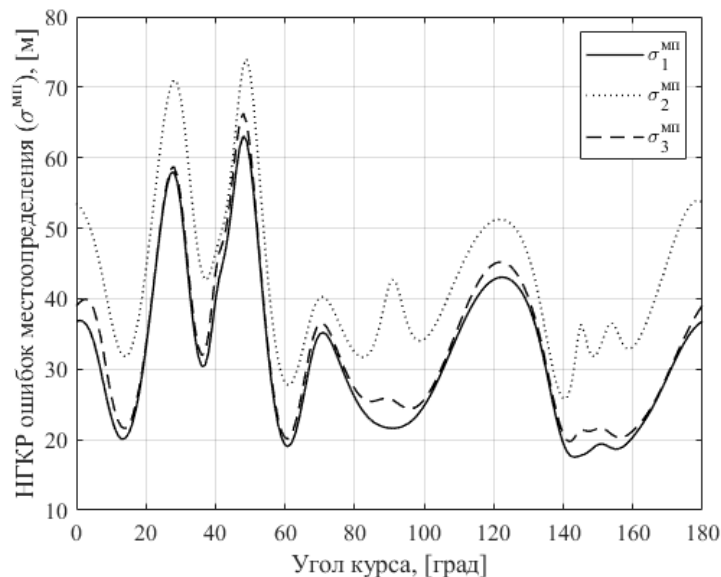


Рисунок 2 – СКО НГКР модуля вектора навигационных поправок местоположения для КЭНС по МПЗ с датчиком вектора индукции: $\sigma_1^{МП}$ – случай 1, $\sigma_2^{МП}$ – случай 2, $\sigma_3^{МП}$ – случай 3.

Из приведенных результатов видно, что наличие рассмотренных неопределенностей в модели измерений ожидаемо приводит к ухудшению точности определения навигационных поправок, причем, наличие ошибок определения углового положения может привести к более чем двухкратному ухудшению точности при некоторых углах пересечения области коррекции. Влияние постоянной ошибки измерения **В** при заданной точности датчиков не столь существенно и не превышает 10% в некоторых, достаточно редких, ситуациях. Среднее значение НГКР при этом снижается на 11 м в первом и на 1 м во втором случаях.

Заключение

Рассмотрен подход к оценке возмущающих факторов, учтённых в модели измерений, основанный на вычислении нижней границы Крамера-Рао. Данный подход применен к анализу влияния на потенциальную точность навигационной системы по МПЗ погрешностей пространственного ориентирования и неполной компенсации постоянной составляющей собственного поля носителя.

ЛИТЕРАТУРА

1. Пешехонов В.Г. Высокоточная навигация без использования информации глобальных навигационных спутниковых систем // Гироскопия и навигация. 2022. Тм 30. №1 (116). С. 3-11.
2. Каршаков Е.В., Павлов Б.В., Тхоренко М.Ю., Папуша И.А. Перспективные системы навигации летательных аппаратов с использованием измерений потенциальных физических полей // Гироскопия и навигация. 2021. Том 1. № 1. С. 52–69.
3. Джанджгава Г.И., Августов Л.И. Навигация по геополям. Научно-методические материалы. М.: ООО «Научтехлитиздат», 2018. – 296 с.
4. Белоглазов И.Н., Джанджгава Г.И., Чигин Г.П. Основы навигации по геофизическим полям. – М.: Наука, 1985. – 328 с.
5. Красовский А.А., Белоглазов И.Н., Чигин Г.П. Теория корреляционно – экстремальных навигационных систем. М.: Наука, 1979. 380 с.
6. Вязьмин В.С., Голован А.А., Папуша И.А., Попеленский М.Ю. Информативность измерений векторного магнитометра и глобальных моделей магнитного поля Земли для коррекции БИНС летательного аппарата // XXIII Санкт-Петербургская международная конференция по интегрированным навигационным системам, сборник материалов, СПб: АО «Концерн «ЦНИИ «Электроприбор», 2016. С. 340–344.
7. Степанов О. А., Носов А. С., Торопов А. Б. Навигационная информативность геофизических полей и выбор траекторий в задаче уточнения координат с использованием карты // Известия ТулГУ. Технические науки. 2018. №5. С. 74–92.
8. Копытенко Ю.А., Петрова А.А., Августов Л.И. Анализ информативности магнитного поля земли для автономной глобальной навигации // Фундаментальная и прикладная геофизика. 2016. Т. 9. №4.
9. Волковицкий А.К., Каршаков Е.В., Харичкин М.В. Система аэромагнитной съёмки аномалий магнитного поля // Датчики и системы. 2007. №8. С. 17– 21.
10. Leliak P. Identification and Evaluation of Magnetic Field Sources of Magnetic Airborne Detector Equipped Aircraft // IRE Trans. on Aerospace and Navigational Electronics. – 1961. – P. 95–105.
11. Каршаков Е.В. Структура и алгоритмы обработки бортовых измерений в аэромагнитных и аэроэлектромагнитных системах: дис. ... д-ра техн. наук. М.: ФГБУН ИПУ РАН, 2019. 286 с.
12. Степанов О.А., Торопов А.Б. Методы нелинейной фильтрации в задаче навигации по геофизическим полям. Ч. 1. Обзор алгоритмов // Гироскопия и навигация. 2015. № 3. (23). С. 102 – 125.
13. Степанов О. А. Приближённые методы анализа потенциальной точности в нелинейных навигационных задачах. – Ленинград.: ЦНИИ «Румб», 1986. – 88 с.
14. Балакришнан А.В. Теория фильтрации Калмана. – М.: Мир, 1988. – 168 с.
15. Степанов О.А. Основы теории оценивания с приложениями к задачам обработки навигационной информации. Часть 1. Введение в теорию оценивания / Издание 3-е, исправленное и дополненное. Санкт-Петербург: АО «Концерн «ЦНИИ «Электроприбор», 2017. 509 с.

ИССЛЕДОВАНИЕ МЕТОДА БЛИЖНЕПОЛЬНОЙ СВЧ ТОМОГРАФИИ ПАРАМЕТРОВ ЛЕГКИХ

Гайкович К.П.¹, Максимович Е.С.^{2,3}, Бадеев В.А.²

¹Институт физики микроструктур РАН
gaikovich@mail.ru

²Институт прикладной физики НАН Беларуси

³Белорусский государственный университет
makhel@mail.ru, vitan_bad@mail.ru

Представлены результаты новых теоретических и экспериментальных исследований ближнеполюсной СВЧ томографии неоднородностей параметров относительного кровесодержания и воздухонаполнения легких в процессах дыхания и работы сердца. Предложены новые методы и алгоритмы решения обратных задач 3D томографии указанных выше параметров легких по данным мультисенсорных измерений рассеянного сигнала. На основе ранее разработанного метода 1D томографии (профилирования) воздухонаполнения легких получено томографическое 3D распределение воздухонаполнения легких в фазе вдоха по данным последовательных бистатических измерений параметров рассеянного сверхширокополосного импульсного сигнала в двумерной (квадратной) области грудной клетки.

Введение

Предысторию применения СВЧ зондирования рассматриваемых в работе исследований в области дистанционной СВЧ диагностики процессов дыхания и работы сердца, продемонстрировавших чувствительность контактных измерений к внутренней диэлектрической структуре тканей легких, можно найти в [1-4]. Представленные в докладе результаты продолжают исследования возможностей СВЧ томографии легких в рамках развиваемого авторами подхода к разработке методов диагностики подповерхностных диэлектрических неоднородностей, основанного на решении обратных задач ближнеполюсного рассеяния [5-14]. В таких средах, как рассматриваемые ткани грудной клетки, невозможно достичь необходимого разрешения путем применения в зондировании достаточно коротких волн из-за сильного поглощения на высоких частотах, в то время как ближнеполюсные измерения с использованием глубоко проникающих более длинных волн позволяют реализовать субволновую разрешающую способность в их ближней зоне.

Наши результаты зондирования тела человека в области грудной клетки сверхширокополосными моноимпульсными сигналами с центральной частотой спектра 300 МГц и 1 ГГц с помощью бистатической приемно-передающей системы идентичных bow-tie антенн с широким пространственным спектром излучения показали наличие вариаций, связанных с дыханием и пульсом, и стимулировали дальнейшие исследования [12-13]. Был разработан метод динамической ближнеполюсной томографии легких основанный на решении обратной задачи ближнеполюсного рассеяния – восстановления динамики глубинного профиля относительного воздухонаполнения или содержания крови в тканях легких по вариациям спектра рассеянного импульсного сигнала в предположении, что структура покрывающих легкие тканей известна из независимых измерений. Для решения этой нелинейно некорректной обратной задачи восстановления неоднородностей в многослойной сильно поглощающей среде с частотной дисперсией был разработан алгоритм метода двойственной регуляризации – новом методе в теории нелинейных некорректных задач, примененным нами ранее в томографии диэлектрических неоднородностей в однородном полупространстве без частотной дисперсии [9]. В [14] были продолжены исследования метода динамического СВЧ профилирования на основе последовательного решения комплексной задачи: определения параметров слоистой структуры тканей, покрывающих легкие и восстановления динамики глубинных профилей воздухонаполнения и кровесодержания с использованием полученной структуры. Алгоритм определения структуры покрывающих легкие тканей (кожа-жир-мышцы-ребра) основан на минимизации квадратичной невязки измеренного и вычисленного спектра импульсного сигнала в фазе выдоха методом перебора в интервалах возможных значений толщин слоев (с учетом априорной информации и данных независимых измерений). Относительно небольшое число определяемых параметров позволяет решать задачу на обычных компьютерах, а близость решения к соответствующему первому приближению уменьшает эффекты, связанные с некорректностью задачи.

Для решения второй части этой комплексной задачи – восстановления динамики искомых параметров легких – был предложен и разработан алгоритм решения обратной задачи как по спектру, так и по форме рассеянного импульса, основанный на применении метода двойственной регуляризации. Алгоритмы были исследованы как в численном моделировании, так и по данным эксперимента. Также, в [14] были предложены и возможные постановки обратных задач трехмерной томографии параметров воздухоудержания и кровенаполнения легких по данным СВЧ измерений.

В данной работе продолжено развитие этой теории и приводятся первые экспериментальные результаты трехмерной импульсной диагностики подповерхностного распределения воздухоудержания легких по данным восстановления глубинного профиля в точках двумерной области на поверхности грудной клетки по спектру измеренного импульсного сигнала с использованием приемно-передающей системы с уменьшенными антеннами.

Теория

Следуя [14], рассмотрим ближнепольную импульсную задачу диагностики рассеивающей неоднородности с комплексной диэлектрической проницаемостью $\varepsilon(\mathbf{r}) = \varepsilon_0 + \varepsilon_1(\mathbf{r})$ в многослойном полупространстве $z < 0$ с $\varepsilon_0 = \varepsilon_i$ по двумерному распределению рассеянного сигнала по поперечным координатам $x = x_r$ и $y = y_r$ вдоль поверхности среды на уровне $z = z_r$. Вектор электрического поля представляет собой сумму компонент зондирующего и рассеянного поля $\mathbf{E}(\mathbf{r}) = \mathbf{E}_0(\mathbf{r}) + \mathbf{E}_1(\mathbf{r})$. В многочастотных и импульсных методах решения обратных задач томографии можно использовать спектр принимаемого сигнала. При этом в многочастотном методе может измеряться частотная зависимость комплексных амплитуд гармонических сигналов $s_\omega(\mathbf{r}_r, \omega)$. В спектре $s(\mathbf{r}_r, \omega)$ действительного импульсного сигнала $s(\mathbf{r}_r, t)$ часть фазовой информации теряется, но он может быть вычислен по комплексным амплитудам $s_\omega(\mathbf{r}_r, \omega)$ сигнала, который принимался бы на отдельных гармониках спектра генератора как [10]:

$$s(\mathbf{r}_r, \omega) = \frac{1}{2} [s_\omega(\mathbf{r}_r, \omega) + s_\omega(\mathbf{r}_r, -\omega)^*]. \quad (1)$$

Для краткости здесь и далее временные и соответствующие им спектральные параметры обозначаются одними и теми же символами и определяются своими аргументами. Уравнение, связывающее комплексные амплитуды $s_\omega(\mathbf{r}_r, \omega)$ в (1) с зондируемой диэлектрической неоднородностью $\varepsilon_1(\mathbf{r})$, определяется сверткой распределения спектральных компонент рассеянного поля и аппаратной функции датчика. Для плоских приемных антенн эта свертка имеет вид:

$$s_\omega(\mathbf{r}_r, \omega) = \int \mathbf{E}_1[\varepsilon_1(\mathbf{r})](x, y, z = z_r, \omega) \mathbf{F}(x_r - x, y_r - y, \omega) dx dy. \quad (2)$$

Обратная задача восстановления $\varepsilon_1(\mathbf{r})$ из решения трехмерного уравнения (4) является сильно нелинейной, некорректной и вряд ли разрешимой в общем случае. Однако решение можно получить в рамках борновского ($\mathbf{E}_1(\mathbf{r}) \ll \mathbf{E}(\mathbf{r})$) или скорректированного борновского приближений [6]. Используя этот подход, разложим (2) в поперечный спектр (двумерное преобразование Фурье в (2) по x_r и y_r), который выражается скалярным произведением:

$$s_\omega(k_x, k_y, z_r, \omega) = 4\pi^2 \mathbf{E}_1[\varepsilon_1(\mathbf{r})](k_x, k_y, \omega, z_r) \mathbf{F}(k_x, k_y, \omega), \quad (3)$$

где k_x, k_y – компоненты волнового вектора разложения (3) по плоским волнам, а $\mathbf{F}(k_x, k_y, \omega)$ – диаграмма направленности в k -пространстве. В [6] приведен вывод уравнения для метода многочастотной томографии:

$$s(k_x, k_y, z, \omega, \delta x, \delta y) = \int_{z'} \varepsilon_1(k_x, k_y, z') K(k_x, k_y, z', z, \omega, \delta x, \delta y) dz', \quad (4)$$

$$K(k_x, k_y, z', z, \omega, \delta x, \delta y) = -4\pi^3 i \omega F_i(k_x, k_y, \omega) \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} e^{-i\kappa_x \delta x - i\kappa_y \delta y} \times [j_i(\kappa_x, \kappa_y, \omega) G_{ij}^{12}(\kappa_x, \kappa_y, z, z', \omega)] G_{ji}^{21}(\kappa_x + k_x, \kappa_y + k_y, z', z, \omega) d\kappa_x d\kappa_y,$$

где каждый из индексов i, j соответствует координатам x, y, z , а компоненты тензоров Грина G для распространения волн через многослойную среду покрывающих тканей в легкие и обратно в k -пространстве получены в [6] в явном виде.

Уравнение (4) было использовано для решения обратных задач рассеяния в методах подповерхностной томографии по данным многочастотных [5-8] и многоуровневых (в зависимости от уровня приемно-передающей системы z над поверхностью)[6] измерений комплексных амплитуд гармонического сигнала, а также измерений с переменными параметрами $\delta x, \delta y$ базы «источник-приемник» [11]. Для решения обратной задачи рассеяния по данным импульсных измерений из (1) и (4) получаем интегральное уравнение [10]:

$$s_p(k_x, k_y, z, \omega, \delta x, \delta y) = \frac{1}{2} \int_{z'} \varepsilon_1(k_x, k_y, z') K(k_x, k_y, z', \omega, \delta x, \delta y) + \varepsilon_1^*(-k_x, -k_y) K^*(-k_x, -k_y, -\omega, z', \delta x, \delta y). \quad (5)$$

Как можно видеть, это уравнение является недоопределенным. Однако решение возможно, когда ε_1 определяется одним параметром среды $\rho(z)$. В рассматриваемом случае – это параметры относительного (по объему) содержания воздуха ρ_{air} и крови ρ_{blood} в легких, вариации которых определяют вариации комплексной диэлектрической проницаемости легких. Значения диэлектрических параметров постоянной структуры грудной клетки известны для всех типов тканей и на всех частотах в полосе анализа, включая ткани слоев кожи, жира, мышц и ребер, покрывающих легкие, а также крови и ткани легких без воздуха и в состоянии полного заполнения воздухом [15].

Эффективная комплексная диэлектрическая проницаемость смеси ткани легких с воздухом или кровью может вычисляться вычисляется на основе соответствующих различным условиям формул [16]. В данной работе мы будем использовать формулу Релея:

$$(\varepsilon - \varepsilon_{lung}) / (\varepsilon + 2\varepsilon_{lung}) = \rho(\varepsilon_a - \varepsilon_{lung}) / (\varepsilon_a + 2\varepsilon_{lung}), \quad (6)$$

где ε_a – диэлектрическая проницаемость примеси ρ_{air} и крови ρ_{blood} в легких (ε_{lung}). Проблемой использования этой формулы, как и других, является ее нелинейная зависимость ε от ρ . Однако при условии малости вариаций $\varepsilon_1 \ll \varepsilon$, обеспечивающем выполнимость борновского приближения, имеем:

$$\varepsilon_1(x, y, z, \omega) = \varepsilon(x, y, z, \omega) - \varepsilon_{lung}(\omega) = \varepsilon_1(\omega) \approx 3 / 2 \rho_{air}(x, y, z) \varepsilon_{lung}(\omega), \quad (7)$$

$$\varepsilon_1(x, y, z, \omega) \approx \rho_{blood}(x, y, z) 3 \varepsilon_{lung}(\omega) [\varepsilon_{blood}(\omega) - \varepsilon_{lung}(\omega)] / [\varepsilon_{blood}(\omega) + 2 \varepsilon_{lung}(\omega)], \quad (8)$$

где полагаем $\varepsilon_{air} = 1 \ll \varepsilon_{lung}$ и $\varepsilon + 2\varepsilon_{lung} = 3\varepsilon_{lung}$. Тогда для многочастотного метода (4) уравнение обратной задачи имеет:

$$s_\omega(k_x, k_y, \omega) = \int_{z'} \rho_{air,blood}(k_x, k_y, z') \tilde{K}^{air,blood}(k_x, k_y, z', \omega) dz', \quad (9)$$

$$\tilde{K}^{air}(k_x, k_y, z', \omega) = 3 / 2 \varepsilon_{lung}(\omega) K(k_x, k_y, z', \omega),$$

$$\tilde{K}^{blood}(k_x, k_y, z', \omega) = 3 \varepsilon_{lung}(\omega) [\varepsilon_{blood}(\omega) - \varepsilon_{lung}(\omega)] / [\varepsilon_{blood}(\omega) + 2 \varepsilon_{lung}(\omega)].$$

Для решения полученных уравнений Фредгольма 1-го рода может быть использован алгоритм метода А.Н. Тихонова обобщенной невязки на гильбертовом пространстве комплекснозначных функций W_2^1 [6]. Решение обратной задачи в декартовых координатах получается двумерным обратным преобразованием Фурье решения в k -пространстве:

$$\rho_{air,blood}(x, y, z) = \iint \rho_{air,blood}(k_x, k_y, z) \exp(ik_x x + ik_y y) dk_x dk_y. \quad (10)$$

Рассмотренные методы предполагают определение слоистой структуры покрывающих легкие тканей, которая в принципе может быть получена и на основе независимых измерений; однако, чтобы избежать сопутствующих ошибок несоответствия модели, лучше использовать эту априорную информацию в решении соответствующей обратной задачи по данным измерений в фазе полного выдоха, рассматривая легкие как однородную среду. Искомыми параметрами задачи являются глубины границ раздела пяти слоев (кожи, жира, мышц, ребер и легких). Поскольку число неизвестных невелико, и их значения приблизительно известны, данная задача может не проявлять свойств

некорректности, что позволяет применить метод минимизации квадратичной невязки между спектром измеренного рассеянного сигнала и спектра вычисленного с использованием формулы (4) (для многочастотного сигнала) или (5) – для импульсного. В [14] мы разработали и использовали алгоритм, основанный на переборе значений искоемых параметров z_{1-4} вокруг первого приближения с небольшим шагом. Для импульсного сигнала имеем:

$$\int_{\Delta\omega_0} |s[\varepsilon(z_{1i}, z_{2j}, z_{3k}, z_{4l}), \rho_{air}(z) = 0, \rho_{blood}(z) = 0](\omega) - s_0(\omega)|^2 d\omega \rightarrow \min_D, \quad (11)$$

$$D \equiv \{z_{1i} = \Delta zi, i = 1, \dots, i_{\max}; z_{2j} = \Delta zj, j = i_{\max}, j_{\max}; z_{3k} = \Delta zk, k = j_{\max}, k_{\max}; z_{4l} = \Delta zl, l = k_{\max}, \dots, l_{\max}\},$$

где Δz – шаг дискретизации. Для уменьшения погрешности решения оптимальная ширина спектральной области анализа $\Delta\omega_0$ выбиралась вне более высокочастотной области спектра ошибок измерения на основе численного моделирования.

Безусловно, представленная выше трехмерная томография (4,5,11) предполагает высокую чувствительность и точное позиционирование сенсоров на плоском участке поверхности тела, реализовать которые на базе имеющихся средств измерения и контроля не представлялось возможным. В связи с этим, наши исследования [11-14] были сосредоточены на методе динамической одномерной томографии – восстановления глубинного профиля вариаций воздухонаполнения и кровесодержания крови легких в процессе дыхания и сердечной деятельности. Преимуществом одномерного приближения является возможность решения обратной задачи в нелинейной постановке без использования приближений теории возмущений, в частности, восстанавливать естественные вариации профиля воздухонаполнения при дыхании. Такой метод был разработан нами и тестирован по данным импульсных измерений рассеянных сигналов системой на основе двух идентичных плоских bow-tie антенн. Спектр действительного импульсного сигнала $s(\omega)$ определяется частотным распределением $s_\omega(\omega)$ комплексных амплитуд рассеянного гармонического сигнала:

$$s(\omega) = \frac{1}{2}[s_\omega(\omega) + s_\omega(-\omega)^*]. \quad (12)$$

Это распределение имеет вид [10]:

$$s_\omega(x_r, y_r, \omega) = \frac{const}{V(\omega)} \iint \exp\left\{-ik_x \delta x - ik_y \delta y + i\sqrt{k^2 - \kappa_x^2 - \kappa_y^2}(z_{ir} + z_r)\right\} \left\{R^{\parallel}[\varepsilon(z, \omega)](k_x, k_y) |j_j(k_x, k_y, \omega) g_{ji}^{\parallel}|^2 + R^{\perp}[\varepsilon(z, \omega)](\kappa_x, \kappa_y) |j_j(k_x, k_y, \omega) g_{ji}^{\perp}|^2\right\} dk_x dk_y, \quad (13)$$

$$f_x(k_x, k_y, \omega) = R^{\parallel}(k_x, k_y, \omega) \left[\left(\frac{k_x^2 k_z}{k_{\perp}^2}\right)^2 + \left(\frac{k_x k_y k_z}{k_{\perp}^2}\right)^2 + k_x^2 \right] + R^{\perp}(k_x, k_y, \omega) \left(\frac{k^2}{k_{\perp}^2 k_z}\right)^2 \left[k_y^4 + (k_x k_y)^2 \right],$$

$$f_y(k_x, k_y, \omega) = R^{\parallel}(k_x, k_y, \omega) \left[\left(\frac{k_x k_y k_z}{k_{\perp}^2}\right)^2 + \left(\frac{k_y^2 k_z}{k_{\perp}^2}\right)^2 + k_y^2 \right] + R^{\perp}(k_x, k_y, \omega) \left(\frac{k^2}{k_{\perp}^2 k_z}\right)^2 \left[(k_x k_y)^2 + k_x^4 \right],$$

где $R^{\parallel\perp}[\varepsilon(z, \omega)](k_x, k_y, \omega)$ – компоненты коэффициентов отражения от зондируемой среды на двух поляризациях в k -пространстве, которые могут быть вычислены для произвольной одномерно неоднородной среды [6], $const(\omega)$ – калибровочная константа, которая для используемой системы может определяться экспериментально. Заметим, что уравнение (13) может быть использовано и для решения обратной задачи в методе многочастотной томографии. Задачи определения вариаций профилей воздухоносодержания $\rho_{air}(z)$ и кровенаполнения $\rho_{blood}(z)$ могут решаться независимо: периодические вариации, связанные с пульсовой волной отчетливо наблюдаются только в фазе полного вдоха (диэлектрические параметры легких в этой фазе также известны), и на время измерений (типично – порядка 10 с) имеется возможность остановить дыхание.

Рассмотрим импульсный метод восстановления вариаций профилей воздухонаполнения и кровесодержания со структурой покрывающих тканей ε_{0i} , полученной из решения (11). При этом в первой задаче $\varepsilon_1(\omega, z) = \varepsilon_1[\rho_{air}(z)](\omega, z)$, а во второй $\varepsilon_1(\omega, z) = \varepsilon_1[\rho_{blood}(z)](\omega, z)$. Обе задачи могут быть сформулированы следующим образом: найти профиль $\rho(z) = \rho_{air}(z)$ или $\rho(z) = \rho_{blood}(z)$, который с

заданной точностью удовлетворяет функциональному уравнению вычисленных значений спектра значениям спектра измеренного рассеянного импульса:

$$s[\rho(z)](\omega) = s_0(\omega). \quad (14)$$

Для решения этого уравнения, как и в [9-10,12-14], мы применили новый в теории нелинейных некорректных задач метод двойственной регуляризации [9]. Решение задачи получается путем минимизации модифицированного функционала Лагранжа по искомому функциональному параметру $\rho(z)$ при одновременной максимизации соответствующего регуляризованного функционала по коэффициенту Лагранжа [9]. Исследования импульсного метода в [14] продемонстрировали эффективность алгоритмов решения обратной задачи и протестированы в эксперименте. Тем не менее, в рамках этих исследований остались вопросы, связанные с влиянием горизонтальных неоднородностей, которые мы исследовали в данной работе по данным последовательных измерений в двумерной области на поверхности грудной клетки в фазе полного вдоха.

Эксперимент

В отсутствие многосенсорной системы мы реализовали 3D диагностику подповерхностной структуры воздухонаполнения легких $\rho_{air}(x, y, z)$ путем последовательного применения метода одномерного профилирования (14) по данным измерений в 9 точках x - y квадратной области грудной клетки с размерами 6×6 см с шагом $\Delta x = \Delta y = 3$ см. Поскольку при таких измерениях невозможно осуществить мониторинг процесса, измерения в точках наблюдения проводились при задержке дыхания в фазе вдоха. В экспериментах использовалась приемно-передающая система на основе bow-tie антенн уменьшенного размера с длиной плеча 1,3 см и шириной 2,0 см. На рис.1 представлены результаты томографического анализа.

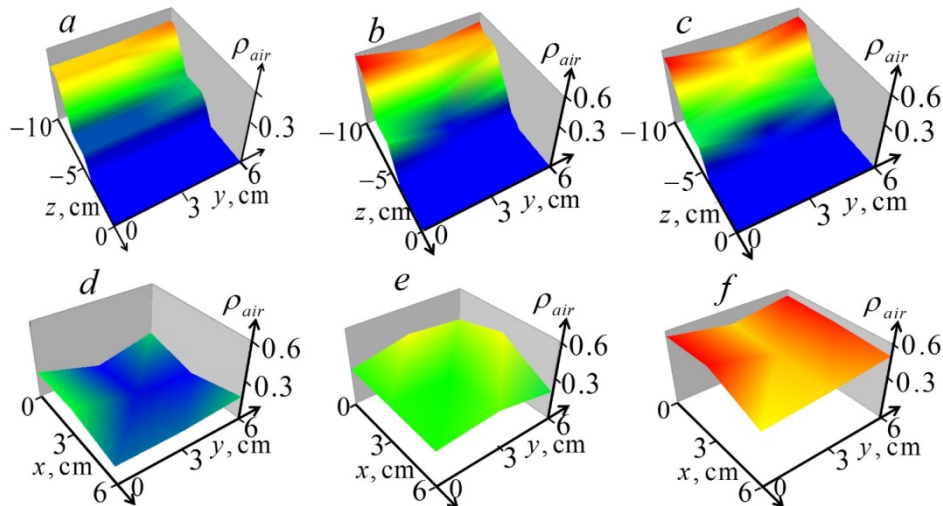


Рис.1. Томографические сечения восстановленного 3D распределения относительного воздухонаполнения легких: (a), (b), (c) – вертикальные сечения в плоскостях $x = 0, 3, 6$ см; (d), (e); (f) – горизонтальные сечения в плоскостях $z = -5, -7, -9$ см.

На рисунке можно видеть, что обнаруженные неоднородности глубинной структуры воздухонаполнения $\rho_{air}(x, y, z)$ оказались плавными и их вариации представляются достаточно реалистичными.

Заключение

Приведенные результаты показывают, что разработанный метод динамического импульсного профилирования и полученные с его использованием результаты [14] достаточно обоснованы. Также, эти результаты демонстрируют возможные перспективы развития микроволновой трехмерной томографии.

Работа по проекту выполнена за счёт средств Российского фонда фундаментальных исследований, номер гранта 20-52-00030 и Белорусского республиканского фонда фундаментальных исследований, номера грантов T20P-244 и T21ТУРГ-002.

ЛИТЕРАТУРА

1. Iskander M.F., Durney C.H., Shoff D.J., Bragg D.G. Diagnosis of pulmonary edema by a surgically noninvasive microwave technique // *Radio Science*. vol. 14. 1979. no. 6S. pp. 265-269. doi:10.1029/RS014i06Sp00265.
2. Celik N., Gagarin R., Youn H.S., and Iskander M.F. A Non-Invasive microwave sensor and signal processing technique for continuous monitoring of vital signs // *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*. vol. 10. 2011. pp. 286-289. doi:10.3390/s21072448.
3. Celik N., Gagarin R., Huang G. Ch., et al. Microwave stethoscope: Development and Benchmarking of a vital signs sensor using computer-controlled Phantoms and human studies // *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*. vol. 61. 2014. no. 8. pp. 2341–2349. DOI: 10.1109/TBME.2013.2241763.
4. Perron R.R.G., Iskander M.F., Seto T.B., Huang G.C., Bibb D.A. Electromagnetics in Medical Applications: The Cardiopulmonary Stethoscope Journey // In: Lakhtakia A., Furse C. (eds) *The World of Applied Electromagnetics*. Springer, Cham, Ch.18. 2018. pp. 443-479. doi: 10.1007/978-3-319-58403-4_18.
5. Gaikovich K.P. Subsurface near-field scanning tomography // *Phys. Rev. Letters*. vol. 98, no. 18, 2007. pp. 183902. doi: 10.1103/PhysRevLett.98.183902.
6. Gaikovich K.P., Gaikovich P.K. Inverse problem of near-field scattering in multilayer media // *Inverse Problems*. vol. 26. no. 12. 2010. pp. 125013. doi:10.1080/17415977.2017.1417405.
7. Gaikovich K.P., Gaikovich P.K., Maksimovitch Ye.S., Badeev V.A. Pseudopulse near-field subsurface tomography // *Physical Review Letters*. vol. 108. no. 16. 2012. pp. 163902. doi:10.1103/PhysRevLett.108.163902.
8. Gaikovich K.P., Gaikovich P.K., Maksimovitch Ye.S., Badeev V.A. Subsurface near-field microwave holography // *IEEE Journal of Selected Topics in Applied Earth Observations and Remote Sensing*. vol. 9. no. 1. 2016. pp. 74-82. doi:10.1109/JSTARS.2015.2443035.
9. Gaikovich K.P., Gaikovich P.K., Maksimovitch Ye. S., Smirnov A.I., and Sumin M.I. Dual regularization in non-linear inverse scattering problems // *Inverse Problems in Science and Engineering*. vol. 24. no. 7. 2016. pp. 1215–1239. doi:10.1080/17415977.2016.1160389.
10. Gaikovich K.P., Maksimovitch Ye.S., Sumin M.I. Inverse scattering problems of near-field subsurface pulse diagnostics // *Inverse Problems in Science and Engineering*, vol. 26, no.11, pp. 1590-1611, 2018.
11. Gaikovich K.P., Maksimovitch Ye.S., Badeev V.A. Near-field subsurface tomography and holography based on bistatic measurements with variable base // *Inverse Problems in Science and Engineering*, vol. 29. no. 5. 2021. pp. 663–680. 10.1080/17415977.2020.1800686.
12. Bokeria L.A., Kakuchaya T.T., Badeev V.A, Maksimovitch Ye.S., Smirnov A.S., Gaikovich K.P. Achievements and Prospects in Near-Field Subsurface Diagnostics // *Proc. of 21st International Conference on Transparent Optical Networks: ICTON 2019 (9-13 July 2019, Anger, France)*, pp. Th.D4.5 (4 pp.). doi: 10.1109/ICTON.2019.8840017.
13. Бокерия Л.А., Какучая Т.Т., Максимович Е.С., Бадеев В.А., Гайкович К.П. Ближнепольное импульсное СВЧ зондирование динамики подповерхностной структуры тканей тела при дыхании и сердечной деятельности. *Журнал радиоэлектроники [электронный журнал]*. 2020. №8. doi:10.30898/1684-1719.2020.8.5
14. Бокерия Л.А., Какучая Т.Т., Куулар А.М., Максимович Е.С., Бадеев В.А., Гайкович К.П. Динамическая ближнепольная СВЧ диагностика легких. *Журнал радиоэлектроники [электронный журнал]*. 2021. №8. doi.org/10.30898/1684-1719.2021.8.16.
15. Gabriel C. Compilation of the Dielectric Properties of Body Tissues at RF and Microwave Frequencies // *Report N.AL/OE-TR- 1996-0037*, Occupational and environmental health directorate, Radiofrequency Radiation Division, Brooks Air Force Base, Texas (USA), 1996. doi:10.21236/ada303903.
16. Sihvola A. *Subsurface Sensing Technologies and Applications*. vol. 1. no. 4. 2000. pp. 393-415. 10.1023/A:1026511515005

МОДЕЛИРОВАНИЕ КАДРОВОЙ СИНХРОНИЗАЦИИ СИСТЕМ РАДИОСВЯЗИ СТАНДАРТА IEEE 802.15.4-2020 В УСЛОВИЯХ ИХ СОВМЕСТНОГО ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ

Зайцев И.В.¹, Жарков С.Н.¹, Титов К.Д.^{1,2}

¹*ВУНЦ ВВС «ВВА им. проф. Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина» (г. Воронеж)*

igorwz@mail.ru, szharkov@mail.ru

²*Воронежский государственный университет*

titovkd@gmail.com

Исследована кадровая синхронизация системы радиосвязи стандарта IEEE 802.15.4-2020, функционирующей в режиме HRP, в условиях мешающего воздействия сигналов системы того же стандарта, работающей в режиме CoU. В среде MATLAB разработана имитационно-статистическая модель данного непреднамеренного помехового воздействия. Получены зависимости вероятности правильного обнаружения от отношения мощности синхронизирующего сигнала первой системы к мощности сигнала второй системы и количества временных пауз (добавочных нулевых сигналов) между элементами синхронизирующего сигнала. Определено предельное количество добавочных нулевых сигналов, при котором наблюдается улучшение качества обнаружения синхронизирующего сигнала. Результаты показывают возможность создания системы адаптивной кадровой синхронизации на основе добавления нулевых сигналов при наличии контроля вероятности доставки пакетов.

Введение

Кадровая (фреймовая) синхронизация является неотъемлемой частью цифровых систем радиосвязи [1-3]. Однако при исследовании характеристик алгоритмов цифровой обработки сигналов в таких системах традиционно предполагается, что синхронизация передатчика и приемника идеальная. Такое допущение позволяет без усложнения математического аппарата получить данные для обоснованного сравнительного анализа характеристик помехоустойчивости разных режимов работы, видов модуляции/демодуляции, кодирования/декодирования и др. В тоже время при анализе электромагнитной совместимости радиосистем важно учитывать влияние на помехоустойчивость их кадровой синхронизации непреднамеренного воздействия мешающих сигналов устройств, функционирующих в том же частотном диапазоне.

Для объединения устройств в радиосеть применяются технологии Интернета вещей (IoT), функционирующие в соответствии со стандартом IEEE 802.15.4-2020 [4], в котором реализована технология сверхширокой полосы пропускания – ultra-wideband (UWB). Особенностью этой технологии является использование импульсных сигналов для достижения полосы частот более 500 МГц при низком уровне спектральной плотности мощности – не более –41,3 дБм/МГц, что соответствует ограничениям Федеральной комиссии по связи (FCC) и Европейского института телекоммуникационных стандартов (ETSI). Физический уровень стандарта имеет множество режимов, предназначенных для использования в различных системах. Поскольку помехоустойчивость физических уровней, использующих узкополосные сигналы, хорошо изучена, в рамках данной работы будет рассмотрен физический уровень стандарта IEEE 802.15.4-2020 HRP UWB PHY [5], использующий комбинации сверхширокополосных (СШП) сигналов с высокой частотой повторения импульсов – high rate pulse repetition frequency (HRP) и пакетно-позиционной модуляции – burst position modulation (BPM) с модуляцией binary phase-shift keying (BPSK).

Воздействие сигналподобных помех на приемники СШП сигналов довольно хорошо изучено, например в [6], поэтому в данной работе будет рассматриваться задача совместного функционирования радиосистем стандарта IEEE 802.15.4-2020, использующих различные способы расширения спектра: HRP (с использованием импульсов типа «приподнятый косинус») и CoU (с использованием сигналов с линейной частотной модуляцией). Таким образом, целью данной работы является исследование непреднамеренного мешающего воздействия на кадровую синхронизацию системы радиосвязи стандарта IEEE 802.15.4-2020, работающей в режиме HRP, сигналов другой системы того же стандарта, функционирующей в режиме CoU.

Описание кадровой синхронизации в системах стандарта IEEE 802.15.4-2020

Основой алгоритмов кадровой синхронизации в системах стандарта IEEE 802.15.4-2020 так же, как и во всех цифровых системах радиосвязи, является использование синхронизирующих сигналов, которые излучаются перед отправкой кадра с полезной информацией. Синхронизирующие сигналы данного стандарта формируются на основе троичной кодовой последовательности, элементы которой принимают значения (-1) , 0 или $(+1)$. Обнаружение таких сигналов позволяет определить момент начала отправления кадров, т.е. осуществить кадровую синхронизацию. Наличие синхронизирующих сигналов определяется с помощью вычисления в приемнике функции корреляции отсчетов опорного сигнала (известного синхронизирующего сигнала) и принимаемых отсчетов аддитивной смеси сигнала и шума. Отсчеты являются результатом аналоговой обработки в радиотракте и фильтрации, согласованной с формирующим сигналом [1]. На рис. 1 показана общая структура корреляционного приемника, используемого для кадровой синхронизации M принимаемых отсчетов сигнала r_k могут содержать как отсчеты аддитивного гауссовского шума n_k , так аддитивную смесь отсчетов синхронизирующего сигнала s_k , помехового сигнала s_k^I и шума n_k

$$r_k = \begin{cases} n_k & , (1 \leq k \leq K_1 - 1) \cup (K_2 + 1 \leq k \leq K), \\ s_{k-K_1+1} + s_k^I + n_k^I & , K_1 \leq k \leq K_2, \end{cases} \quad (1)$$

где $K_2 - K_1 + 1 = M$.

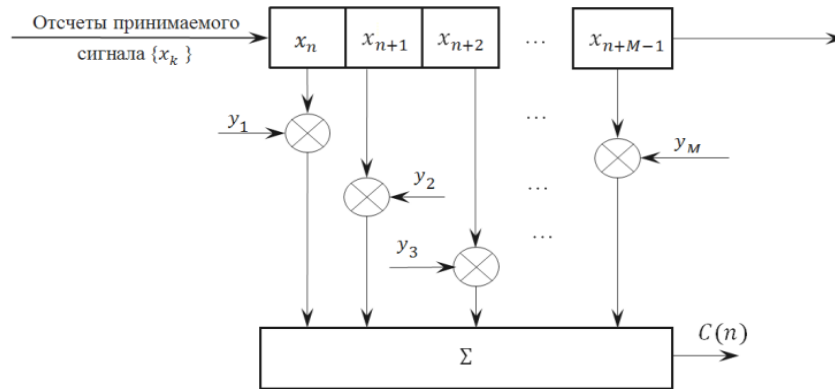


Рис. 1. Общая структура корреляционного приемника.

Корреляционный приемник вычисляет в момент времени t_n , соответствующий приему k -го отсчета, корреляцию C отсчетов принимаемого сигнала $\{r_k\}$ и опорного сигнала $\{y_m : y_m = s_m, 1 \leq m \leq M\}$, равную

$$C(n) = \sum_{k=n}^{n+M-1} r_k y_k .$$

Для вынесения решения о наличии/отсутствии синхронизирующего сигнала применяется критерий Неймана-Пирсона, согласно которому значение корреляции $C(n)$ сравнивается с пороговым значением h . Если значение корреляции $C(n)$ превышает заданное пороговое значение (порог) h , то принимается решение о наличии синхронизирующего сигнала в момент времени t_n , иначе – сигнал отсутствует. Значение порога h выбирается так, чтобы обеспечить вероятность ложной тревоги, равную приблизительно 10^{-6} .

Синхронизирующий сигнал радиосистемы стандарта IEEE 802.15.4-2020, функционирующей в режиме HRP, формируется следующим образом.

Выбирается троичная последовательность из списка, приведенного в стандарте [4]. В работе без потери общности сделан выбор последовательности с кодовым индексом «9» q_9 .

Формируется первая последовательность прямоугольных импульсов y_1 , соответствующих выбранной троичной последовательности q_9 , так что «-» соответствует импульсу с отрицательным

единичным значением амплитуды, «0» – импульсу с нулевым значением амплитуды, а «+» – импульсу с положительным единичным значением амплитуды. На рис. 2а показан пример последовательности y_1 , сгенерированной в полосе частот 50 МГц.

1) Формируется вторая последовательность прямоугольных импульсов y_2 соответствующих последовательности q'_9 , формируемой добавлением N_0 нулевых сигналов между элементами q_9 . На рис. 2б показан пример последовательности y_2 при $N_0 = 3$ (рекомендовано стандартом). Жирным выделены элементы последовательности q_9 .

2) Каждому прямоугольному импульсу в последовательности y_2 ставится в соответствие формирующий импульс. Данная процедура может быть реализована пропусканием y_2 через цифровой фильтр Найквиста [1] с импульсной характеристикой, равной формирующему импульсу, с 4 или 8 отсчетами на символ, аналогично тому, как данная процедура реализуется в системах радиосвязи других стандартов, например, DECT NR, IEEE 802.11ax и др.

В режиме HRP для расширения частотного спектра используется формирующий импульс типа приподнятого косинуса длительностью 2 нс, показанный на рис. 3, а в режиме CoU – формирующий импульс с линейной частотной модуляцией той же длительности, формируемой в полосе 500 МГц.

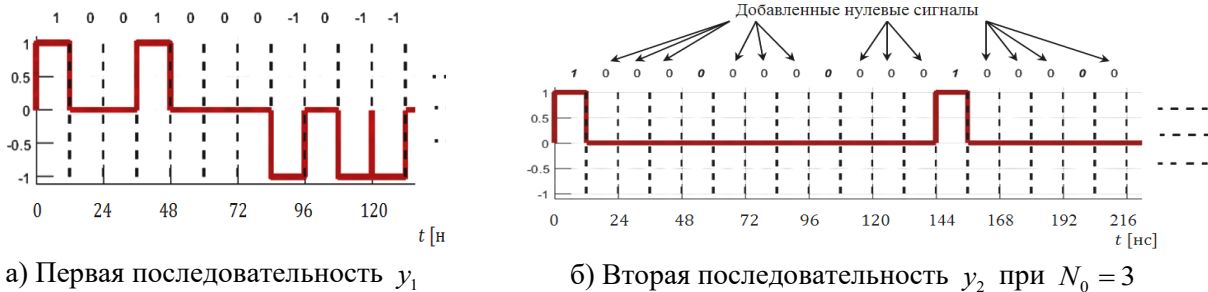


Рис. 2. Пример последовательностей y_1 и y_2 , используемых для формирования синхронизирующего сигнала в системе радиосвязи стандарта IEEE 802.15.4-2020.

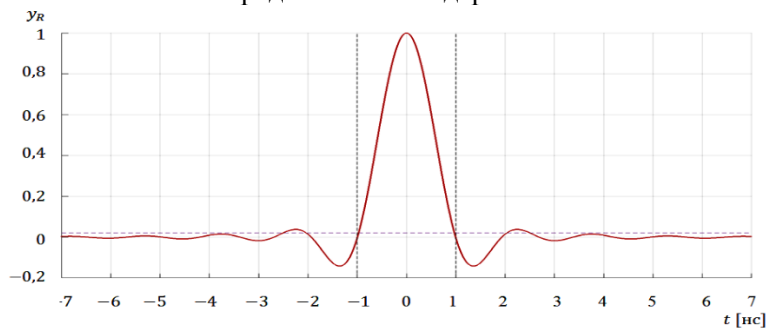


Рис. 3. Пример формирующего импульса типа приподнятого косинуса, используемого в радиосистеме стандарта IEEE 802.15.4 в режиме HRP.

Описание имитационно-статистической модели кадровой синхронизации системы радиосвязи стандарта IEEE 802.15.4-2020

Моделирование непреднамеренного воздействия на кадровую синхронизацию стандарта IEEE 802.15.4 проводилось в среде MATLAB. Блок-схема моделирования показана на рисунке 4. Входные данные представлены в табл. 1. Функционально-структурная схема модели приведена на рис. 5. Модель позволяет оценить значение вероятности правильного обнаружения синхронизирующего сигнала P_1 при вероятности ложной тревоги, равной 10^{-6} .

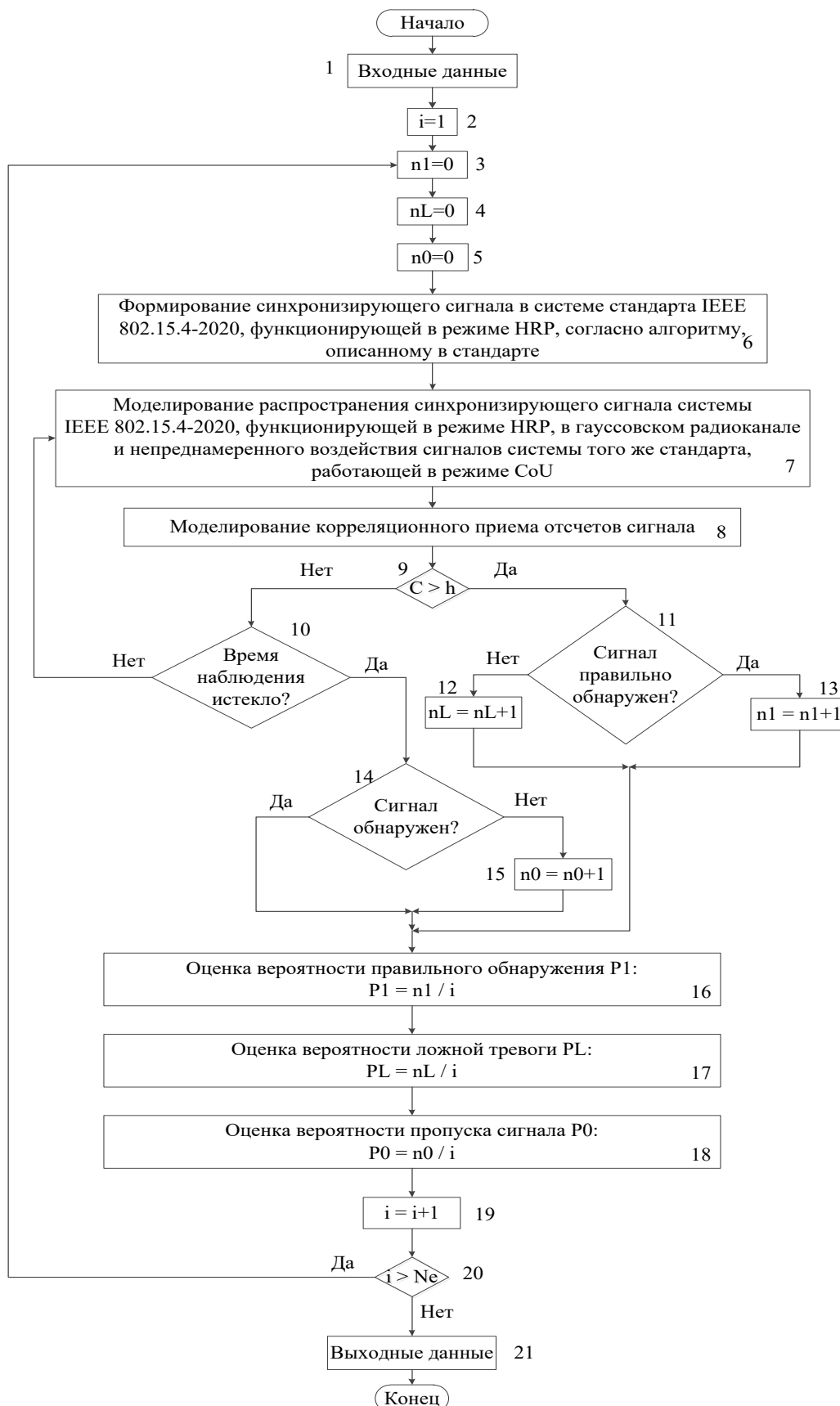


Рис. 4. Блок-схема моделирования непреднамеренного воздействия передатчика радиосистемы стандарта IEEE 802.15.4-2020 в режиме CoU на кадровую синхронизацию приемника в режиме HRP.

Таблица 1. Основные входные данные имитационно-статистической модели.

Название параметра	Значение параметра	
Количество нулевых сигналов в синхронизирующем сигнале, N_0	В стандарте IEEE 802.15.4 рекомендуется задавать количество добавляемых нулевых сигналов, равным 3.	
Количество итераций, N_e	10 000	Выбирается так, чтобы дисперсия значений оценок искомых вероятностей была меньше 10-3.
Время наблюдения, K	Выбирается так, чтобы интервал наблюдения был в 10 раз больше длительности синхронизирующего сигнала.	
Отношение сигнал/шум (ОСШ) [дБ]	10, т.е. при отсутствии влияния шума на характеристики приема сигналов.	
Отношение мощностей мешающего и синхронизирующего сигналов, η	$-5 \leq \eta \leq 5$ [дБ], что позволило оценить минимальные значения η , при которых качество кадровой синхронизации начинает ухудшаться.	

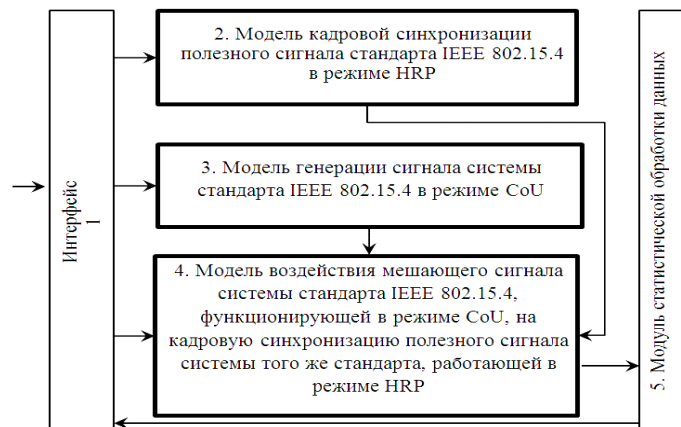


Рис. 5. Функционально-структурная схема модели непреднамеренного воздействия на кадровую синхронизацию полезного сигнала стандарта IEEE 802.15.4.

С помощью имитационно-статистической модели в работе получены следующие зависимости:

1) зависимость вероятности правильного обнаружения синхронизирующего сигнала P_1 от отношения мощностей мешающего сигнала к синхронизирующему сигналу η , заданного в дБ, при количестве добавочных нулей в синхронизирующей последовательности N_0 , равном 0, 3, 7, 11 и 15;

2) зависимость минимального значения отношения мощностей мешающего сигнала и синхронизирующего сигнала η_0 , при котором вероятность правильного обнаружения сигнала кадровой синхронизации P_1 становится меньше 0,999, от количества добавочных нулевых сигналов в синхронизирующем сигнале N_0 .

Значение ОСШ было задано равным 10 дБ. Графики зависимостей $P_1(\eta)$ показаны на рис. 6, а зависимостей $N_0(\eta_0)$ – на рис. 7.

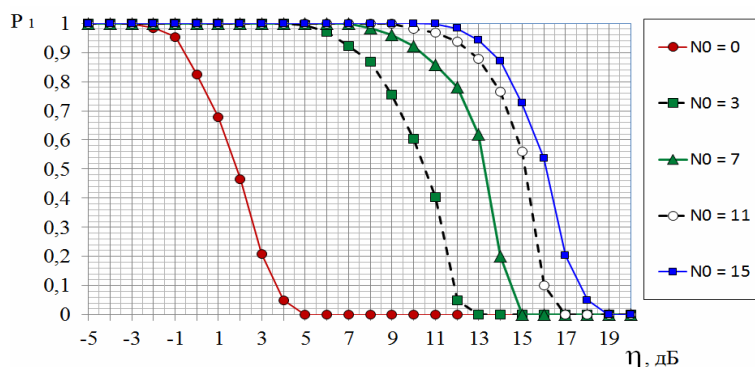


Рис. 6. Зависимость вероятности правильного обнаружения сигнала кадровой синхронизации стандарта IEEE 802.15.4 от отношения мощностей мешающего и синхронизирующего сигналов η , дБ.

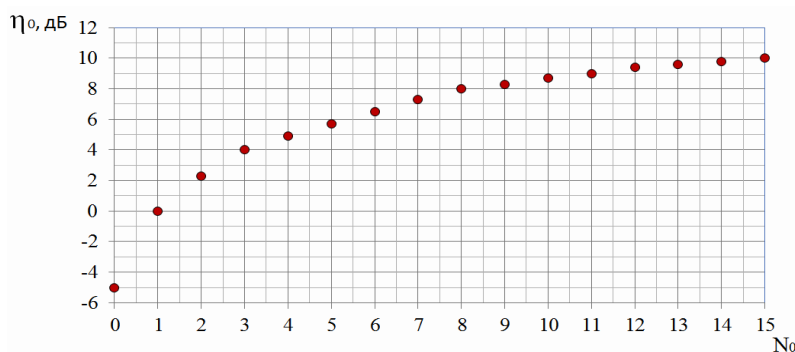


Рис. 7. Зависимость минимального значения отношения η_0 от количества нулевых сигналов N_0 .

Анализ зависимостей (рис. 6 и 7) показывает, что при воздействии мешающего сигнала вероятность правильного обнаружения синхронизирующего сигнала P_1 зависит от количества нулей N_0 , добавляемых в исходный синхронизирующий сигнал S_0 (без дополнительных нулевых сигналов). При увеличении значения N_0 зависимость P_1 становится менее сильной. Например, при добавлении трех нулевых сигналов между элементами S_0 значение P_1 становится меньше 0,999 при $\eta_0 = 4$ дБ, т.е. η_0 изменится на 7 дБ по сравнению со случаем недобавления нулевых сигналов. Если между элементами синхронизирующей последовательности при $N_0 = 3$ добавить еще по три нуля, так что N_0 станет равным 7, то значение P_1 станет меньше 0,999 при $\eta_0 = 7$ дБ, т.е. η_0 изменится на 3 дБ по сравнению со случаем при $N_0 = 3$. Таким образом, возможности улучшения качества обнаружения синхронизирующего сигнала с помощью добавления нулевых сигналов имеет предел N_0^{lim} . При непреднамеренном мешающем воздействии на кадровую синхронизацию системы радиосвязи стандарта IEEE 802.15.4-2020, работающей в режиме HRP, сигналов другой системы того же стандарта, функционирующей в режиме CoU, N_0^{lim} приблизительно равно 15.

Заключение

В работе представлено описание имитационно-статистической модели воздействия на кадровую синхронизацию совместно функционирующих радиосистем стандарта IEEE 802.15.4-2020 в режимах HRP и CoU. Получены зависимости вероятности правильного обнаружения синхронизирующего сигнала от отношения мощностей мешающего сигнала к синхронизирующему сигналу при количестве добавочных нулей N_0 в синхронизирующей последовательности. Определена зависимость минимального значения отношения мощностей мешающего сигнала и синхронизирующего сигнала η_0 , при котором вероятность правильного обнаружения сигнала кадровой синхронизации больше 0,999, от N_0 . Данная зависимость позволяет оценить оптимальное значение η_0 , которое можно достичь при заданном значении N_0 . Определено, что при $N_0 > 15$ добавление нулей в синхронизирующую

последовательность не улучшает значительно качество правильного обнаружения сигнала кадровой синхронизации.

Результаты данной работы показывают возможность создания системы адаптивной кадровой синхронизации на основе добавления нулевых сигналов при наличии контроля вероятности доставки пакетов.

Работа по проекту выполнена за счёт средств гранта Президента Российской Федерации для государственной поддержки молодых российских ученых – кандидатов наук, номер гранта МК-767.2021.1.6.

ЛИТЕРАТУРА

1. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. Изд. 2-е, испр.: Пер. с англ. – М.: Издательский дом «Вильямс», 2004.
2. Фомин А.И. Синхронизация цифровых радиосистем передачи информации. – М.: – САЙНС-ПРЕСС, 2008.
3. Шахтарин Б.И. Анализ систем синхронизации при наличии помех – М.: Горячая линия-Телеком, 2016.
4. IEEE Standard for Low-Rate Wireless Networks (IEEE 802.15.4-2020). – 2020. – 800 P.
5. Корчагин Ю.Э., Титов К.Д., Петров Ю.Г. Исследование особенностей беспроводных персональных сетей передачи данных стандарта IEEE 802.15.4-2020 // Воронеж: Теория и техника радиосвязи, 2022. – № 3, С. 30–44.
6. Корчагин Ю.Э., Титов К.Д., Завалишина О.Н. Обнаружение сверхширокополосных сигналов на фоне сигналоподобных помех // Современные проблемы радиоэлектроники и телекоммуникаций: сб. науч. тр. / под ред. Ю.Б. Гимпилевича. Москва-Севастополь: РНТОРЭС им. А.С. Попова, СевГУ, 2020. – № 3, С. 32.

ИССЛЕДОВАНИЕ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ СИГНАЛОВ СТАНДАРТА IEEE 802.15.4-2020 ПРИ ВОЗДЕЙСТВИИ ИМПУЛЬСНЫХ ПОМЕХ ПЕРЕМЕННОЙ ДЛИТЕЛЬНОСТИ

Корчагин Ю.Э.¹, Титов К.Д.^{1,2}, Петров Ю.Г.¹

¹Воронежский государственный университет

²ВУНЦ ВВС «ВВА им. проф. Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина» (Воронеж)

korchagin@phys.vsu.ru, titovkd@gmail.com, redsaqwer@gmail.com

Исследована помехоустойчивость систем связи, работающих в соответствии со стандартами IEEE 802.15.4-2020 и IEEE 802.15.4z-2020 при воздействии импульсных помех переменной длительности. Разработана имитационная модель в среде MATLAB для оценки вероятности битовой ошибки для различных параметров помехи. Выполнена оценка помехоустойчивости различных режимов работы стандарта с учётом структуры передаваемых данных. Проведено сравнение характеристик помехоустойчивости различных режимов работы. Разработанная модель может быть модифицирована для исследования воздействия других типов помех. Полученные результаты оценки помехоустойчивости могут быть использованы при разработке перспективных систем сверхширокополосной связи и повышения эффективности существующих систем.

Введение

В настоящее время перспективным направлением развития беспроводных сетей является использование широкополосных и сверхширокополосных сигналов. Это обусловлено тем, что они обеспечивают высокую помехоустойчивость канала связи, позволяют повысить скрытность и скорость передачи данных, а также допускают одновременную работу многих абонентов в общей полосе частот [1].

В современных и перспективных стандартах беспроводной передачи данных важную роль в оценке радиоканала и синхронизации приёмо-передающих устройств занимает служебная информация, содержащаяся в заголовке передаваемого пакета. Искажение служебной информации может привести к невозможности декодирования принимаемых данных с требуемой достоверностью. Таким образом, одной из важнейших проблем теории передачи сообщений является влияние различного рода помех на элементы служебной информации.

Одним из перспективных стандартов беспроводной связи, использующим сверхширокополосные сигналы, является IEEE 802.15.4-2020 [2], в котором реализована технология сверхширокой полосы пропускания – ultra-wideband (UWB). Особенностью этой технологии является использование импульсных сигналов для достижения полосы частот более 500 МГц при низком уровне спектральной плотности мощности – не более $-41,3$ дБм/МГц, что соответствует ограничениям FCC и ETSI [3–5].

В работе [6] исследованы особенности стандарта IEEE 802.15.4-2020 и выявлены уязвимости, которые могут привести к значительному снижению помехоустойчивости при воздействии определённых типов помех. В связи с этим вызывает интерес задача оценки помехоустойчивости систем связи, работающих в соответствии со стандартом IEEE 802.15.4-2020, при воздействии одного из типов помех, теоретически способных привести к значительному снижению работоспособности или отказу системы связи – импульсных помех переменной длительности. Оптимальным решением этой задачи является имитационное моделирование. Для построения модели системы связи в данной работе использована среда MATLAB.

Описание имитационной модели

В стандарте IEEE 802.15.4-2020 реализовано большое количество вариантов физического уровня, использующих узкополосные и широкополосные сигналы. В рамках данной работы рассматривается сверхширокополосный физический уровень с высокой частотой повторения импульсов (HRP UWB PHY), в котором используется модуляция BPSK и сверточное кодирование в сочетании с кодированием Рида-Соломона [6]. Физически сигнал представляет собой последовательность импульсов, каждый длительностью порядка 2 нс. С учётом дополнения IEEE 802.15.4z-2020 [7] данный физический уровень поддерживает 3 режима работы – базовый режим, режим с повышенной частотой повторения импульсов (HPRF) и режим с базовой частотой повторения импульсов (BPRF). В режиме HPRF за счёт изменённой схемы модуляции повышается средняя частота повторения импульсов с 62,4 МГц до 124,8–249,6 МГц. Режим BPRF предназначен для обеспечения совместимости между

устройствами, работающими в соответствии с дополнением к стандарту, и устройствами, работающими в соответствии с базовым стандартом. Характеристики и помехоустойчивость режима BPRF аналогичны базовому режиму [8], поэтому в рамках данной работы режим BPRF не рассматривается.

В работе [9] выполнена оценка помехоустойчивости системы связи стандарта IEEE 802.11n-2009 [10] при воздействии помех с учётом структуры пакета передаваемых данных. Полученные результаты показывают уязвимости рассматриваемого стандарта, однако приведённая методика применима лишь к системам связи, работающим с использованием технологии мультиплексирования с ортогональным частотным разделением каналов – orthogonal frequency division multiplexing (OFDM).

Ранее была разработана [11] имитационная модель воздействия помех на беспроводной канал связи стандарта IEEE 802.15.3-2016 [12], реализованная в среде MATLAB Simulink. Данная модель использует помехи, схожие с рассматриваемыми в данной работе, однако не применима к системам связи, работающим в соответствии со стандартом IEEE 802.15.4-2020.

Для исследуемых в данной работе стандартов была разработана [8] имитационная модель воздействия шумовых помех на сверхширокополосный канал связи стандартов IEEE 802.15.4-2020 и IEEE 802.15.4z-2020, реализованная в среде MATLAB. Имитационная модель применима к рассматриваемым системам связи, однако в работе [8] не было исследовано воздействие различных видов помех на элементы служебной информации, поэтому в данной работе используется модифицированная версия этой модели.

Имитационная модель включает в себя генератор данных, генератор конфигурации системы связи, передатчик, блок постановки помехи, канал связи, приёмник, блок оценки качества приёма и блок построения графических зависимостей. Схема имитационной модели приведена на рисунке 1.

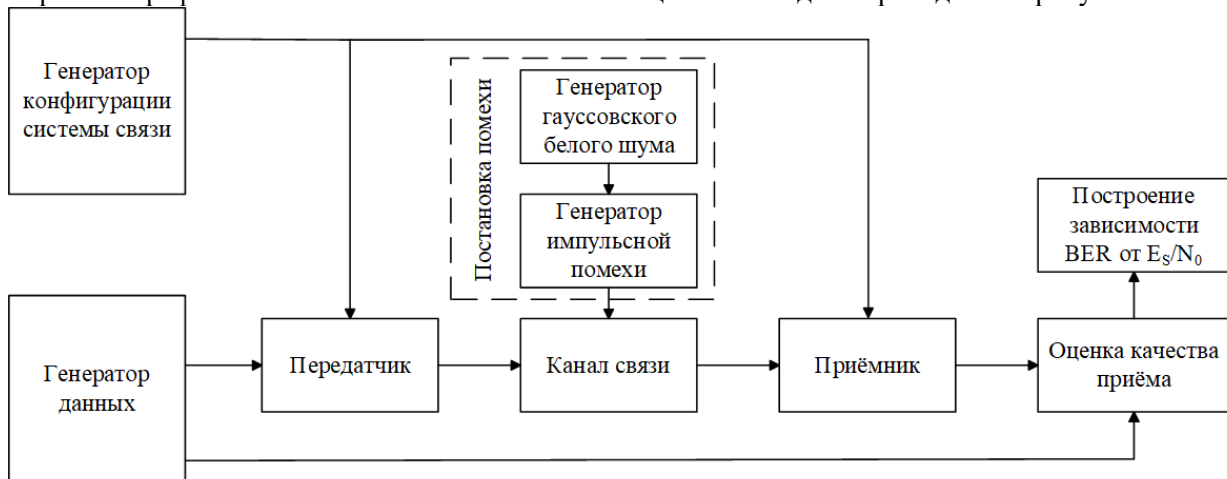


Рис. 1. Структурная схема имитационной модели стандарта IEEE 802.15.4-2020.

Генератор данных формирует битовую последовательность, имитирующую полезные данные для передачи системой связи. Генератор конфигурации системы связи задаёт работу передатчика и приёмника в одном режиме. Передатчик формирует последовательность пакетов данных в соответствии со стандартами IEEE 802.15.4-2020 или IEEE 802.15.4z-2020, которые поступают в канал связи.

Блок постановки помехи состоит из генератора гауссовского (широкополосного) белого шума с заданной спектральной плотностью и генератора импульсной помехи переменной длительности, который вырезает отрезок реализации шума и может изменять относительную длительность и начальное положение полученного импульса шума. Сформированная аддитивная смесь сигнала и шума поступает на вход приёмника. Так как в стандарте применяются коды с прямой коррекцией ошибок, часть искажённой вследствие воздействия помех информации восстанавливается при декодировании.

В блоке оценки качества приёма восстановленные данные сравниваются с изначальными путём подсчёта количества искажённых бит и расчёта значения вероятности битовой ошибки (BER) при большом количестве принятых сообщений. Для получения полного представления о работе системы BER рассчитывается для различных значений мощности шума. Выходными данными блока являются зависимости BER от отношения энергии символа к спектральной плотности мощности шума (E_s/N_0).

Данная модель была использована для исследования помехоустойчивости базового режима и режима HPRF.

Результаты моделирования для базового режима работы

Для оценки помехоустойчивости базового режима работы были использованы пакеты с максимальной скоростью передачи 27,24 Мбит/с, что соответствует скорости передачи режима HPRF. Согласно [8], значительное изменение BER наблюдается при спектральной плотности мощности шума от 16 до 27 дБ. Эти значения были выбраны для построения зависимостей. Объём полезных данных в пакете был установлен равным максимально возможному значению – 1 кбит. При таком объёме служебная информация занимает около 30% длительности пакета. Использование пакетов с меньшей длительностью является нецелесообразным, так как в этом случае объём полезных данных будет недостаточен для оценки помехоустойчивости системы. Результаты моделирования представлены на рисунке 2, где показаны зависимости BER от отношения сигнал/шум для различных значений длительности шумового импульса.

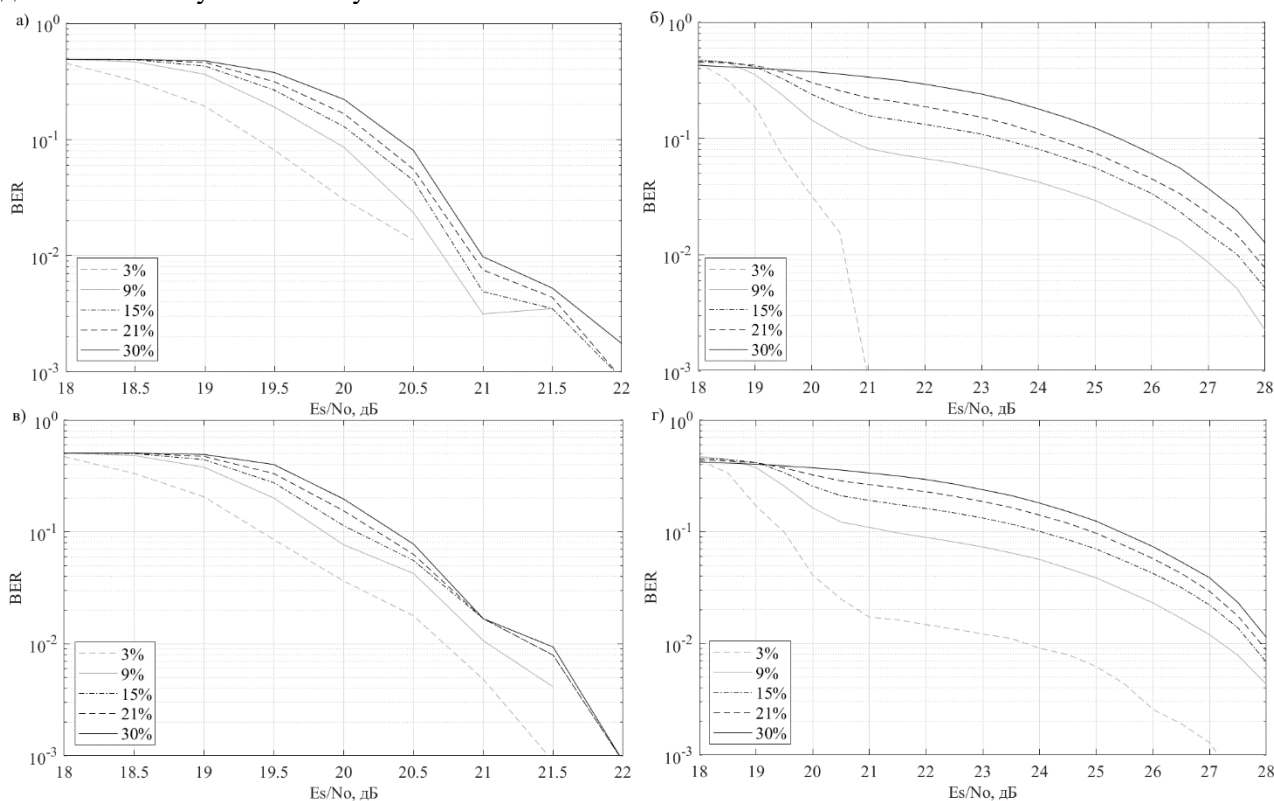


Рис. 2. Результаты моделирования для базового режима работы.

Для сравнения влияния помехи на элементы служебной информации и на участки полезных данных относительная длительность помехи выбиралась в одном из трех диапазонов:

- 1) 0–30% длительности сигнала, на котором наблюдается влияние помехи на служебную информацию (рис. 2а);
- 2) 30–60% длительности сигнала, на котором осуществляется влияние помехи на полезные данные (рис. 2б);
- 3) 60–100% длительности сигнала, который не рассматривался с целью снижения вычислительных затрат, так как его характеристики помехоустойчивости незначительно отличаются от второго диапазона.

Для определения степени деструктивного влияния на полезные данные и служебную информацию было произведено моделирование с установкой помехи в обратном порядке от 30% до 0% (рис. 2в). Аналогично было произведено моделирование с установкой помехи в обратном порядке для второго диапазона от 60% до 30% (рис. 2г). Во всех случаях шаг изменения относительной длительности

помехи устанавливался в 3%. Для каждой комбинации значений спектральной плотности мощности шума и длительности помехи вычисления производились для 350 пакетов данных.

Полученные результаты показывают, что зашумление служебной информации приводит к снижению BER по сравнению с зашумлением полезных данных. Это объясняется использованием для служебной информации более помехоустойчивой схемы модуляции и кодирования, а также избыточностью заголовка синхронизации (SHR), составляющего большую часть интервала передачи служебной информации. Однако при значительном искажении SHR приём всего пакета становится невозможным. При воздействии помехи на заголовок синхронизации вероятность потери пакетов (PER) превышает 10^{-2} для значений относительной длительности помехи 3–30%. При воздействии помехи на диапазон 30–60% наблюдается схожая по величине PER для помех длительностью 3–12% и отсутствие потери пакетов для помех большей длительности. Таким образом, в независимости от временного положения, мощная помеха малой относительной длительности может вызвать срыв синхронизации вследствие схожести с SHR.

При моделировании с установкой помехи в обратном порядке для первого диапазона происходит значительное ухудшение качества приёма при воздействии помехи относительной длительностью 3–6% и незначительный рост BER при дальнейшем увеличении длительности помехи. В связи с этим, опираясь на анализ структуры пакета, можно сделать вывод о том, что зашумление заголовка физического уровня вносит наибольший вклад в увеличение BER, чем зашумление любого другого участка служебных данных. Поэтому для оценки помехоустойчивости служебных данных стандарта достаточно рассматривать воздействие помехи только на заголовок физического уровня, а также учитывать возможность срыва синхронизации. Также зашумление полезных данных в обратном порядке не даёт качественно отличного результата от зашумления в прямом порядке, что свидетельствует об однородности структуры выбранного участка.

Результаты моделирования для режима HPRF

Для оценки помехоустойчивости режима HPRF были использованы пакеты со средней частотой повторения импульсов 249,6 МГц, обеспечивающие максимальную скорость передачи данных 27,24 Мбит/с. Согласно [8], значительное изменение BER наблюдается при спектральной плотности мощности шума от 20 до 28 дБ. Эти значения были выбраны для построения зависимостей. Из-за изменённой структуры служебной информации в данном режиме использование пакетов с объёмом полезных данных 1 кбит представляется нецелесообразным, так как в этом случае служебная информация занимает более 70% длительности пакета. В связи с этим был установлен объём полезных данных 8 кбит, при котором служебная информация составляет около 30% длительности пакета, что облегчает сравнение помехоустойчивости режимов. Результаты моделирования представлены на рисунке 3.

Аналогично моделированию для базового режима работы, было исследовано влияние помехи на диапазон 0–30% (рис. 3а), на диапазон 30–60% (рис. 3б), на диапазон 0–30% с установкой помехи в обратном порядке (рис. 3в) и на диапазон 30–60% с установкой помехи в обратном порядке (рис. 3г). Во всех случаях шаг изменения относительной длительности помехи устанавливался в 3%. Для каждой комбинации значений спектральной плотности мощности шума и длительности помехи вычисления производились для 150 пакетов данных.

Полученные результаты качественно совпадают с результатами для базового режима. Также наблюдается большая помехоустойчивость служебной информации по сравнению с полезными данными, значительное увеличение BER при зашумлении заголовка и однородность полезных данных. Однако в полученных данных не наблюдается полной потери пакетов. Это связано с использованием более совершенной схемы синхронизации, включающей в себя четыре синхронизирующих последовательности, следующие друг за другом с точными интервалами. В то же время применение данной схемы синхронизации вносит основной вклад в повышение длительности интервала передачи служебной информации, что делает нецелесообразным использование пакетов с малым объёмом информации. Результаты сравнения базового режима работы и режима HPRF представлены на рисунке 4.

Полученные зависимости позволяют сделать вывод о том, что полезные данные в режиме HPRF характеризуются меньшей BER по сравнению с базовым режимом при высоких значениях E_s/N_0 . Однако при значениях E_s/N_0 ниже определённого порога наблюдается обратная зависимость. Величина

порога, при которой BER в обоих режимах одинаковая, уменьшается с увеличением относительной длительности помехи. Для помех с относительной длительностью более 15% помехоустойчивость полезных данных в режиме HPRF превосходит базовый режим для всех значений E_s/N_0 .

При этом различие в помехоустойчивости служебной информации и полезных данных для режима HPRF не столь существенно, как в базовом режиме работы. Служебная информация базового режима обладает значительно большей устойчивостью к битовым ошибкам в сравнении с режимом HPRF, однако более уязвима к потере пакетов.

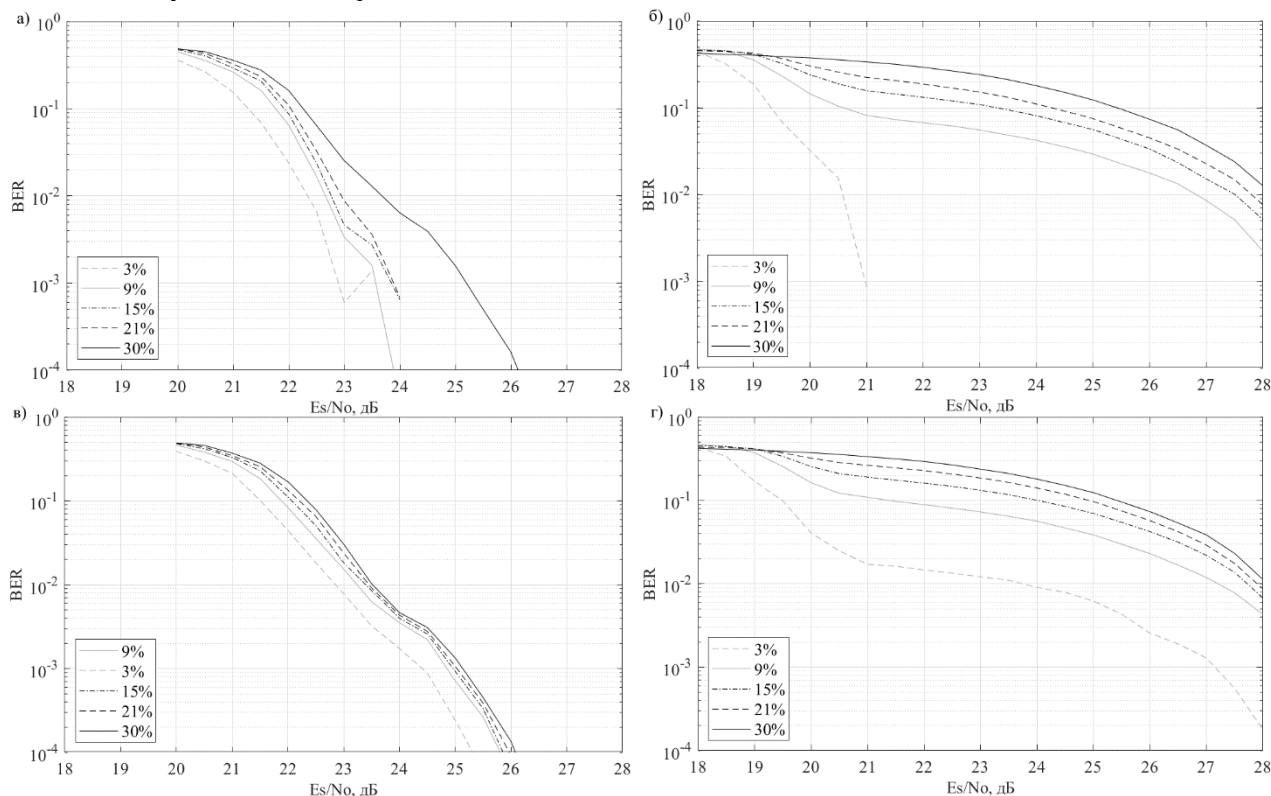


Рис. 3. Результаты моделирования для режима HPRF.

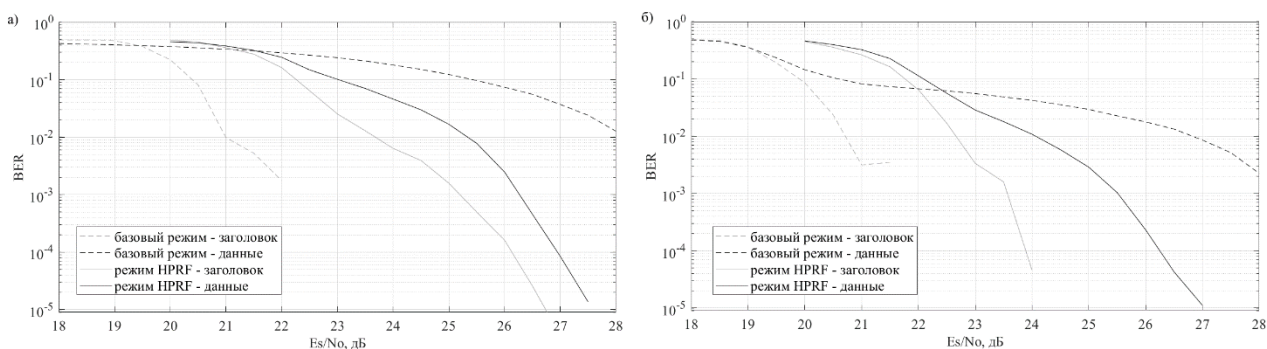


Рис. 4. Сравнение помехоустойчивости базового режима и режима HPRF:

а) при помехе длительностью 30%; б) при помехе длительностью 9%.

Заключение

Приведённая имитационная модель предназначена для оценки помехоустойчивости систем связи, работающих в соответствии со стандартами IEEE 802.15.4-2020 и IEEE 802.15.4z-2020 с учётом структуры служебной информации. Используемая в работе импульсная помеха с переменной длительностью и изменяемым положением относительно начала сигнала позволяет исследовать помехоустойчивость при влиянии помехи на уязвимые участки служебной информации, такие как заголовок синхронизации и заголовок физического уровня.

Показано, что базовый стандарт более уязвим к срыву синхронизации по сравнению с режимом HPRF, однако в обоих режимах при постановке помехи на элементы служебной информации наибольший рост BER наблюдался в воздействии на заголовок физического уровня. В связи с этим вызывает интерес исследование воздействия помех, согласованных по спектру с заголовком синхронизации и заголовком физического уровня. Полученные в данной работе результаты могут быть использованы для подбора параметров модели при изучении влияния данных помех, а также при разработке перспективных систем сверхширокополосной связи и повышении эффективности существующих систем.

Работа по проекту выполнена в рамках гранта Президента Российской Федерации для государственной поддержки молодых российских ученых – кандидатов наук (проект МК-767.2021.1.6).

ЛИТЕРАТУРА

1. Барабашов Б.Г., Анишин М.М. Широкополосные системы связи и сигналы: учебно-методическое пособие. Ростов-на-Дону: изд-во ЮФУ, 2008. 36 с.
2. IEEE Standard for Low-Rate Wireless Networks (Revision of IEEE Std 802.15.4-2015). 2020. 510 p.
3. DecaWave APR001 UWB Regulations, A Summary of Worldwide Telecommunications Regulations governing the use of Ultra-Wideband radio, Application Note v 1.2. 2015. 63 p.
4. FCC APR001 UWB Regulations governing the use of Ultra-Wideband radio [Электронный ресурс] // Searchable FCC ID Database: the information resource. URL: <https://www.fccid.io/blog/2018/05/06/ultra-wide-band-fcc-wireless-device-approval> (дата обращения: 23.10.2022).
5. ETSI Regulations governing the use of Ultra-Wideband radio, Application Note v 1.1.1 [Электронный ресурс] // ETSI the Standards people. URL: https://www.etsi.org/deliver/etsi_ts/102800_102899/10288702/01.01.01_60/ts_10288702v010101p.pdf (дата обращения: 23.10.2022)
6. Корчагин Ю.Э., Титов К.Д., Петров Ю.Г. Исследование особенностей беспроводных персональных сетей передачи данных стандарта IEEE 802.15.4-2020 // Теория и техника радиосвязи. 2022. №3. С. 30-44.
7. IEEE Standard for Low-Rate Wireless Networks – Amendment 1: Enhanced Ultra Wideband (UWB) Physical Layers (PHYs) and Associated Ranging Techniques. 2020. 173 p.
8. Корчагин Ю.Э., Титов К.Д., Петров Ю.Г. Имитационная модель канала связи стандарта IEEE 802.15.4z при воздействии шумовых помех // Тезисы докладов 18-ой Международной молодёжной научно-технической конференции «Современные проблемы радиоэлектроники и телекоммуникаций, РТ-2022» (г. Севастополь, 10-14 октября 2022 г.). 2022. (в печати).
9. Титов К.Д., Липатов А.О., Завалишина О.Н. Оценка помехоустойчивости системы связи стандарта IEEE 802.11n при воздействии помех с учётом структуры пакета передаваемых данных // Теория и техника радиосвязи. 2019. №4. С. 95–107.
10. IEEE Standard for Information technology – Local and metropolitan area networks – Specific requirements Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications Amendment 5: Enhancements for Higher Throughput. 2009. 560 p.
11. Титов К.Д., Петров Ю.Г., Головацкая Е.Э. Имитационная модель воздействия помех на беспроводной канал связи стандарта IEEE 802.15.3 // Труды 64-й Всероссийской научной конференции МФТИ. Радиотехника и компьютерные технологии. 2021. С. 104–106.
12. IEEE Standard for High Data Rate Wireless Multi-Media Networks. 2016. 510 p.

МОДЕЛИРОВАНИЕ НЕЙРОСЕТЕВОГО ДЕТЕКТОРА СИГНАЛОВ С ДВОИЧНОЙ ПОЗИЦИОННО-ИМПУЛЬСНОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ

Корчагин Ю.Э.¹, Титов К.Д.^{1,2}

¹Воронежский государственный университет

²ВУНЦ ВВС «ВВА им. проф. Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина» (Воронеж)

korchagin@phys.vsu.ru, titovkd@gmail.com

В работе исследован нейросетевой способ детектирования сверхширокополосных квазирадиосигналов с позиционно-импульсной модуляцией. Процесс детектирования был сведён к различению сигналов нейросетью, архитектура которой включала в себя свёрточные и полносвязные слои. Обучающие данные представляли собой размеченное множество дискретных отсчётов реализаций смеси сигналов с шумом. Исследована возможность обучения нейросетевого детектора при неизвестной форме принимаемых сигналов. Выполнено сравнение эффективности функционирования нейросетевого детектора с классическим, синтезированным в рамках статистической теории принятия решений.

Введение

Позиционно-импульсная модуляция (ПИМ, Pulse Position Modulation, PPM) и её модификация многоимпульсная позиционно-импульсная модуляция (Multipulse Pulse Position Modulation, MPPM) находят применение в практических приложениях теории связи и управления, особенно в оптическом диапазоне и сверхширокополосных (СШП) системах [1,2]. В частности, PPM является одним из рекомендованных режимов работы устройств физического уровня беспроводных сетей стандарта IEEE 802.15.4, который разработан для приложений мониторинга и управления с низкой скоростью передачи данных, а также для использования в устройствах с малым энергопотреблением с увеличенным сроком службы (радиочастотные метки, интеллектуальные инженерные и мониторинговые сети и др.) [3].

В обычном понимании PPM представляет собой такой способ кодирования, когда на интервале одного канального символа $[0, T]$ размещаются $L = 2^M$ отрезков (слотов), в каждом из которых может присутствовать импульсный сигнал. Это позволяет одним импульсом передать сразу M бит информации, но требует достаточно точного измерения его временного положения, а также наличия надёжной синхронизации. Имеются более сложные схемы формирования PPM сигнала, например, описанная в [1]. Каждый бит информации кодируется пачкой импульсов. Время канального символа разделено на два интервала, присутствие пачки только в первом интервале означает передачу бита «1», присутствие пачки только во втором – бита «0». В литературе предложено множество подобных схем кодирования. Имеются даже схемы, основанные на псевдослучайных последовательностях импульсов. Однако в любом случае процесс детектирования включает в себя измерение каким-либо способом времени прихода сигнала, что делает демодуляторы PPM сигналов не самыми лёгкими в программном или аппаратном исполнении. В качестве примера, одна из схем демодуляции приведена в [4].

В данной работе исследована возможность использования нейросетевого алгоритма различения для декодирования сигналов PPM. Выполнено моделирование нейросетевого детектора.

Постановка задачи

Будем для простоты исследовать двоичную (двухпозиционную) PPM, когда интервал наблюдения разделён пополам. Задачу детектирования двоичной PPM можно интерпретировать как задачу различения двух сигналов, которые располагаются в разных (левой или правой) частях интервала наблюдения. Обозначим $s_0(t)$ и $s_1(t)$ – различаемые сигналы, один из которых присутствует в реализации наблюдаемых данных $\xi(t)$, доступной на входе приёмного устройства. С точки зрения теории различения сигналы $s_0(t)$ и $s_1(t)$ не обязательно должны располагаться в разных частях интервала наблюдения. Они также могут перекрываться во времени, но отличаться другими признаками (параметрами, формой и др.). PPM сигналы запишем в виде

$$s_0(t) = s(t - T/4)I\left(\frac{t - T/4}{T/2}\right), \quad (1)$$

$$s_1(t) = s(t - 3T/4) I\left(\frac{t - 3T/4}{T/2}\right), \quad (2)$$

где

$$I(x) = \begin{cases} 1, & |x| \leq 0.5, \\ 0, & |x| > 0.5 \end{cases} \quad (3)$$

– индикатор единичной длительности, $s(t)$ – функция, характеризующая форму принимаемых сигналов. Тогда $s_0(t)$ располагается на отрезке $[0, T/2]$, а $s_1(t)$ – на отрезке $[T/2, T]$.

Принятую реализацию удобно записать в виде

$$\xi(t) = \theta s_1(t) + (1 - \theta) s_0(t) + n(t). \quad (4)$$

Здесь введён дискретный параметр θ , который может принимать два значения: $\theta = 1$ – присутствует сигнал $s_1(t)$ и $\theta = 0$ – присутствует сигнал $s_0(t)$, а также обозначено $n(t)$ – реализация гауссовского белого шума с односторонней спектральной плотностью N_0 . Детектор PPM должен принять решение о том, какой сигнал присутствует в наблюдаемой реализации. Будем считать известными априорные вероятности p_0 появления сигнала $s_0(t)$ и p_1 – сигнала $s_1(t)$, причём $p_0 + p_1 = 1$. Если сигналы $s_0(t)$ и $s_1(t)$ сопоставлены с передаваемыми битами 0 и 1, то, как правило, $p_0 = p_1 = 0,5$, поскольку из потока передаваемых бит обычно заранее устраняют избыточность.

Оптимальные алгоритмы различения сигналов исследованы и описаны в литературе, например в [5]. Это даёт возможность сравнить качество различения при использовании статистических и нейросетевых подходов. Сформулированная задача различения сигналов является частным случаем более общей задачи различения статистических гипотез. Назовём гипотезой H_0 случай, когда присутствует сигнал $s_0(t)$ (при этом $\theta = 0$), и гипотезой H_1 случай, когда присутствует сигнал $s_1(t)$ (при этом $\theta = 1$). Тогда вероятности

$$p_0 = P(H_0) = P\{\theta = 0\}, \quad (5)$$

$$p_1 = P(H_1) = P\{\theta = 1\} \quad (6)$$

называют априорными вероятностями соответствующих гипотез. Располагая реализацией $\xi(t)$ требуется принять решение, какая гипотеза верна. Заметим, что при $s_0(t) = 0$ задача различения совпадает с задачей обнаружения сигнала.

Разумеется, вследствие действия шума, решение о справедливости какой-либо гипотезы не может быть безошибочным. Поэтому для решения задачи различения нужно задать критерий оптимальности, учитывая, какие ошибки могут иметь место. Обозначим символом γ принятое решение. Когда $\gamma = 0$ принимается решение в пользу гипотезы H_0 , а когда $\gamma = 1$ – в пользу гипотезы H_1 .

Введём в рассмотрение вероятности ошибок.

1) Вероятность ошибки 1 рода, когда принято решение в пользу гипотезы H_1 , а на самом деле была верна гипотеза H_0

$$\alpha = P(H_1 | H_0) = P\{\gamma = 1 | \theta = 0\}, \quad (7)$$

то есть было принято решение о том, что присутствует сигнал $s_1(t)$, а на самом деле на вход приёмника поступил сигнал $s_0(t)$. В задаче обнаружения сигнала такой случай называется ложной тревогой, величина α – вероятностью ложной тревоги.

2) Вероятность ошибки 2 рода, когда принято решение в пользу гипотезы H_0 , а на самом деле была верна гипотеза H_1

$$\beta = P(H_0 | H_1) = P\{\gamma = 0 | \theta = 1\}, \quad (8)$$

то есть было принято решение о том, что присутствует сигнал $s_0(t)$, а на самом деле на вход приёмника поступил сигнал $s_1(t)$. В задаче обнаружения сигнала такой случай называется пропуском сигнала, а величина β – вероятностью пропуска.

3) Средняя вероятность ошибки

$$p_e = p_0\alpha + p_1\beta. \quad (9)$$

Различение методом максимального правдоподобия

Для большинства используемых критериев оптимальности [5] алгоритм принятия решения требует формирования отношения правдоподобия Λ или его логарифма L и последующего сравнения его с порогом [5]

$$L = \ln \Lambda = \frac{2}{N_0} \left[\int_0^T \xi(t) [s_1(t) - s_0(t)] dt \right] - \frac{E_1 - E_0}{N_0} \frac{H_1}{H_0} \ln h. \quad (10)$$

Здесь $E_1 = \int_0^T s_1^2(t) dt$, $E_0 = \int_0^T s_0^2(t) dt$ – энергии сигналов, h – порог, заданный критерием оптимальности. В частности, при использовании критерия идеального наблюдателя $h = p_0/p_1$, а максимального правдоподобия – $h = 1$. Для случая детектирования PPM энергии сигналов равны $E_1 = E_2 = E$. Тогда выражение (10) упрощается и принимает вид

$$L = \frac{2}{N_0} \left[\int_0^T \xi(t) [s_1(t) - s_0(t)] dt \right] \frac{H_1}{H_0} \ln h. \quad (11)$$

Эффективность функционирования алгоритма различения (11) исследована в [5], где найдены вероятности ошибок 1 и 2 рода и средняя вероятность ошибки

$$p_e = 1 - \Phi\left(z\sqrt{(1-r_s)/2}\right). \quad (12)$$

Здесь

$$\Phi(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^x \exp(-t^2/2) dt \quad (13)$$

– функция Лапласа (интеграл вероятности),

$$r_s = \frac{1}{E} \int_0^T s_1(t) s_0(t) dt \quad (14)$$

– взаимная корреляционная функция между сигналами $s_0(t)$ и $s_1(t)$, которая показывает степень их сходства,

$$z^2 = 2E/N_0 \quad (15)$$

– отношение сигнал/шум (ОСШ) по мощности, а также предполагается $p_0 = p_1 = 0,5$. Поскольку PPM сигналы не перекрываются во времени, то $r_s = 0$.

Рассмотрим далее два вида различаемых сигналов: СШП видеоимпульсы колокольной формы

$$s(t) = A \exp(-t^2/2\tau^2) \quad (16)$$

и СШП квазирадиосигналы [6] с колокольной огибающей

$$s(t) = A \exp(-t^2/2\tau^2) \cos(\omega t). \quad (17)$$

Здесь A, τ, ω – амплитуда, длительность и частота, причём длительность выберем в соответствии с интервалом наблюдения $\tau = T/16$. Будем считать, что на интервале времени $[0, T/2]$ укладывается $\kappa = 4$ периодов $T_0 = 2\pi/\omega$ колебаний сигнала (17), тогда для частоты справедливо выражение $\omega = 4\pi\kappa/T$ [6]. На рис. 1 и 2 изображены различаемые сигналы, описываемые выражениями (16) и (17) соответственно при $A = 1, \kappa = 4$. Штриховые линии соответствуют сигналам $s_0(t)$ штрихпунктирные – сигналам $s_1(t)$.

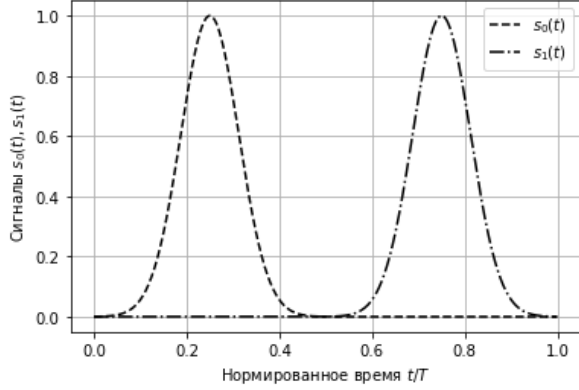


Рис. 1. Различаемые видеосигналы.

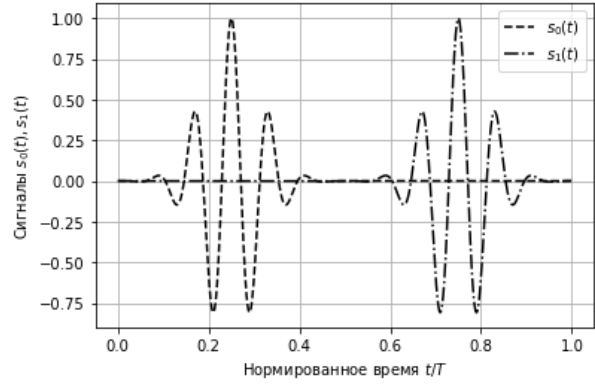


Рис. 2. Различаемые квазирадиосигналы.

Энергии сигналов (16) и (17) представим в виде

$$E = \int_0^{T/2} s_0(t) dt = \int_{T/2}^T s_1(t) dt = kA^2T. \quad (18)$$

Здесь множитель k для сигнала (16) равен

$$k = \frac{1}{T} \int_{-T/4}^{T/4} \exp(-x^2/2\tau^2) dx = \frac{\tau}{T} \sqrt{2\pi} [2\Phi(T/4\tau) - 1], \quad (19)$$

а для сигнала (17)

$$k = k_\omega = \int_{-1/4}^{1/4} \exp(-x^2T^2/2\tau^2) \cos(2\pi\kappa x) dx. \quad (20)$$

Моделирование нейросетевого различения

Будем далее моделировать различение сигналов (1) и (2) нейросетью. На входы сети будем подавать временные отсчёты наблюдаемой реализации $\xi(t)$, взятые через малые интервалы времени Δt

$$\xi_i = \xi(t_i), \quad t_i = i\Delta t. \quad (21)$$

Очевидно, что сформировать отсчёты белого шума $n_i = n(t_i)$ не представляется возможным по причине его бесконечной дисперсии. Будем вместо белого шума использовать широкополосный гауссовский случайный процесс с максимальной частотой в спектре, выбранной в соответствии с теоремой Котельникова $f_{\max} = 1/2\Delta t$. Следовательно, переход к дискретным отсчётам сигнала и шума предполагает ограничение спектра максимальной частотой f_{\max} . Шум с ограниченным спектром обладает дисперсией

$$\sigma^2 = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S(\omega) d\omega = \frac{1}{2\pi} \frac{N_0}{2} 2\omega_{\max} = N_0 f_{\max} = \frac{N_0}{2\Delta t}. \quad (22)$$

Отсюда, подставив $N_0 = 2\Delta t\sigma^2$ и выражение (18) в формулу (15), получаем для ОСШ

$$z^2 = kA^2T/\Delta t\sigma^2. \quad (23)$$

Таким образом, при моделировании нужно задать количество отсчётов, которое укладывается на длительности сигнала $N = T/\Delta t$. Выберем это значение равным 1024, тогда получаем связь между ОСШ, амплитудой сигнала и дисперсией шума

$$z^2 = kA^2N/\sigma^2. \quad (24)$$

Чтобы обеспечить требуемое ОСШ, будем формировать шумовые отсчёты с единичной дисперсией $\sigma^2 = 1$, а амплитуду сигнала вычислять согласно (24) как $A = z/\sqrt{kN}$.

Структура выбранной нейросети по слоям изображена на рис.3. Сети аналогичной конструкции применяются при классификации изображений.

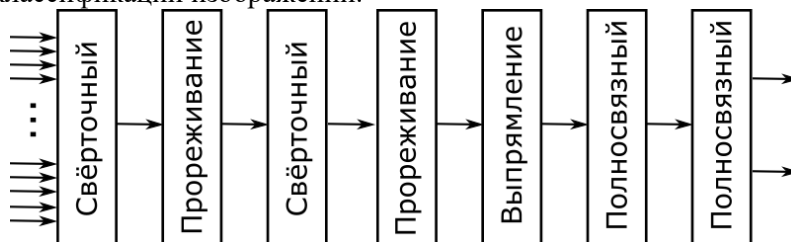


Рис. 3 Структура нейросети.

Сеть состоит из семи слоёв. Два свёрточных слоя чередуются со слоями прореживания. Функционирование свёрточного слоя сходно с преобразованием сигнала линейным фильтром, импульсная характеристика которого связана с синаптическими весами нейронов и изменяется в процессе обучения. На вход свёрточного слоя подаются отсчёты наблюдаемой реализации (19). Обозначим $P < N$ – количество входов и синаптических коэффициентов каждого нейрона, называемое также размером ядра. Свёрточный слой целиком содержит некоторое количество Q фильтров, импульсные характеристики которых длиной P отсчётов заданы вначале случайными, равномерно распределёнными на отрезке $[0,1]$ и изменяются в ходе обучения. Отклики фильтров на входное воздействие называют картами признаков. Первый из свёрточных слоёв содержал $Q = 32$ фильтра с ядрами размером $P = 16$ отсчётов. В составе второго слоя были $Q = 64$ фильтра с ядрами размером $P = 16$ отсчётов. Схематично принцип функционирования свёрточного слоя изображён на рис. 4. Выход первого слоя содержит $NQ = 1024 \cdot 32$ отсчётов, представленных в виде тензора размерности $N \times Q$. Слои «прореживание» выбирают их двух соседних отсчётов максимальный и передаёт его на выход. Тем самым размерность входного тензора снижается до 512×32 отсчётов. Слои «выпрямление» осуществляют преобразование тензора в один длинный вектор размером $512 \times 32 = 2^{14} = 16384$ элементов. Полносвязные слои состоят из нейронов, на входы которых приходят все величины предыдущего слоя. Первый из полносвязных слоёв содержит 128 нейронов, а второй – только два нейрона.

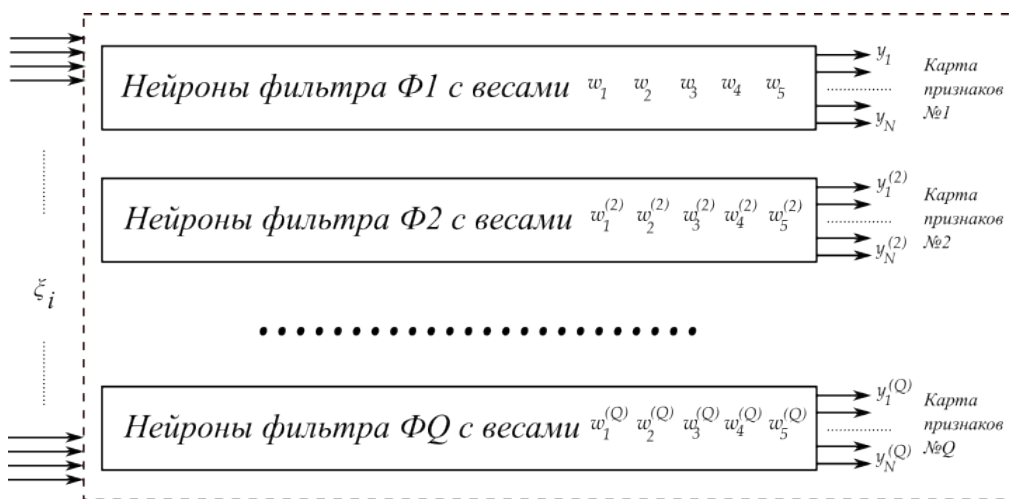


Рис. 4 Иллюстрация принципа функционирования свёрточного слоя.

Все нейроны свёрточных и предпоследнего слоёв имеют функцию активации ReLU: $F(x) = \max(0, x)$. Последний слой построен на основе активационной функции Softmax. Это означает, что выходной сигнал нейрона y_i подвергается преобразованию вида

$$G_i = \exp(y_i) / \sum_{j=1}^n \exp(y_j), \quad (25)$$

что позволяет интерпретировать выходные сигналы последнего слоя как оценки вероятностей присутствия каждого их сигналов в принятой реализации, а также даёт возможность использовать в качестве целевой функции кросс-категориальную энтропию.

Обучение нейросети проводилось на основе 100 000 размеченных реализаций смесей сигналов (16) и (17) с шумом. После обучения было выполнено статистическое моделирование работы различителя. Формировалась реализация смеси одного из сигналов с шумом, вычислялись выходные сигналы сети. В случае неверного решения фиксировалась ошибка 1-го или 2-го рода. Результаты моделирования работы нейросетевого различителя показаны на рис. 5. Здесь изображена зависимость средней вероятности ошибки от отношения сигнал/шум (24).

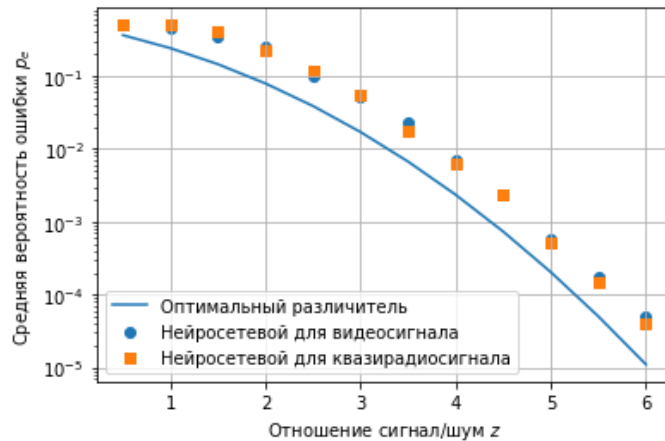


Рис. 5. Результаты моделирования.

Сплошная кривая рассчитана по формуле (12) и характеризует качество различения классического алгоритма (10). Маркерами показана средняя вероятность ошибки различения нейросетевого алгоритма: кружками для сигнала (16), квадратиками – для сигнала (17). Как видно из графика, нейросетевой алгоритм заметно уступает в эффективности оптимальному. Вместе с тем, при наличии априорной неопределённости относительно различаемых сигналов или относительно статистических характеристик шума оптимальный алгоритм построить невозможно. Поэтому нейросетевой различитель может быть рекомендован к использованию только в случае отсутствия возможности построить оптимальный алгоритм. Примером тому может служить ситуация, когда форма различаемых сигналов априори неизвестна вследствие искажений, претерпеваемых в ходе распространения сигнала.

Работа выполнена в рамках гранта Президента Российской Федерации для государственной поддержки молодых российских ученых – кандидатов наук (проект МК-767.2021.1.6).

ЛИТЕРАТУРА

1. Тепляков И.М., Рощин Б.В., Фомин А.И., Вейцель В.А. Радиосистемы передачи информации / под ред. И.М. Теплякова. – М.: Радио и связь, 1982. – 264 с.
2. Парфенов В.И., Голованов Д.Ю. Помехоустойчивость алгоритмов приёма сигналов с многоимпульсной позиционно-импульсной модуляцией // Компьютерная оптика, 2018. – Т.42, – №1. – С. 167-174.
3. IEEE Standard for Low-Rate Wireless Networks (Revision of IEEE Std 802.15.4-2015). 2020. 510 p.
4. Stephen R. Loyer, amuel Alexander Method, system and apparatus for calibrating a Pulse Position Modulation (PPM) decoder to a PPM signal // United States Patent US 6,687,293 B1, Feb. 3, 2004.
5. Тихонов, В. И. Оптимальный прием сигналов. – М.: Радио и связь, 1983. – 320 с.
6. Корчагин Ю.Э., Титов К.Д. Синтез и анализ алгоритмов обработки сверхширокополосных квазирадиосигналов. – Воронеж: Издательский дом ВГУ, 2019. – 128 с.

МНОГОЧАСТОТНЫЙ МОДЕМ С КВАДРАТУРНОЙ АМПЛИТУДНОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ ОПТИМАЛЬНЫХ УЗКОПОЛОСНЫХ СИГНАЛОВ

Санников В.Г.

Московский технический университет связи и информатики
tes_mtuci@mail.ru

Разработан новый модем с многочастотной модуляцией и узкополосными оптимальными финитными сигналами (МЧМ-ОФС) по технологии DMТ модуляции. Проведен анализ его спектрально-энергетической эффективности. Показано, что данный модем при ОСШ порядка 9 дБ в канале связи с АБГШ и двоичной ФМ, по сравнению с модемом UFMC и широкополосными поднесущими, используемого в сетях радиодоступа на 5G, обеспечивает выигрыш по спектральной эффективности в 1.59 раз. Предложенный подход может быть использован для организации высокоскоростной передачи данных по частотно-ограниченным каналам связи на основе новых технологий 5G.

Введение

В цифровых системах передачи (ЦСП) связь между передатчиком и приемником осуществляется посредством двоичных данных [1,2]. С целью повышения эффективности ЦСП при передаче этих данных используют многочастотные модемы (МЧМ) и сигналы квадратурной амплитудной модуляции (КАМ). Широкое применение в ЦСП с МЧМ находит метод модуляции с ортогональным частотным мультиплексированием (OFDM – Orthogonal Frequency Division Multiplexing) [2÷4].

Основные недостатки OFDM, которые ограничивают его использование в современных технологиях 5G: 1) малая спектральная эффективность (1 бит/сГц), 2) сложная система синхронизации, 3) высокий уровень внеполосных излучений из-за прямоугольных огибающих широкополосных финитных сигналов с КАМ. В рамках развития новых ЦСП и технологий мобильной связи в последнее время, как альтернатива OFDM, используется FBMC - МЧМ с фильтрацией (Filter Bank Multicarrier) [5], а также UFMC - МЧМ с универсальной фильтрацией (Universal Filtered Multicarrier) [6]. Достоинства FBMC и UFMC по сравнению с OFDM проявляются в повышении их спектральной эффективности до 1.15 бит/сГц, а также в уменьшении уровня внеполосного излучения [7]. Однако данные технологии также не свободны от недостатков: 1) фильтрация данных, наряду с усложнением модемов, приводит к их межсимвольной интерференции (МСИ) и, как следствие, к уменьшению помехоустойчивости ЦСП; 2) спектральная эффективность сравнима с OFDM; 3) отсутствует оптимизация формы символов КАМ с целью повышения спектральной эффективности модемов; 4) расчеты помехоустойчивости приближенны.

Актуальным направлением в решении задачи повышения эффективности ЦСП с МЧМ и КАМ является разработка новых методов высокоскоростной передачи данных без МСИ. Это направление развивается в работах [8-10].

В настоящей работе предлагается усовершенствованный когерентный МЧМ с повышенной спектральной эффективностью в классической ЦСП с узкополосными поднесущими и оптимальными финитными сигналами (ОФС), не вызывающих МСИ на выходах канальных фильтров модема.

Объект исследования

Рассмотрим ЦСП с узкополосными сигналами (рис. 1) [2].

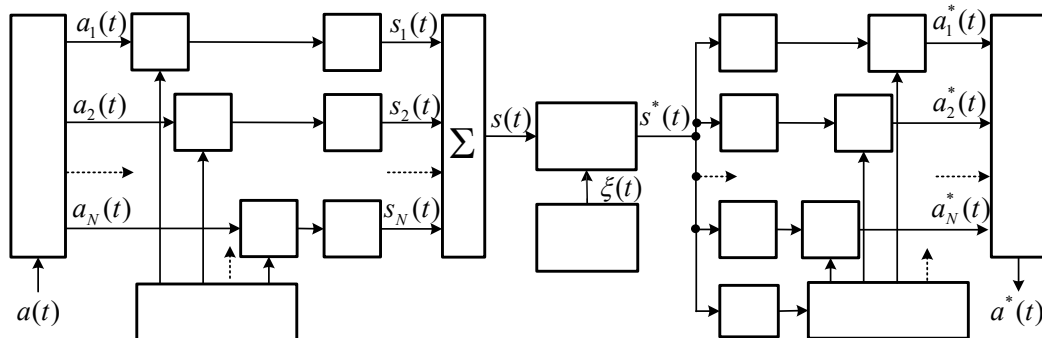


Рис. 1 – Структурная схема ЦСП с узкополосными сигналами

Здесь введены обозначения: $M_n, n = \overline{1, N}$ - индивидуальные передатчики каналов, $ПФ_n$ - полосовые фильтры передачи и приема, $Д_n, n = \overline{1, N}$ - индивидуальные приемники каналов. Блоки M_n и $ПФ_n, n = \overline{1, N}$ - каналные **модуляторы**, а $ПФ_n$ и $Д_n, n = \overline{1, N}$ - каналные **демодуляторы**, БОП – блок оценки параметров канала связи (КС).

В ЦСП входной «быстрый поток» двоичных символов $a(t), a \in 0;1, 0 \leq t \leq T_b$ каждый длительностью T_b . В демультиплексоре он разбивается на N «медленных потоков» $a_n(t), n = \overline{1, N}$ с длительностью двоичных символов $T_N = NT_b$. В **модуляторах** двоичные символы преобразуются в спектрально-эффективные символы КАМ, которые управляют параметрами канальных гармонических колебаний на частотах $\omega_1, \omega_2, \dots, \omega_N$, вырабатываемых в блоках сетки частот. На выходах $ПФ_n$ наблюдаются узкополосные сигналы $s_n(t), n = \overline{1, N}$, а на выходе сумматора формируется групповой сигнал $s(t)$. Разделение канальных сигналов в **демодуляторах** выполняется полосовыми фильтрами и когерентными детекторами $Д_n, n = \overline{1, N}$. На выходе мультиплексора восстанавливается последовательность данных: $a^*(t), a \in 0;1, 0 \leq t \leq T_b$.

Недостаток данной организации ЦСП в наличии межканальных искажений (МКИ) и МСИ на выходах ПФ модемов.

Для устранения этих недостатков в работах [8-10] и в данной работе рассматриваются новые модемы в каждом из каналов ЦСП. Суть этих нововведений в том, что вместо сложных (разных для каждого канала) ПФ в ЦСП (рис.1), на передаче вводятся одинаковые для каждого канала формирователи оптимальных финитных сигналов (ОФС), принципиально не вызывающих МСИ в канале связи при заданном уровне МКИ. Рассмотрим это направление подробнее.

ЦСП с новыми модемами и оптимальными финитными сигналами

Структурная схема ЦСП, разработанная в [8, 9], приведена на рис. 2, где в **модуляторах** введены: ФС – формирователи ОФС, Q, I - ячейки квадратурной и синфазной составляющих сигнала КАМ, усилители, сумматоры и умножители, ФВ – фазовращатели на $\pi/2$ для поднесущих гармонических колебаний, БВС – блок выдачи синхросигнала; в **демодуляторе** введены: БС – блок синхронизации СВН – схема восстановления поднесущей; СВТЧ – схема восстановления тактовой частоты; СФ – согласованные фильтры для ОФС, МПРУ – многопороговое решающее устройство. Полагаем, что БС, СВН и СВТЧ обеспечивают идеальную синхронизацию многочастотного модема.

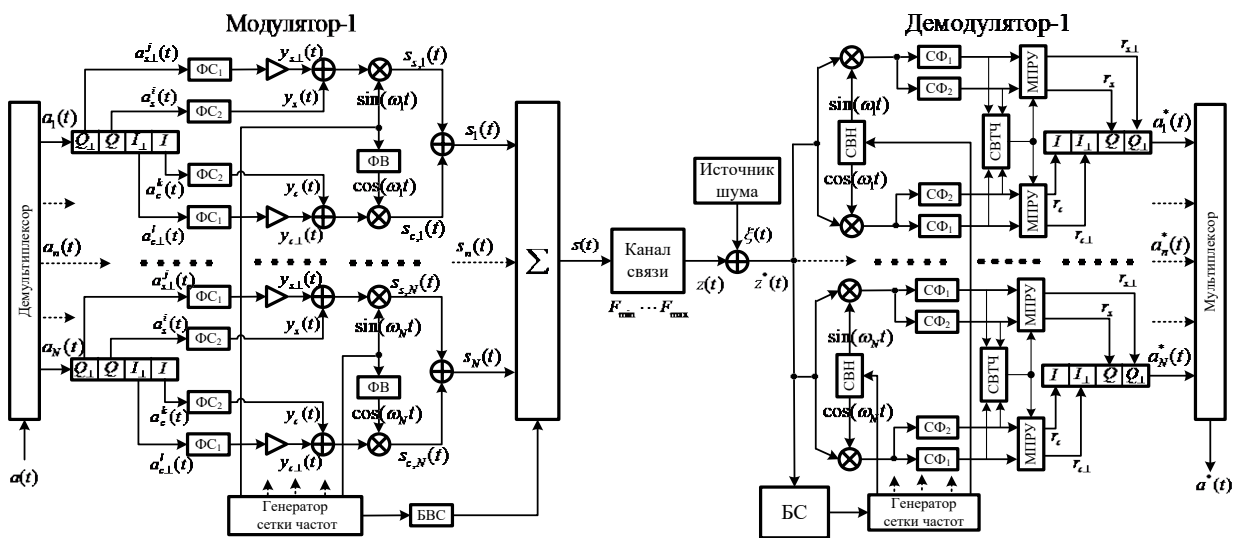


Рис. 2 – Структурная схема ЦСП с новыми модемами и узкополосными ОФС

В модуляторе n -го канала последовательность независимых и равновероятных двоичных сообщений $a_n(t)$ в блоке $Q_\perp Q I_\perp I$ путем соответствующего объединения двоичных символов (длительностью $T_s = NT$, где $V = 1/T$ - битовая скорость потока данных $a(t)$ на входе демультимплексора ЦСП), преобразуется в четыре независимые последовательности символов МАМ с $M = 2^m$ следующего вида: $a_c^k(t), a_{c\perp}^l(t), a_s^i(t), a_{s\perp}^j(t)$, $k, l, i, j = \overline{0, M-1}$.

В блоках ΦC_1 и ΦC_2 синфазного канала (I) прямоугольные сигналы КАМ $a_c^k(t), a_{c\perp}^l(t)$ преобразуются во взаимно-ортогональные ОФС-1 $y_c(t)$ и ОФС-2 $y_{c\perp}(t)$. В блоках ΦC_1 и ΦC_2 квадратурного канала (Q) прямоугольные сигналы КАМ $a_s^i(t), a_{s\perp}^j(t)$ преобразуются во взаимно-ортогональные ОФС $y_s(t), y_{s\perp}(t)$. Формы и спектры ОФС-1 и ОФС-2 показаны на рис. 3 [12].

Сигналы индивидуальных каналов ЦСП с МЧМ и ОФС формируются следующим образом

$$s_n(t) = \sum_k [a_{n,c,k}^m y_{n,c}(t - kT_s) + a_{n,c,k\perp}^l y_{n,c\perp}(t - kT_s)] \cos \omega_n t + [a_{n,s,k}^i y_{n,s}(t - kT_s) + a_{n,s,k\perp}^j y_{n,s\perp}(t - kT_s)] \sin \omega_n t, \quad n = \overline{1, N}.$$

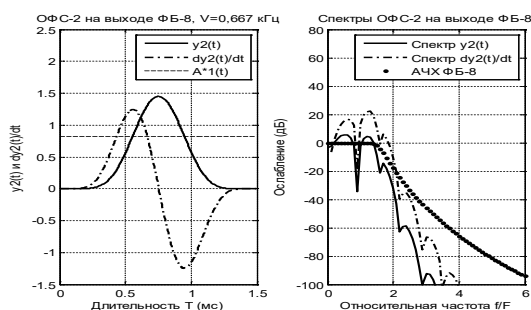


Рис. 3 – Формы и спектры ОФС-1 и ОФС-2

На входе демодулятора модема с наблюдается сигнал в смеси с АБГШ: $z^*(t) = z(t) + \xi(t)$, который одновременно поступает на вход блока синхронизации (БС) и входы квадратурных подканалов, содержащих $2n$ умножителей сигнала $z^*(t)$ с опорными синфазными $\cos(\omega_n t)$, $n = \overline{1, N}$, колебаниями, формируемых на выходах генератора сетки частот демодулятора, и квадратурными $\sin(\omega_n t)$ колебаниями на выходах фазовращателей (ФВ).

Сигналы с выходов умножителей поступают на согласованные фильтры (СФ) индивидуальных подканалов, согласованные с ОФС $y_s(t), y_{s\perp}(t)$, $y_c(t), y_{c\perp}(t)$. Отклики СФ в моменты, кратные T_s , поступают на блоки МПРУ, на выходах которых образуются оценки сигналов КАМ. На выходах блоков $I I_\perp Q Q_\perp$ восстанавливаются «медленные» импульсные потоки индивидуальных подканалов $a_n^*(t)$, $n = \overline{1, N}$, которые на выходе мультиплексора объединяются в «быстрый» импульсный поток $a^*(t)$, представляющий собой оценку переданного двоичного сообщения $a(t)$.

В виду того, что структура всех модемов ЦСП идентична (различие только в частотах поднесущих колебаний), достаточно рассмотреть модернизацию модема только одного из каналов ЦСП. Проблема повышения эффективности модемов в ЦСП на рис.2 связана с отысканием дополнительных средств формирования ортогональных структур обработки сигналов.

Так в работе [10] вместо четырех разрядного регистра в модуляторе-1 на рис. 2 предложен метод с восьми разрядным регистром и переходом от одномерного к двумерному представлению комплексных узкополосных ОФС, позволивший увеличить спектральную эффективность нового модема в 2 раза.

В настоящей работе предлагается усовершенствованная структура МЧМ-ОФС с повышенной спектральной эффективностью. Рассмотрим подробнее работу этого модема.

Усовершенствованный модем в ЦСП с МЧМ и ОФС

Новая функциональная схема предлагаемого модема одного из каналов ЦСП с МЧМ и ОФС, показана на рис. 4. Здесь в модуляторе n -ого канала двоичная последовательность $a_{n,k}$ с длительностью символа $T_N = NT_b$, в демультимплексоре разбивается на 16 блоков по m бит в каждом. В блоках $2 \rightarrow M$ осуществляется преобразование двоичных в $M = 2^m$ -ичные символы АМн с длительностью $T_{AM} = mT_N$.

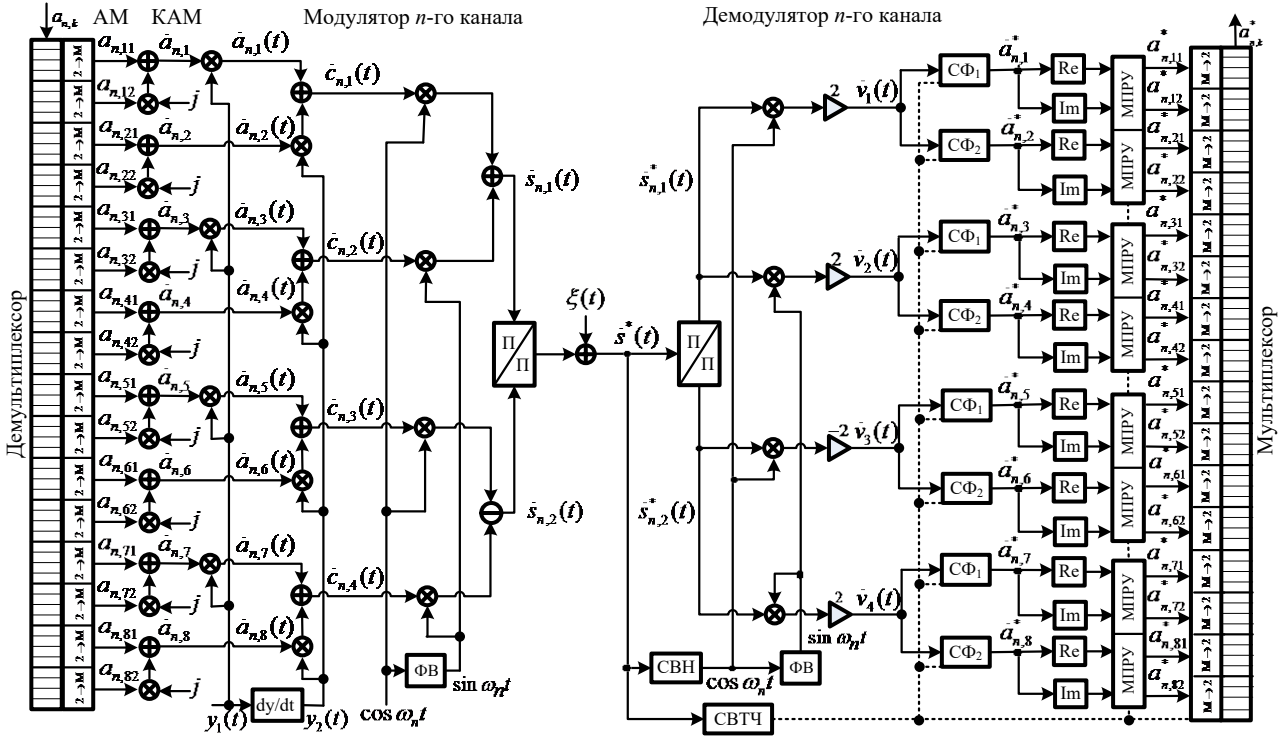


Рис. 4 – Функциональная схема одного из каналов ЦСП-МЧМ с повышенной эффективностью

Символы АМн равны $a_{n,i} = (2i + 1 - M)d$, где $i = \sum_{l=0}^{m-1} \alpha_l 2^l$, $m = \log_2 M$, $i = \overline{1, 16}$, $2d$ – энергетическая база сигнала. Разбивая их на два блока, получаем $a_{n,i,1} = \text{Re} \dot{a}_{n,i}$ и $a_{n,i,2} = \text{Im} \dot{a}_{n,i}$, где $\dot{a}_{n,i}$ – символы КАМ

$$\dot{a}_{n,i} = a_{n,i,1} + ja_{n,i,2}, i = \overline{1, 8}. \quad (1)$$

При учете ОФС из рис.3 $y_1(t)$ и $y_2(t) = dy_1(t)/dt$, в схеме на рис. 4 формируются комплексные ОФС

$$\dot{a}_{n,i}(t), i = \overline{1, 8}. \quad \dot{a}_{n,2l-1}(t) = \dot{a}_{n,2l-1} \cdot y_1(t), \quad \dot{a}_{n,2l}(t) = \dot{a}_{n,2l} \cdot y_2(t), l = \overline{1, 4}. \quad (2)$$

Так как ОФС $y_1(t)$ и $y_2(t)$ ортогональны, далее формируются сигналы

$$\dot{c}_{n,l}(t) = \dot{a}_{n,2l-1}(t) + \dot{a}_{n,2l}(t), l = \overline{1, 4}. \quad (3)$$

Компоненты в (3) это низкочастотные сигналы. Для передачи их по каналу связи требуется модуляция. С учетом ортогональных гармонических поднесущих $\cos \omega_n t$ и $\sin \omega_n t$ на выходе модулятора формируются высокочастотные сигналы

$$\begin{aligned} \dot{s}_{n,1}(t) &= \dot{c}_{n,1}(t) \cdot \cos \omega_n t + \dot{c}_{n,2}(t) \cdot \sin \omega_n t, \\ \dot{s}_{n,2}(t) &= -\dot{c}_{n,3}(t) \cdot \cos \omega_n t + \dot{c}_{n,4}(t) \cdot \sin \omega_n t, \quad t \in 0.5T_s = 4T_b N \log_2 M. \end{aligned} \quad (4)$$

Особенность данного модулятора в том, что передаваемый сигнал представляется в виде двумерной функции времени вида $[s_1(t_1), s_2(t_2)]$, $t_1 \in [0, 0.5T_s]$, $t_2 \in [0.5T_s, T_s]$, т.е. данные сигналы финитны и ортогональны, что эквивалентно временному их уплотнению. Для реализации этого на рис. 4 в модуляторе введен блок П/П – это параллельно/последовательное преобразование.

При отсутствии в канале связи шумов в демодуляторе осуществляется обратное преобразование П/П – это последовательно/параллельное преобразование. Затем восстановленные сигналы вида (4) подвергаются дальнейшей обработке. Так в работе [10] показывается, что по восстановленной вектор функции (4), в демодуляторе (на основе двух ортогональных матриц из гармонических колебаний) формируются новые вектор-функции вида

$$\begin{bmatrix} \dot{u}_{n,1}(t) \\ \dot{u}_{n,2}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \omega_n t & \sin \omega_n t \\ \sin \omega_n t & -\cos \omega_n t \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \dot{s}_{n,1}(t) \\ \dot{s}_{n,2}(t) \end{bmatrix}, \quad \begin{bmatrix} \dot{u}_{n,3}(t) \\ \dot{u}_{n,4}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \omega_n t & -\sin \omega_n t \\ \sin \omega_n t & \cos \omega_n t \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \dot{s}_{n,1}(t) \\ \dot{s}_{n,2}(t) \end{bmatrix}. \quad (5)$$

Суммируя и вычитая сигналы $\dot{u}_{n,l}(t), l = \overline{1,4}$, нетрудно получить новые сигналы

$$\begin{aligned}\dot{v}_{n,1}(t) &= \dot{u}_{n,1}(t) + \dot{u}_{n,3}(t) = 2\dot{s}_{n,1}(t) \cos \omega_n t = \dot{c}_{n,1}(t) + 0_1(2\omega_n t), \\ \dot{v}_{n,2}(t) &= \dot{u}_{n,2}(t) + \dot{u}_{n,4}(t) = 2\dot{s}_{n,1}(t) \sin \omega_n t = \dot{c}_{n,2}(t) + 0_2(2\omega_n t), \\ \dot{v}_{n,3}(t) &= \dot{u}_{n,2}(t) - \dot{u}_{n,4}(t) = -2\dot{s}_{n,2}(t) \cos \omega_n t = \dot{c}_{n,3}(t) + 0_3(2\omega_n t), \\ \dot{v}_{n,4}(t) &= \dot{u}_{n,1}(t) - \dot{u}_{n,3}(t) = 2\dot{s}_{n,2}(t) \sin \omega_n t = \dot{c}_{n,4}(t) + 0_4(2\omega_n t).\end{aligned}\quad (6)$$

Здесь компоненты $0_l(2\omega_n t), l = \overline{1,4}$ - это высокочастотные колебания на частотах $2\omega_n$, которые подавляются в последующих согласованных фильтрах (СФ) демодулятора. Отметим, что соотношение (6) является основой для обработки сигналов на выходе П/П демодулятора на рис. 4. Это более простой алгоритм, чем алгоритм, реализованный в [10]. Кроме того, замечаем, что в (6) основными компонентами являются суммарные КОФС $\dot{c}_{n,l}(t), l = \overline{1,4}$, из соотношения (3) в модуляторе.

Воздействие сигналов $\dot{v}_{n,l}(t), l = \overline{1,4}$, на согласованные фильтры демодулятора, где СФ₁ - согласованный фильтр с импульсной реакцией $q_{SF,1}(t) = y_1(T_s - t)$, СФ₂ - согласованный фильтр с импульсной реакцией $q_{SF,2}(t) = y_2(T_s - t)$, приводит к подавлению высокочастотных компонент на частотах $2\omega_n$ и восстановлению низкочастотных комплексных компонент $\dot{a}_{n,i}(t), i = \overline{1,8}$ (2). Эти компоненты (по отсчетам с выхода СВТЧ) фиксируются в моменты кратные интервалу $T_s/2$. В результате чего восстанавливаются символы КАМ $\dot{a}_{n,i}, i = \overline{1,8}$ (1). В блоках Re и Im выделяются действительные и мнимые компоненты КАМ: $a_{n,i,1} = \text{Re} \dot{a}_{n,i}$ и $a_{n,i,2} = \text{Im} \dot{a}_{n,i}, i = \overline{1,8}$.

При отсутствии шума в канале связи на выходах МПРУ восстанавливаются символы АМн $a_{n,i,1}, a_{n,i,2}, i = \overline{1,8}$, которые в блоках $M \rightarrow 2$ из M -ичных преобразуются в двоичные символы, заполняемые в мультиплексор. На выходе мультиплексора по сигналу с выхода СВТЧ восстанавливается двоичная последовательность n -ого канала $a_{n,k}, k = 0, 1, 2, 3, \dots$

При наличии шума в канале связи (КС) на выходе мультиплексора демодулятора (рис.4) восстанавливаются оценки двоичной последовательности $a_{n,k}^*, k = 0, 1, 2, 3, \dots$

Спектрально-энергетическая эффективность модемов

Спектральная эффективность - это отношение битовой скорости к полосе частот КС $\eta_F = V_b / \Delta F_{ks}$. Энергетическая эффективность определяется отношением сигнал/шум $\eta_E = E_b / G_0$, где E_b - энергия на бит данных, G_0 - спектральная плотность мощности АБГШ.

С учетом работ [8-12], для показателей эффективности узкополосных модемов с МЧМ-DMT (Discrete Multi Tone) получаем общие точные соотношения

$$\eta_F = 2^{r-1} (V_s / F_p) \cdot \log_2 M \quad (7)$$

$$\eta_{E,DMT} = \left[\text{erfcinv} \left(\frac{1 - \sqrt{1 - p_d \text{ld} M_{КАМ}}}{1 - 1/\sqrt{M_{КАМ}}} \right) \right]^2 \frac{2(M_{КАМ} - 1)}{3k_E(V_s) \text{ld} M_{КАМ}} \quad (8)$$

где $M_{КАМ} = M^2$, 2^r - число m -блоков демультимплексора ($r=1,2,3,4$), F_p - полоса частот ПФ по уровню ослабления L_p , $\text{erfcinv}(y)$ - функция, обратная функции ошибки, $k_E(V_s) = E_y / E_b$ - коэффициент передачи по энергии, p_d - допустимая вероятность ошибки, .

Численный расчет показывает, что при использовании в схеме на рис. 1 ПФ Баттерворта восьмого порядка, с параметрами ОФС (рис. 3) в схеме модема на рис.4: $T_s=1.75$ мс, $k_E(V_s) = E_y / E_b = 0.94262$ $L_p = 60$ дБ, $F_p = 2.5$ кГц, $M=2$, для показателей эффективности ЦСП с МЧМ-ОФС получаем: $\eta_F = 1.8286$ бит/сГц, $\eta_E = 8.5755$ дБ.

Заключение. Разработан новый модем с многочастотной модуляцией и узкополосными оптимальными финитными сигналами (МЧМ-ОФС). Проведен анализ его спектрально-энергетической эффективности. Данный модем при ОСШ порядка 9 дБ в канале связи с АБГШ и двоичной ФМ, по сравнению с модемом UFMC, используемого в сетях радиодоступа на 5G, обеспечивает выигрыш по спектральной эффективности в 1.59 раз или на 59%.

Реализация нового модема в цифровых телекоммуникационных системах позволит повысить их спектральную эффективность. Предложенный подход может быть использован для организации высокоскоростной передачи данных по частотно-ограниченным каналам связи на основе новых технологий 5G.

ЛИТЕРАТУРА

1. Феер К. Беспроводная цифровая связь. Методы модуляции и расширения спектра. – М.: Радио и связь, 2000. – 520 с.
2. Аджемов А.С., Санников В.Г. Общая теория связи. Учебник для вузов. – М.: Горячая линия-Телеком, 2018. – 624 с.
3. Балашов В.П., Воробиенко П.П., Ляховецкий Л.М. Системы передачи ортогональными гармоническими сигналами. – М.: Эко-трендз, 2012. – 228 с.
4. Бакулин М.Г., Крейнделин В.Б., Шлома А.М., Шумов А.П. Технология OFDM. Учеб. пособие для вузов. – М.: Горячая линия-Телеком, 2016. – 352 с.
5. Farhang-Boroujenu V. OFDM Versus Filter Bank Multicarrier / V. Farhang-Boroujenu // IEEE Signal Processing Magazine, 2011, Vol. 28, № 3. – P. 92-112.
6. Wang X, Wild T, Schaich F. Filter Optimization for Carrier-Frequency and Timing-Offset in Universal Filtered Multicarrier Systems / Vehicular Technology Conference (VTS Spring), 2015 IEEE 81th.
7. Ворожищев И.В., Бочечка Г.С., Тихвинский В.О. Сравнительный анализ использования технологий UFMC и OFDM в сетях 5G // «ЭЛЕКТРОСВЯЗЬ», № 11, 2017. – С. 46 – 51.
8. Санников В.Г. Метод оптимизации радиотелефонной связи // Журнал Радиоэлектроники: электронный журнал. 2014, № URL: <http://ire.cplire.ru/jre/nov14/17/text.pdf>.
9. Санников В.Г. Интеллектуальный модем на основе многочастотной модуляции // Журнал Радиоэлектроники: электронный журнал. 2015, № URL: <http://jre.cplire.ru/jre/jan15/10/text.pdf>.
10. Санников В.Г. Повышение спектральной эффективности многочастотного модема с оптимальными финитными сигналами. 28-я Международная Крымская конференция: «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо-2018). Севастополь, 9-15 сентября 2018 г. Материалы конференции. Том 2. – С 476-481.
11. Санников В.Г. Синтез финитных сигналов Найквиста, согласованных с телефонным каналом связи // «ЭЛЕКТРОСВЯЗЬ». – 2012. – № 5. – С. 9-12.
12. Санников В.Г. Помехоустойчивость системы передачи оптимальных финитных сигналов по телефонному каналу связи // «ЭЛЕКТРОСВЯЗЬ». – 2013. – № 5. – С. 39-44.

ОЦЕНКА ЭФФЕКТИВНОСТИ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ СЕТИ СВЕРХШИРОКОПОЛОСНОЙ РАДИОСВЯЗИ В УСЛОВИЯХ ВОЗДЕЙСТВИЯ ПОМЕХ НА ОСНОВЕ ИМИТАЦИОННОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ В СРЕДЕ ANYLOGIC

Кондаурова В.В.^{1,2}, Молев А.А.¹, Титов К.Д.^{1,2}

*¹ВУНЦ ВВС «ВВА им. проф. Н.Е.Жуковского и Ю.А.Гагарина»
vvshbn@mail.ru*

*²Воронежский государственный университет
alexei_molev@mail.ru, titovkd@gmail.com*

Проведена оценка эффективности функционирования сети сверхширокополосной радиосвязи в условиях воздействия помех от различных источников (с разной конфигурацией). Показано, что технология сверхширокополосной радиосвязи обеспечивает более эффективное функционирование сетей радиосвязи в условиях воздействия помех, чем применение традиционных узкополосных сигналов.

Введение

Развитие информационных технологий в настоящее время привело к появлению множества стандартов и технологий беспроводной связи, таких как GSM, LTE, IEEE 802.11, UWB, ZigBee и др. повсеместно используемых в различных коммуникационных устройствах для предоставления услуг передачи данных. Одной из основных тенденций развития телекоммуникационных систем является интеграция различных технологий в рамках одного устройства и взаимодействие между ними в реальном масштабе времени. В ходе создания перспективных систем и средств радиосвязи, используемых для организации связи в экстремальных и сложных природно-географических условиях, широко внедряются возможности, реализуемые коммерческими системами связи – передача различных видов информации (данные, графика, мультимедиа), наличие доступа к общим базам данных, взаимный обмен информацией между абонентами различных уровней данными о состоянии обстановки. Сети радиосвязи, работающие в узкой полосе частот и использующие в качестве несущего колебания для передачи информации гармонические сигналы, к настоящему времени практически полностью исчерпали свои возможности повышения качества канала связи. Использование широкополосных и сверхширокополосных (СШП) сигналов в телекоммуникационных и радиолокационных системах позволяет повысить эффективность использования радиочастотного спектра и увеличить скорость передачи информации [1].

К отличительным особенностям СШП сетей радиосвязи по сравнению с традиционными, обеспечивающими их устойчивое и эффективное функционирование в условиях воздействия преднамеренных и непреднамеренных помех от различных источников, следует отнести:

излучение и прием сигналов в сверхширокой полосе (от 0,5 до 70 ГГц) с высокой скоростью передачи информации (до 1 Тбит/сек), что требует наличия быстродействующей аппаратуры для формирования и обработки принимаемых и излучаемых сигналов;

энергетическая скрытность СШП сигналов (гораздо ниже уровня фоновых шумов), обуславливающая необходимость разработки новых алгоритмов первичной и вторичной обработки сигналов, базирующихся не исключительно на энергетической обработке сигналов, а на комбинации энергетических, статистических и нейросетевых алгоритмов;

компенсация помех за счет использования активных фазированных антенных решёток (АФАР) с узкими диаграммами направленности (ширина луча порядка нескольких градусов) с электронным управлением лучом, позволяющих исключить необходимость точного позиционирования антенн для связи с мобильными абонентами;

возможность оперативной смены диапазона рабочих частот при воздействии помех, что позволяет повысить эффективность использования спектрального ресурса, путем своевременного выбора наиболее подходящего частотного поддиапазона;

отсутствие заранее определенных узлов, осуществляющих управление сетью и коммутацию трафика, исключающее возможность блокирования работы сети радиосвязи в целом за счет целенаправленного воздействия только на них.

Современные и перспективные сети СШП радиосвязи представляют собой организационно и технически сложные пространственно-распределенные системы, включающие в свой состав большое количество взаимодействующих унифицированных средств связи, объединённых общими правилами взаимодействия. Решение задач исследования различных аспектов создания, функционирования и оценки эффективности, на уровне сети радиосвязи в целом аналитическими методами весьма затруднительно, поскольку позволяет получить лишь самые общие качественные выводы о характере протекающих в системе процессах. При этом для исследования функционирования сети СШП радиосвязи в целом необходимо учитывать процессы системного уровня – оценки состояния электромагнитной обстановки и адаптации к ее изменению, маршрутизации пакетов данных, обусловленные необходимостью обеспечения непрерывности управления, надежности связи при высокой мобильности абонентов, защищенности каналов от несанкционированного доступа и воздействия электромагнитных помех, с жесткими требованиями к надежностным и вероятностно-временным характеристикам передачи данных.

Поэтому применительно к сети СШП радиосвязи, имеющей адаптивную структуру и характеристики, варьируемые в процессе функционирования в широких пределах, целесообразно использовать методы дискретно-событийного имитационного моделирования сетей и систем связи для проведения исследований по анализу особенностей их построения и алгоритмов функционирования в условиях воздействия помех от различных источников.

Цель работы – проведение оценок эффективности сети СШП радиосвязи в условиях воздействия помех от различных источников для различной плотности и вариантов их размещения применительно к различным топологиям сети.

Общее описание имитационной модели

Для проведения исследования используется имитационная модель, в которой детализируется процесс передачи данных в сети СШП связи, в условиях воздействия помех по уровням модели взаимодействия открытых систем, соответствующих различным этапам процесса передачи данных в сети СШП радиосвязи [1], представленная на рис. 1.

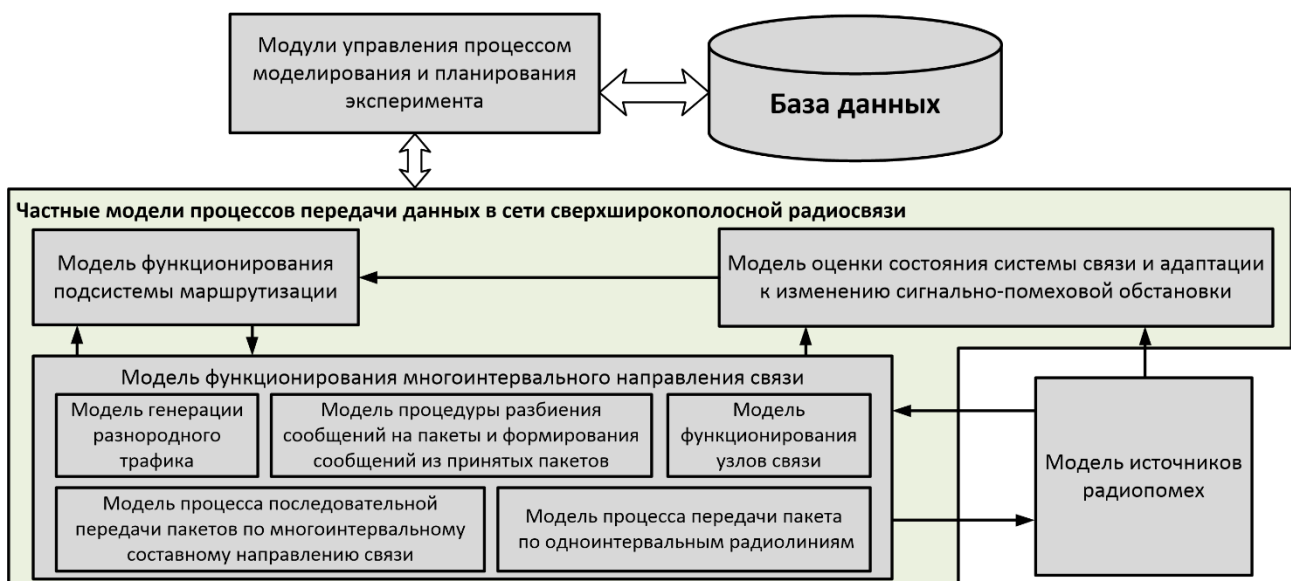


Рис. 1. Структурная схема имитационной модели сети СШП радиосвязи.

Входными данными модели являются характеристики сети СШП радиосвязи, включающие пространственно-временные характеристики размещения абонентов; перечень, состав и основные характеристики направлений руководства (взаимодействующих абонентов); характеристики радиостанций.

К выходным данным модели относятся значения показателей эффективности сети СШП радиосвязи и динамика их изменения во времени моделирования. В качестве показателей эффективности используются:

реализуемая пропускная способность сети радиосвязи, математическое ожидание количества эффективно функционирующих направлений руководства, вероятность успешной передачи произвольного пакета.

Имитационная модель характеризуется следующими особенностями:

расчет частотно-энергетических характеристик для оценки дальности связи между абонентами, а также уровней помех, воздействующих на приемные устройства, осуществляется с применением аналитических соотношений теории распространения радиоволн для СШП сигналов (в диапазоне рабочих частот 1...325 ГГц) [4];

адаптация к воздействию помех реализуется путем выполнения операций, включающих корректировку главного лепестка диаграммы направленности АФАР при воздействии помех, смену частотного канала и вида модуляции сигналов, в том числе использование низкоуровневых модуляций с сопутствующим снижением скорости передачи данных;

в качестве показателя критического дестабилизирующего воздействия на сеть радиосвязи со СШП сигналами определены полученные в [2] предельные отношения помеха/сигнал.

Совокупность указанных показателей позволяет осуществить всестороннее рассмотрение особенностей функционирования сети СШП радиосвязи в целом и ее структурных элементов в условиях воздействия помех, в интересах сравнительного анализа различных вариантов построения сети радиосвязи, характеристик их быстродействия, оценки степени использования возможностей по передаче данных (пропускной способности) с учетом маршрутизации и адаптации к сигнально-помеховой обстановке.

Частотно-энергетические соотношения для расчета характеристик

Для средств беспроводного широкополосного доступа, использующих для передачи данных СШП сигналы, при расчете уровней принимаемых сигналов необходимо учитывать, что при применении классического уравнения радиосвязи для узкополосных сигналов [3] полученные результаты характеризуются увеличением погрешностей с увеличением относительной ширины спектра СШП сигналов вследствие того, что основные характеристики элементов сети радиосвязи, такие как коэффициент направленного действия передающей антенны D_ω и эффективная площадь (ЭП) приемной антенны A_ω рассчитываются или измеряются только на конкретной частоте ω . Это допустимо для узкополосных сигналов, поскольку из-за малой ширины спектра эти характеристики остаются практически неизменными на любой частоте в пределах ширины спектра. Однако для СШП сигналов из-за очень большой ширины спектра, соизмеримой с его центральной частотой, указанное допущение нарушается и предположение о постоянстве характеристик $D_\omega(\omega)$ и $A_\omega(\omega)$ в пределах ширины спектра сигнала, как правило, не выполняется. В работах [4,5] проведены исследования частотно-энергетических характеристик, в которых максимальная дальность СШП связи пропорциональна квадратному корню из максимально допустимой средней мощности излучения $P_{cp\ max}$, средней в полосе излучаемых частот обобщенной ЭП приёмной антенны в системе связи $\{G_T(\omega)A_R(\omega)\}_{cp}$ и обратно пропорциональна квадратному корню из скорости передачи информации V . Выражение для максимальной дальности СШП связи определяется выражением

$$r_{\max} = \sqrt{\frac{P_{cp\ max} \{G_T(\omega)A_R(\omega)\}_{cp}}{4\pi V N_{ш} q_0^2}}, \quad (1)$$

где обозначено

$$\{G_T(\omega)A_R(\omega)\}_{cp} = \int_{\omega_1}^{\omega_2} G_T(\omega)A_R(\omega)d\omega / (\omega_2 - \omega_1) \quad (2)$$

– среднее значение в поддиапазоне (ω_1, ω_2) произведения антенных характеристик $G_T(\omega)A_R(\omega)$, которое, исходя из размерности, называют обобщенной ЭП приёмной антенны в системе связи. Эта величина играет роль передаточной функции и, помимо свойств приёмной антенны (множитель $A_R(\omega)$)

), учитывает также усиление сигнала передающей антенной (множитель $G_T(\omega)$).

Для дипольной антенны при отсутствии потерь и согласовании с фидером во всей полосе частот [6]

$$G_T(\omega) = G_{T0} = G_{R0} = 1,5, \quad (3)$$

$$A_R(\omega) = \pi(c/\omega)^2 G_{R0} \equiv \pi(c/\omega)^2 D_{R0}. \quad (4)$$

Для удобства предполагаем, что передающая и приёмная антенны – одинаковые. Проведя подстановку и вычислив интеграл

$$\{D_T(\omega)A_R(\omega)\}_{\text{cp}} = \pi c^2 D_{T0}^2 / \omega_1 \omega_2 \approx 1,4 \times 10^{-3} \text{ м}^2. \quad (5)$$

Для расчёта величины, $\{G_T(\omega)A_R(\omega)\}_{\text{cp}}$ достигаемой в приёмо-передающей паре, состоящей из рупорных антенн Пб-23М, воспользовавшись предлагающимися к паспорту антенны Пб-23М калиброванными графиками $G_T(\omega)$ и $A_R(\omega)$ [7]. В результате: $\{G_T(\omega)A_R(\omega)\}_{\text{cp}} \approx 4,4 \text{ м}^2$.

Энергетическое уравнение передачи/приема СШП сигналов, определяющее дальность радиосвязи [5]

$$W_R(\theta, \varphi, \theta_1, \varphi_1) = \frac{1}{4\pi D_c^2} W_T \eta_T \eta_R F_R^2 F_T^2 |\zeta|^2 (1 - |\dot{\Gamma}_R|^2) (1 - |\dot{\Gamma}_T|^2) D(\theta, \varphi) A(\theta, \varphi, \theta_1, \varphi_1) \lambda^2 \gamma^2 \geq W_{R\min}, \quad (6)$$

где нижние индексы «R» – Receiver (приемник), «T» – Transmitter (передатчик); $W_{R\min}$ – минимальное значение энергии на входе приемника; W_T – плотность потока энергии; $\eta_{R,T}$ – коэффициент полезного действия приемной (передающей) сети радиосвязи; $F_{R,T}$ – значение амплитудной диаграммы направленности приемной (передающей) антенны в направлении на передающую (приемную) антенну; $\dot{\Gamma}_{R,T}$ – комплексный коэффициент отражения в антенно-фидерном тракте приемника (передатчика); $|\zeta|^2$ – поляризационный коэффициент передачи по мощности, зависящий в общем случае от структур приемной и передающей антенн и их взаимной угловой ориентации в пространстве; λ – длина волны; r – расстояние между передатчиком и приемником сети радиосвязи; D_c – максимальная дальность связи.

Энергетическое уравнение применяется в алгоритме формирования топологии СШП сети для проверки условия $W_R \geq W_{R\min}$, заключающегося в оценке превышения энергии сигнала от передающего корреспондента минимального значения энергии на входе приемника радиоэлектронных средств, при котором обеспечивается устойчивая связь с требуемым качеством функционирования. При выполнении данного условия может быть обеспечена возможность организации связи между парой корреспондентов.

Исходные данные для расчетов и порядок проведения исследований

В зависимости от организационной принадлежности, степени мобильности и требований к дальности связи, в системе связи могут применяться следующие радиостанции [1]:

диапазона 1...10 ГГц с пропускной способностью порядка 1 Мбит/с и высотой поднятия антенн 1,5 м – для абонентов, обладающих высокой подвижностью и использующих линии связи протяженностью до 5 км;

диапазона 18...50 ГГц с пропускной способностью до 200 Гбит/с и высотой поднятия антенн порядка 20 м – для низкомобильных (стационарных) абонентов, использующих для связи радиолинии дальностью до 100 км.

Для расчета напряженности поля в заданной точке используются выражения, приведенные в [4], в качестве исходных данных для расчетов используются рабочая частота в диапазоне 18-50 ГГц, ширина полосы сигнала 2 ГГц, выходная мощность передатчика 100 мВт, высоты поднятия антенн для наземных объектов 1,5 м (для воздушных – до 10 км) и коэффициент усиления антенны до 30 дБ.

Система связи имеет трёхуровневую структуру, нижний (первый) уровень которой образован локальными сетями мобильных радиостанций, средний (второй) – абонентами, имеющими мобильные и стационарные радиостанции, а верхний (третий) – стационарными узлами, образующими опорную сеть связи. Через второй уровень осуществляется взаимодействие высокомобильных и стационарных

абонентов первого и третьего уровней. Связь между корреспондентами организуется по принципу «каждый с каждым», при необходимости связи с удаленным корреспондентом осуществляется маршрутизация через опорную сеть связи. Трёхуровневая структура моделируемой сети СШП радиосвязи имеет вид, представленный на рис. 2.

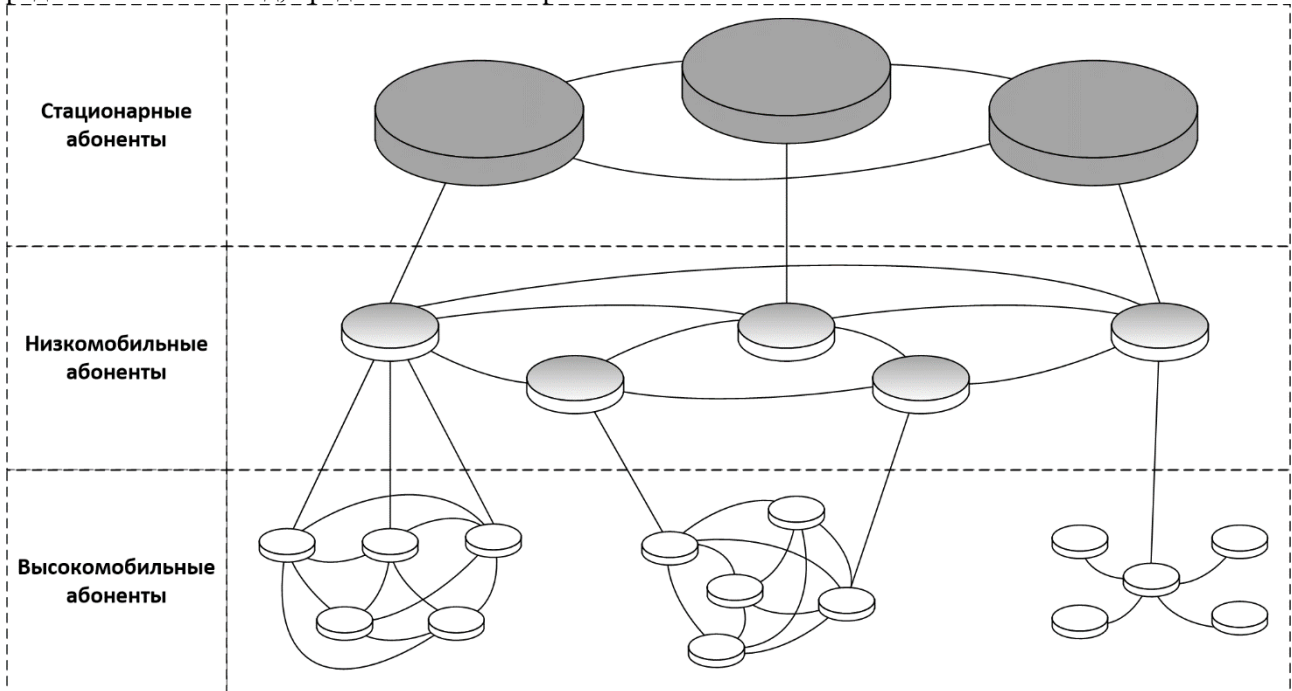


Рис. 2. Трёхуровневая структура моделируемой сети СШП радиосвязи.

Определение возможности организации связи между радиостанциями узла связи осуществляется для каждой пары корреспондентов, путем расчёта напряженности поля сигнала в точке приёма на трассе «передающая радиостанция – приёмная радиостанция» и проверки выполнения следующих условий:

- совместимости абонентов по их организационной принадлежности;
- обеспечения прямой видимости между корреспондентами;

превышения напряженности сигнала от передающего корреспондента $E_{прд}$ в точке размещения приемного корреспондента в обе стороны

$$E_{прд} \geq E_{\min}, \quad (7)$$

где E_{\min} – минимальное значение напряженности на входе приемника радиостанции, при котором обеспечивается устойчивая связь, чувствительность, типовое значение которого составляет от -30 до -70 дБм. Для вычисления напряженности поля сигнала в точке приёма, которая является неотъемлемой частью расчёта энергетического уравнения (6), поскольку величина $A(\theta, \varphi, \theta_1, \varphi_1)$ представляет собой отношение энергии колебаний, поступающих на вход приемника к плотности потока энергии за тот же интервал времен в точке приёма, необходимо извлечь квадратный корень из (6).

Оценка степени воздействия помех на приемные устройства осуществляется путем расчёта отношения «помеха – сигнал» по пиковой мощности k_n^2 и сравнения его с пороговым значением [2], при превышении которого достигается срыв передачи информации между абонентами [8]

$$k_n^2 = \left(\frac{E_n}{E_c} \right), \quad (8)$$

где E_n и E_c – значения напряжённости поля помехи и поля сигнала в точке размещения приёмной радиостанции соответственно.

Порядок проведения оценки эффективности сети СШП радиосвязи при воздействии помех на ее элементы состоит в выполнении последовательности операций [1]:

ввода/корректировки исходных данных;
определения необходимого объема экспериментов;
проведения имитационных экспериментов;
сбора и анализа результатов.

Оценки проведены для одноранговой и трёхуровневой иерархической сети радиосвязи. Рассматривалось воздействие на сеть СШП радиосвязи традиционных узкополосных помех, а также источники помех и элементов сети радиосвязи в зависимости от различных вариантов размещения (вблизи абонентов, равномерно распределенные по всей области размещения радиостанций), плотности размещения источников помех – низкая, средняя, высокая; мощности излучения – маломощные (сравнимые по мощности с передатчиком), с высокой мощностью (значительно превышающие мощность передатчиков).

Выводы

Проведён сравнительный анализ различных вариантов построения СШП связи при воздействии помех от различных источников (с разной конфигурацией). Показано, что СШП связь обеспечивает более эффективное функционирование в условиях воздействия помех, чем системы с традиционными узкополосными сигналами.

Работа по проекту выполнена в рамках гранта Президента Российской Федерации для государственной поддержки молодых российских ученых – кандидатов наук (проект МК-767.2021.1.6).

ЛИТЕРАТУРА

1. Молев А.А., Титов К.Д. Имитационная модель функционирования системы сверхширокополосной радиосвязи в условиях воздействия помех // Журнал радиоэлектроники [электронный журнал]. – 2021. – №1. doi: <https://doi.org/10.30898/1684-1719.2021.1.1>
2. Корчагин Ю.Э., Титов К.Д. Обнаружение сверхширокополосного квазирадиосигнала на фоне мешающих сигналов // Радиотехника. – 2020. – №9. – С.72-82.
3. Долуханов М.П. Распространение радиоволн. –М.: Связьиздат. –1951. – 491 с.
4. Молев А.А., Титов К.Д., Кондаурова В.В. Алгоритм формирования топологии сети сверхширокополосной радиосвязи // Радиотехника. –2022. –Т.86. –№9. –С.85–97. doi: <https://doi.org/10.18127/j00338486-202209-10>
5. Титов К. Д., Степкин В.А., Кондаурова В.В. Исследование энергетических характеристик сверхширокополосных квазирадиосигналов // Радиолокация, навигация, связь: сборник трудов XXVIII Международной научно-технической конференции, (г. Воронеж, 27–29 сентября 2022 г.): Т. 2 (RLNC*2022). –2022. – С. 104-114.
6. Авдеев В.Б., Авдеева Д.В. Уравнения радиосвязи при использовании сверхширокополосных сигналов // Телекоммуникации. – 2002. – №9. – С.2–10.
7. Антенны измерительные [электронный ресурс]. URL: <https://all-pribors.ru/opisanie/24810-16-antennu-izmeritelnye-antennu-izmeritelnye> (Дата обращения 20.10.2022).
8. Осипов А.С. Военно-техническая подготовка. Военно-технические основы построения средств и комплексов РЭП: учебник. –Красноярск: Сиб. федер. ун-т. –2013. –344 с.

УЧЕТ РЕЗУЛЬТАТОВ СПУТНИКОВОГО ИК-ЗОНДИРОВАНИЯ ПРИ ВЫБОРЕ СВЧ-МОДЕЛИ ОБЛАЧНОЙ АТМОСФЕРЫ

Егоров Д.П.¹, Данилычев М.В.¹, Кутуза Б.Г.¹, Кутуза И.Б.²

*¹Институт радиотехники и электроники им. В.А. Котельникова РАН
dobrix95@gmail.com, dan496@yandex.ru, kutuza@cplire.ru*

*²Научно-технологический центр уникального приборостроения РАН
kutuza@mail.ru*

Использование данных ИК-зондирования атмосферы позволяет повысить качество решения обратной задачи ДЗ в СВЧ диапазоне путем обоснованного выбора расчетной модели облачной атмосферы и оценки ее параметров. Выполненные в работе теоретические оценки показывают возможность дальнейшего улучшения результатов работы СВЧ алгоритмов за счет использования процедуры совместной классификации данных ближнего и дальнего ИК диапазонов.

Введение

В случае безоблачной атмосферы многие задачи спутникового дистанционного зондирования могут быть разрешены с вполне удовлетворительной точностью средствами видимого и инфракрасного (ИК) диапазонов. Все возрастающее значение при этом имеют новые мульти- и гипер-спектральные методы исследования. Это касается как технологий атмосферного, так и поверхностного зондирования. Безусловным преимуществом ИК-технологий является повышенное по сравнению с СВЧ-радиометрией пространственное разрешение. Тем не менее остается значительное количество задач ДЗЗ, которые удается решать только с помощью средств спутниковой СВЧ радиометрии [1]. К тому же не приходится говорить о возможной конкуренции этих технологий в случае значительной облачности или интенсивных осадков. СВЧ радиометрия по-прежнему является наиболее универсальной технологией, позволяющей оценивать интегральные показатели атмосферы и восстанавливать 3D-распределения влажности и температуры как при безоблачной погоде, так и в условиях плохой видимости и сложной метеобстановки. Статистика облачности на планете характеризуется сильной регионально-сезонной зависимостью. При этом вероятность наличия облачности во многих значимых с точки зрения климатологии и прогноза погоды регионах превышает 50%. Например, летом в Арктике на фоне таяния больших масс льда и снега устанавливается преимущественно пасмурная погода с повторяемостью облачности свыше 80%. Таким образом, в контексте общих требований повышения качества восстановления параметров системы «атмосфера – подстилающая поверхность» необходимо искать новые возможные направления развития и улучшения технологии всепогодного СВЧ атмосферного зондирования.

Использование в СВЧ алгоритмах данных инфракрасного зондирования

В работе [2] было показано, что любая дополнительная по отношению к обычно используемым среднеклиматическим характеристикам априорная информация о состоянии атмосферы способствует повышению эффективности функционирования применяемых алгоритмов. В частности, это было показано для задачи восстановления атмосферных профилей температуры и влажности по данным спутниковых СВЧ радиометрических наблюдений. В качестве источников подобной информации рассматривались наземные измерения на калибровочных и тестовых участках, а также данные с регулярно запускаемых метеорадиозондов. Дополнительную достаточно важную информацию о распределении поля осадков можно также получать, используя данные национальной сети метеолокаторов. Однако уточняющей информации от такого рода источников присущ своего рода «кусочно-непрерывный» характер распределения и фактическое отсутствие его над обширными районами поверхности морей и океанов. Рассмотрим возможность непрерывного получения подобной дополнительной информации, к тому же «привязанной по времени и пространству» к процессу СВЧ зондирования. Такая возможность возникает при совместной обработке данных ИК и СВЧ сканирующих систем с согласованным режимом поперечного сканирования. Примером может служить семейство многоканальных микроволновых (СВЧ) атмосферных зондировщиков: MSU – AMSU – ATMS [3, 4] и ИК-сканеров, начиная с AVHRR и более поздних [5]. Данные ИК-сканирования позволяют повысить качество решения обратной задачи ДЗ в СВЧ диапазоне путем обоснованного

выбора расчетной модели облачной атмосферы и оценки ее параметров. Это достигается за счет предварительной сегментации радиоизображения по оценке совмещенного с ним ансамбля ИК-данных и описания структуры облачности, входящей в поле зрения СВЧ-антенны. При съемке над облаками в тепловом ИК диапазоне яркостная температура практически равна температуре атмосферы на высоте верхней границы облака, что выделяет его на фоне более горячих нижних слоев. В ближнем ИК-диапазоне при освещении Солнцем, наоборот, облако выглядит более ярким и «горячим». Таким образом, появляется возможность попиксельно определить наличие или отсутствие облака, т.е. определить долю покрытия облачностью в поле зрения антенны СВЧ-радиометра. А с учетом зависимости радиационных характеристик облаков от их типа и мощности появляется возможность дополнительного уточнения. Можно рассчитывать на существенное повышение эффективности функционирования алгоритмов восстановления атмосферных профилей по данным спутниковых СВЧ радиометрических наблюдений за счет введения в расчетную модель температур на вершине облаков и на уровне подстилающей поверхности, высоты ВКО, наконец, бинарной маски облачности и пространственного распределения ее фазового состава в поле зрения антенны. Также вполне вероятно использование каких-то комбинаций из показаний различных каналов в качестве маркеров структурных и термодинамических особенностей ряда состояний атмосферы [18-20].

Восстановление фазового состава облаков по данным ближнего и дальнего ИК диапазонов

Рассмотрим задачу восстановления распределения фазового состава облаков по уходящему излучению системы «атмосфера – подстилающая поверхность» в ИК-диапазоне. Известный в широких кругах разработчиков и пользователей спектрорадиометр MODIS был установлен на спутниках Terra (1999г.) и Aqua (2002г.) и начал регулярно поставлять данные по уходящему излучению Земли начиная с марта 2000 года. Данные собираются в 36 спектральных диапазонах с длиной волны от 0.4 до 14.4 мкм и с различным пространственным разрешением (от 250 до 1000 м «в надир»). Полоса обзора шириной 2330 км обеспечивает высокое временное разрешение за счет перекрытия полос двух соседних орбит. В рамках данного проекта Национальное космическое агентство США предоставляет как сырые данные космической съемки в полосах видимого и ИК диапазонов, так и данные уровня обработки 1b (калиброванные, приведенные к координатной сетке, снабженные маркерами времени, эфемеридами спутника и другой дополнительной информацией физические величины измерения), а также некоторые продукты второго уровня. Ограничимся рассмотрением одного из таких продуктов, которому присвоено обозначение MOD06 [8]. В рамках MOD06 на основе соответствующих сцен – исходных данных уровня 1b (взятых из MOD02 [9]) – как раз производится расчет картин фазового состава облаков [10]. Каждый пиксель такой картины соответствует элементу разрешения фиксированного размера. Алгоритм определяет, к какой категории отнести каждый конкретный пиксель, к примеру: «0» – отсутствие облаков, «1» – жидкокапельные облака (water clouds), «2» – ледяные облака (ice clouds), либо «3» – смешанный тип. Если не удастся отнести пиксель к какой-либо из этих категорий, алгоритм записывает в него код ошибки. Примечательно, что в обработке данных MODIS для получения картины фазового состава облаков (MOD06) используются два различных и независимых алгоритма. Один из них работает исключительно по данным дальнего (теплого) ИК диапазона. При этом обычно используются следующие комбинации каналов: 7.3 и 11 мкм (преимущественно для разделения облаков верхнего и нижнего ярусов), 8.5 и 11 мкм (повышенная чувствительность к наличию ледяных облаков), 11 и 12 мкм (для определения величины коэффициента полного поглощения). Детальное описание работы «теплого» алгоритма и соответствующие блок-схемы можно найти в [11]. На выходе получается картина 406x270 пикселей, где каждый пиксель содержит одну из меток «0», «1» или «2» и т.д. и соответствует элементу разрешения 5x5 км (что, в свою очередь, в настоящее время является минимально возможным показателем для атмосферного СВЧ-сканера). Для удобства работы с данными будем в каждом пикселе такой картины преобразовывать имеющиеся метки в «one-hot» вектора путем быстрого кодирования. Таким образом, метке «0» будет соответствовать вектор (1, 0, 0, ..., 0), метке «1» – вектор (0, 1, 0, ..., 0) и т.д. Второй алгоритм использует только каналы из ближнего ИК и части видимого диапазона. Для работы этого «оптического» алгоритма требуется одновременно получить оценки на значения двух основных параметров: оптическую толщину слоя облачности и эффективный радиус облачных частиц [12, 13]. С этой целью фиксируется пара каналов. В зависимости от типа подстилающей поверхности в качестве

первого выбирается один из следующих каналов: 0.66 мкм (над почвой), 0.87 мкм (над океаном), либо 1.24 мкм (снег, лед). Вторым обычно выбирается канал 2.13 мкм, но могут быть использованы и каналы 1.63 или 3.79 мкм. В результате второй алгоритм дает картину 2030x1354 пикселей, где каждый пиксель соответствует элементу разрешения 1x1 км. Однако пятикратный (по каждой оси) выигрыш в разрешении восстанавливаемой картины не дает основания утверждать что-либо о достоверности получаемых значений. Напротив, есть основания полагать, что «оптический» алгоритм ошибается гораздо чаще [14]. Для повышения достоверности оценок, получаемых вторым алгоритмом, приведем исходную картину с разрешением 2030x1354 к картине с разрешением 406x270 (как в случае первого алгоритма), в каждом пикселе которой будет содержаться вектор значений, соответствующих вероятности принадлежности данного пикселя (5x5 км) к определенной категории («0», «1» или «2» и далее последовательно). Причем, покоординатная сумма этих значений в каждом пикселе будет давать единицу.

Для некоторой фиксированной сцены после всех описанных преобразований, включая приведение итоговых картин к единому разрешению, \bar{y}_i^1 соответствует «one-hot» вектору в i -м пикселе первой картины (восстановленной по данным дальнего ИК), а \bar{y}_i^2 соответствует вектору вероятностей в i -м пикселе второй картины (восстановленной с использованием «оптического» алгоритма). Тогда самым простым способом получения обобщенной (или совмещенной) оценки $y^{(i)}$ будет:

$$y^{(i)} = \arg \max \{ \bar{y}_i \} = \arg \max \{ \bar{\sigma} (\lambda \bar{y}_i^1 + (1 - \lambda) \bar{y}_i^2) \}, \quad (1)$$

где $\bar{\sigma}$ – функция «softmax» [15], а λ – некоторый параметр $0 < \lambda < 1$, определяющий соотношение весов между первым и вторым алгоритмами. Исходя из положения о равнозначности оценок обоих алгоритмов, положим $\lambda = 0.5$. В таком случае для независимых алгоритмов с равными дисперсиями выдаваемых оценок при ряде дополнительных достаточно естественных предположений [16] действительно следует ожидать, что дисперсия обобщенного (усредненного) ответа (1) будет меньше, чем дисперсии ответов первого и второго алгоритмов в отдельности. Таким образом, усредненный ответ оказывается точнее. Однако в общем случае (включая рассматриваемый) значение параметра λ изначально неизвестно. Отметим, что λ может быть и функциональной зависимостью от условий наблюдения. Кроме того, часто всё осложняется отсутствием истинных (ground true) значений целевой переменной \bar{y}_i , что приводит к невозможности корректного определения ошибок/дисперсий алгоритмов и решения оптимизационной задачи на λ в ее явной постановке. В то же время для экспертной оценки значений весового коэффициента требуется глубокое понимание используемых алгоритмов. Помимо серьезной теоретической проработки необходимо и наличие качественной базы данных, что особенно важно, например, для случая, когда отдельные алгоритмы выдают совершенно разные оценки для одной и той же отснятой сцены. Такая ситуация, как будет показано ниже, встречается довольно часто (см рис. 1а и 1б).

В иллюстративных целях, тем не менее, примем $\lambda = 0.5$ вне зависимости от условий наблюдения. Хотя формула (1) представляет собой довольно прозрачный механизм получения совмещенной оценки, она, очевидно, предполагает имплементацию одновременно и первого, и второго алгоритмов. В свою очередь, в ходе работы этих алгоритмов, т.е. в ходе решения соответствующей обратной задачи, может возникать потребность в многократном решении и прямой задачи ДЗЗ/ДЗА [11], что значительно увеличивает процессорное время, затрачиваемое на обсчет новой сцены (при условии, что расчет прямой задачи не проводился заранее). При наличии большого количества уже обработанных сцен с целью сокращения процессорного времени, а также ухода от необходимости в реализации всех участвующих в обобщенной оценке алгоритмов по-отдельности, вместе с тем, для получения единой и простой модели, эффективно аппроксимирующей оценку (1) по входным данным, имеет смысл обратить внимание на существующие методы машинного обучения, работающие с т.н. «большими данными». Так или иначе, основной момент здесь заключается в формировании валидной исходной обучающей выборки – множества обучающих примеров, удовлетворяющего условиям полноты, репрезентативности и пр. [15].

Воспользовавшись веб-интерфейсом [17], выберем и загрузим все пакеты MOD02(1KM) за период с 01 июня 2021 по 31 августа 2021 г., полученные над европейским регионом в дневное время. В этих

пакетах содержатся сцены (всего 375 сцен) уровня обработки 1b, снятые в 16-ти спектральных каналах и приведенные во всех каналах к единому разрешению, используя усреднение с ядром 1x1 км. Применяя те же фильтры настроек, аналогичным образом получим соответствующие объекты MOD06(L2). При описании алгоритмов MOD06, используемых для расчета картины фазового состава облаков, было упомянуто в общей сложности 10 спектральных каналов, однако MOD02(1KM) включает 16. Не будем исключать эти каналы из рассмотрения при обучении обобщенной модели, т.к. в них может содержаться дополнительная информация. Сформируем обучающую выборку.

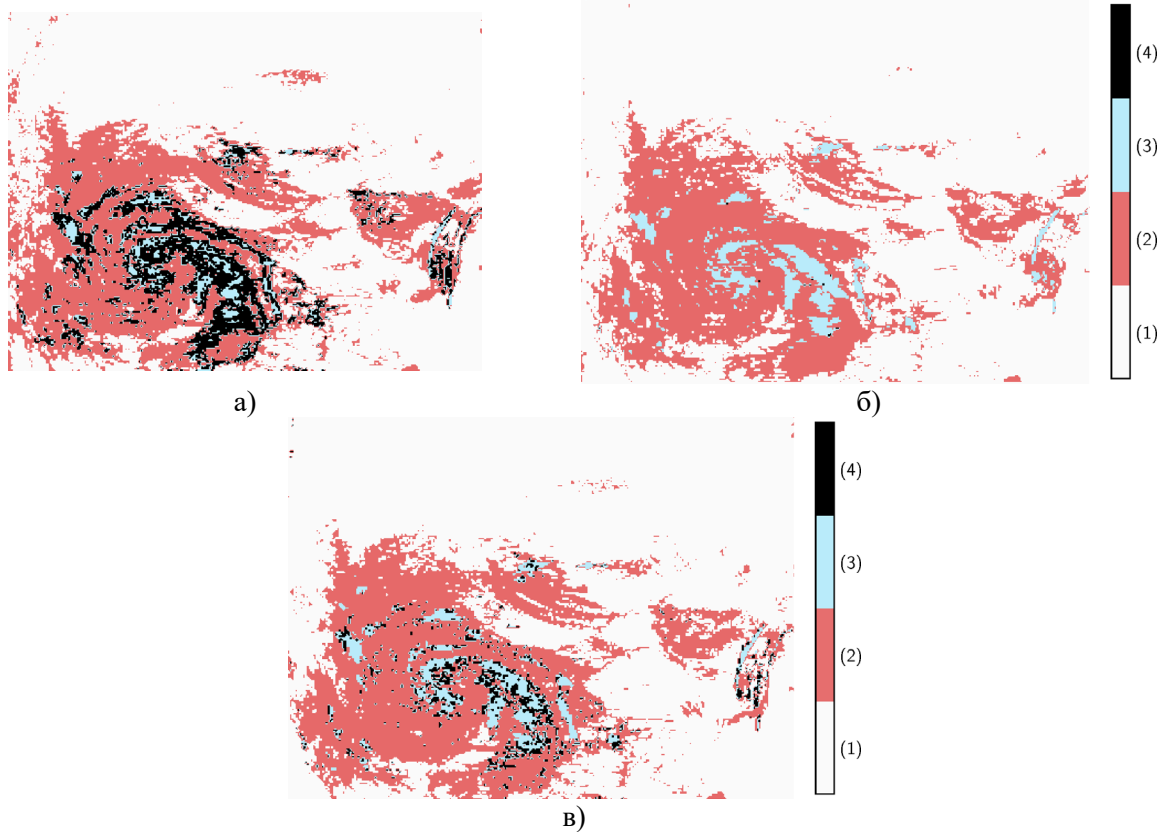


Рис. 1. Съемка от 19 июня 2021 г. 08:50 UTC 0. Европейский регион. Восстановление картины распределения фазового состава облаков: (1) – отсутствие облачности, (2) – жидкокапельные облака, (3) – ледяные облака, (4) – другие категории; а) результат работы «теплого» алгоритма, б) «оптического» алгоритма, в) ответ обобщенной модели – сверточной нейронной сети.

При обсчете одной произвольной сцены в качестве входных данных из MOD02(1KM) имеем тензор размером 2030x1354x16. Используя MOD06(L2), получим совмещенную оценку согласно (1). Для упрощения объединим все метки, кроме «0», «1» и «2» в одну категорию. В результате в качестве выходных данных получим матрицу 406x270, каждый элемент которой является четырехмерным вектором, другими словами, получим тензор размером 406x270x4. Таким образом, каждому отдельному элементу \bar{y}_i выходной матрицы будет соответствовать вектор из 5x5x16, т.е. 400 входных значений \bar{x}_i . Тогда итоговую обучающую выборку, включающую все имеющиеся сцены, обозначим как

$\Omega = \left\{ \left(\bar{x}_i^j, \bar{y}_i^j \right)_{i=1}^m \right\}_{j=1}^m$, где j – порядковый номер сцены. Получившуюся обучающую выборку разделим на тренировочную и тестовую части. С целью ускорения процесса обучения зададим соотношение частей как 1 к 2.75 соответственно. Используем примеры тренировочной подвыборки для обучения классификатора – глубокой сверточной нейронной сети с двумя сверточными и двумя полносвязными слоями. Более подробное описание конфигурации сети можно найти в [7].

Используем теперь одну из сцен тестовой подвыборки, которая ранее не участвовала в процессе обучения (рис.1). На рис.1а изображена соответствующая картина распределения фазового состава

облаков (406x270 пикс., элемент разрешения – 5x5 км), восстановленная «тепловым» алгоритмом с использованием лишь каналов дальнего ИК. Аналогично, на рис.1б изображена картина, восстановленная с помощью «оптического» алгоритма (сведена к разрешению дальнего ИК). Выберем все те \bar{x}_i^j из Ω , которые соответствуют рассматриваемой сцене j (съемка от 19 июня 2021 г. 08:50 UTC 0), и подадим их на вход обученной нейронной сети. Ответ нейронной сети представлен на рис.1в. Визуальная оценка показывает, что восстановленная картина (рис.1в) действительно является чем-то средним между изображениями, полученными ранее по уже классическим схемам (алгоритмам) автоматизированной обработки данных инфракрасного зондирования.

Отметим, что с точки зрения повышения качества СВЧ-радиометрического зондирования при решении соответствующих обратных задач намного важнее отличать категорию «water clouds» от всех остальных, т.к. именно жидкокапельные облака оказывают наибольшее влияние на уровень и пространственно-временные флуктуации спектра яркостной температуры уходящего излучения атмосферы в микроволновом диапазоне [18-20]. В стандартной сверточной нейронной сети выход последнего полносвязного слоя подвергается уже упомянутой функции «softmax» $\bar{\sigma} = \{\sigma_0, \dots, \sigma_K\}$, где K – количество классов (категорий), тогда как в процессе обучения обычно минимизируется следующая функция потерь

$$J_0 = -\frac{1}{N} \left[\sum_{n=1}^N \sum_{k=0}^K 1(y^{(n)} = k) \log \sigma_k^{(n)} \right]. \quad (2)$$

Здесь n – сквозной индекс по примерам тренировочной части обучающей выборки, $y^{(n)}$ – метка класса для n -го примера, $1(\cdot)$ – индикаторная функция. Таким образом, выбор функции потерь (2) приводит к одинаковым штрафам за ошибки классификации вне зависимости от принадлежности примеров к той или иной целевой категории. В случае если невыявление принадлежности истинно «нулевого» примера к классу «0» является более нежелательным событием, чем неверная классификация «ненулевого» примера по классам «1», «2» и т.д., имеет смысл дополнить (2) некоторой регуляризующей поправкой. Например, функцию потерь можно записать в виде [21]:

$$J = J_0 - \frac{1}{N} \left[\sum_{n=1}^N \mu \left(1(y^{(n)} = 0) \log \sigma_0^{(n)} + \sum_{k=1}^K 1(y^{(n)} = k) \log(1 - \sigma_0^{(n)}) \right) \right], \quad (3)$$

где μ – контролирующий параметр. Чем ближе μ к нулю, тем J ближе к стандартной функции потерь J_0 . В то же время при увеличении контролирующего параметра μ функция J становится все более чувствительной к точности разбиения примеров тренировочной выборки на «нулевые» против «ненулевых», тогда как адекватное соотношение «ненулевых» примеров с отдельными метками «1», «2» и т.д. – все менее значимым.

Заключение.

Итогом проведенного в работе анализа стали следующие положения:

1. Одним из реальных направлений деятельности по улучшению качества работы алгоритмов спутникового атмосферного зондирования является организация тандемной (согласованной) схемы работы сканеров инфракрасного и СВЧ диапазонов. При этом для случая СВЧ зондирования вблизи линий атмосферного поглощения предпочтительным является режим поперечного сканирования.
2. В качестве многоканального сканера видимого и ИК диапазонов (с набором каналов в интервале 0.4-12.5 мкм) может быть использован доработанный вариант конструкции из хорошо зарекомендовавших себя сканеров МСУ [6].
3. Для согласованной работы с приборами ИК диапазона необходимо создание СВЧ системы с поперечным сканированием. Оптимальным ориентиром для разработчиков представляется семейство многоканальных микроволновых атмосферных зондировщиков: MSU – AMSU – ATMS [3, 4].
4. Выполненные в работе теоретические оценки показывают возможность улучшения результатов работы СВЧ алгоритмов восстановления параметров облачной атмосферы за счет использования процедуры совместной классификации данных ближнего и дальнего ИК диапазонов.

ЛИТЕРАТУРА

1. Кутуза Б.Г., Данилычев М.В., Яковлев О.И. Спутниковый мониторинг Земли: Микроволновая радиометрия атмосферы и поверхности. М.: ЛЕНАНД, 2016. 336 с.
2. Саворский В.П., Кутуза Б.Г., Аквилонова А.Б., Кибардина И.Н., Панова О.Ю., Данилычев М.В., Широков С.В. Повышение эффективности восстановления температурно-влажностных профилей облачной атмосферы по данным спутниковых СВЧ-радиометров // Радиотехника и Электроника. 2020. № 7. С.658-666.
3. Данилычев М.В., Кутуза Б.Г., Аквилонова А.Б., Саворский В.П., Панова О.Ю. Выбор конструкции перспективного СВЧ-радиометра для спутникового мониторинга атмосферы // Распространение радиоволн: труды XXVII Всероссийской открытой научной конференции. Калининград, БФУ им. И. Канта, 2021. С.728-733.
4. Данилычев М.В., Кравченко В.Ф., Кутуза Б.Г., Чуриков Д.В. Спутниковые СВЧ радиометрические комплексы дистанционного зондирования Земли. Современное состояние и тенденции развития // Физ. основы приборостроения. 2014. Т.3. № 1. С.3-25.
5. Applications of AVHRR Data: Special Issue // Int. J. of Rem. Sens. Vol.10. Issue 4-5. April/May 1989.
6. <http://www.rkp.miikp.ru/>
7. Cheremisin G.S., Egorov D.P., Kravchenko O.V. Deep Convolutional Neural Network for Reconstructing the Cloud Phase Distribution from Level-1b MODIS Data // Proceedings of 2nd International Conference on Applied Mathematics in Science and Engineering (AMSE-2022). Bhubaneswar, India, March 24-26, 2022.
8. Platnick S., Ackerman S., and King M. Modis atmosphere l2 cloud product (06_12) // NASA MODIS Adaptive Processing System, Goddard Space Flight Center, USA, 2015.
9. Guenther B., Godden G.D., Xiong X., Knight E.J., Qiu S.Y., Montgomery H., Hopkins M.M., Khayat M.G., and Hao Z. // IEEE Trans. Geosci. Remote Sensing. July, 1998. Vol. 36. pp. 1142–1151.
10. Platnick S., King M., Ackerman S., Menzel W., Baum B., Riedi J., and Frey R. // IEEE Trans. Geosci. Rem. Sens. 2003. Vol. 41 (2). pp. 459-473.
11. Baum B.A., Menzel W.P., Frey R.A., Tobin D.C., Holz R.E., and Ackerman S.A. // Journal of Applied Meteorology and Climatology. 2012. Vol. 51 (6). pp. 1145-1163.
12. Nakajima T., and King M.D. // Journal of the Atmospheric Sciences. 1990. Vol. 47 (15). pp. 1878-1893.
13. Platnick S., Li J., King M., Gerber H., and Hobbs P. // Journal of Geophysical Research. 2001. Vol. 106 (D14). pp. 15,185-15,199.
14. Chylek P., Robinson S., Dubey M.K., King M.D., Fu Q., and Clodius W.B. // Journal of Geophysical Research. 2006. Vol. 111, D20203. pp. 1-8.
15. Goodfellow I., Bengio Y., and Courville A. Deep Learning. Cambridge: MIT Press. 2016. 781 p.
16. Breiman L. Bagging predictors // Machine Learning. 1996. Vol. 24 (2). pp. 123-140.
17. Level-1 and Atmosphere Archive & Distribution System. Distributed Active Archive Center. URL: <https://ladsweb.modaps.eosdis.nasa.gov/search/> (дата обращения: 27.01.2022).
18. Egorov D.P., and Kutuza B.G. Atmospheric Brightness Temperature Fluctuations in the Resonance Absorption Band of Water Vapor 18–27.2 GHz // IEEE Trans. Geosci. Rem. Sens. 2021. Vol. 59 (9). pp. 7627-7634.
19. Egorov D.P., and Kutuza B.G. The Influence of Water Vapor and Cumulus Clouds on the Brightness-Temperature Fluctuations in the Downwelling K-Band Radiation of the Atmosphere // Radiophysics and Quantum Electronics. 2021. Vol. 64. Issue 8-9. pp. 641-649.
20. Egorov D.P., Ilyushin Ya.A., and Kutuza B.G. Microwave Radiometric Sensing of Cumulus Cloudiness from Space // Radiophysics and Quantum Electronics. 2021. Vol. 64. Issue 8-9. pp. 564-572.
21. Shen W., Wang X., Wang Y., Bai X., and Zhang Z. DeepContour: A deep convolutional feature learned by positive-sharing loss for contour detection // IEEE Conference on Computer Vision and Pattern Recognition (CVPR), June 2015, pp. 3982-3991.

ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ ПАРАМЕТРА УЗКОПОЛОСНОСТИ НА ХАРАКТЕРИСТИКИ ОБНАРУЖЕНИЯ СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫХ СИГНАЛОВ

Корчагин Ю.Э.¹, Титов К.Д.^{1,2}, Головацкая Е.Э.¹

¹Воронежский государственный университет

²ВУНЦ ВВС «ВВА им. проф. Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина» (Воронеж)

korchagin@phys.vsu.ru, titovkd@gmail.com, golovatskayaelizaveta@yandex.ru

Исследованы понятия параметра узкополосности и показателя широкополосности при использовании сверхширокополосных сигналов, сформулированы основные особенности классификации сигналов, а также их достоинства и недостатки. Выполнена оценка влияния параметра узкополосности на характеристики излучения и приёма сверхширокополосных сигналов, а также сформулированы рекомендации для повышения эффективности их применения в радиофизических приложениях.

Введение

Большинство традиционных радиофизических систем работают в узкой полосе частот и используют в качестве несущего колебания для передачи информации гармонические сигналы. Однако узкая полоса частот ограничивает информативность радиофизических систем, поскольку количество информации, передаваемой в единицу времени, прямо пропорционально этой полосе [1].

Развитие телекоммуникационных систем в основном базируется на расширении спектра и повышении уровня модуляции используемых для передачи информации сигналов. Благодаря этому в настоящее время все больше проявляется тенденция в создании новых и усовершенствовании существующих радиотехнических систем, с целью повышения пропускной способности, достижения высокой помехозащищенности и др. В последние годы сверхширокополосные (СШП) сигналы успешно применяются в различных областях науки и техники. Основное преимущество СШП перед традиционными узкополосными и широкополосными сигналами заключается в том, что сигналы переносят в $\mu/\mu_n \gg 1$ раз большее количество информации (здесь μ и μ_n – показатели широкополосности СШП и узкополосного сигналов соответственно), а также обладают более высокой разрешающей способностью в радиолокационных системах. Одним из дополнительных преимуществ СШП сигналов является высокая скрытность из-за малого значения удельной спектральной плотности мощности, что затрудняет обнаружение таких сигналов [2]. Платой за получаемые преимущества является принципиальная неприменимость для СШП сигналов как традиционных методов генерации, излучения, приема и обработки сигналов, так и соответствующих технических средств, основанных на преобразовании Фурье, использовании резонансных свойств элементов и устройств. Сверхширокополосные сигналы обладают недостатком – поскольку ширина полосы частот такого сигнала большая, очень трудно подобрать подходящую по характеристикам антенну и рассчитать искажения, возникающие при передаче.

При этом в существующей литературе существует множество определений СШП сигнала [1-3] и неясно, во-первых, при каком именно показателе широкополосности сигнал можно считать СШП в задачах статистической радиофизики [3], а во-вторых, отсутствует количественное представление о степени влияния показателя широкополосности на эффективность передатчиков и приёмников СШП сигналов.

Основные понятия и определения

Под СШП сигналом понимают [1] сигнал, показатель широкополосности μ которого удовлетворяет условию $\mu_{\min} \leq \mu < 2$ и задается соотношением

$$\mu = \frac{\Delta\omega}{\omega_0} = 2 \frac{\omega_{\max} - \omega_{\min}}{\omega_{\max} + \omega_{\min}}, \quad (1)$$

где ω_0 , ω_{\min} , ω_{\max} – средняя, минимальная и максимальная частоты функции спектральной плотности (ФСП) одномерного преобразования Фурье данного сигнала $s(t)$, а $\Delta\omega$ – ширина полосы частот сигнала.

Если полоса частот $\Delta\omega$ и частота ω_0 сигнала удовлетворяют условию

$$\Delta\omega \ll \omega_0, \quad (2)$$

то сигнал (2) является узкополосным.

Согласно определению комиссии управления перспективных военных научно-исследовательских и опытно-конструкторских работ Министерства обороны США (DARPA) $\mu_{\min} = 0.25$, а ω_{\min} и ω_{\max} следует находить по уровню -20 дБ уменьшения ФСП относительно главного максимума. В то же время определение Федеральной комиссии связи США Federal Communication Commission (FCC), предлагает считать $\mu_{\min} = 0.20$, а ω_{\min} и ω_{\max} определять по уровню -10 дБ, причем ширина полосы частот, занимаемая СШП сигналом, должна удовлетворять условию $\Delta\omega \geq 500$ МГц. Тогда сигналы с $\mu = 2$ относятся к СШП видеосигналам (сверхкороткий импульс), с $2 > \mu \geq 0.2$ – к СШП сигналам, с $0.2 > \mu \geq 0.01$ – к широкополосным, а с $\mu \leq 0.01$ – к узкополосным сигналам [1]. Естественно, показатель широкополосности также будет оказывать влияние и на характеристики передачи и приема широкополосных сигналов с большой относительной полосой. Однако такое влияние на СШП сигналы будет гораздо сильнее, а для узкополосных сигналов им и вовсе можно пренебречь.

Среди множества СШП сигналов выделяют отдельный класс – СШП квазирадиосигналы (КРС) [3], определяемые аналитически аналогично узкополосным радиосигналам

$$s(t) = a f(t) \cos[\omega_0 t - \varphi_0] \cdot [I(t) - I(t - \tau)], \quad I(t) = \begin{cases} 0, & t < 0, \\ 1, & t \geq 0. \end{cases} \quad (3)$$

где обозначено a , φ_0 , ω_0 – амплитуда, начальная фаза и частота сигнала, а $f(t)$ – модулирующая функция, описывающая его форму [1]. При этом, хоть и структура СШП КРС подобна узкополосным радиосигналам, условие относительной узкополосности (2) для них может не выполняться. Следует отметить, что в рамках этой терминологии класс узкополосных радиосигналов является частью класса СШП КРС. При этом известные результаты по решению задачи обработки узкополосного радиосигнала не могут быть использованы применительно к СШП КРС, поскольку при получении известных результатов существенно используется условие относительной узкополосности (2).

В литературе [3] для описания СШП КРС введен более физичный, по сравнению с показателем широкополосности, параметр узкополосности $\kappa = \omega_0 \tau / 2\pi = 1/\mu$, равный числу периодов гармонического колебания, уместающихся на временном отрезке $0 \leq t \leq \tau$ равном длительности сигнала, с помощью которого можно определить степень узкополосности сигнала. С учетом описанной выше терминологии, ввести классификацию можно и через параметр узкополосности:

- $\kappa = 0.5$ – СШП видеосигнал,
- $0.5 > \kappa \geq 5$ – СШП сигнал (рис. 1а, 1б),
- $5 > \kappa \geq 100$ – широкополосный сигнал,
- $\kappa > 100$ ($\kappa \gg 1$) – узкополосный сигнал (рис. 1в).

Поскольку основным параметром, определяющим СШП КРС, является параметр узкополосности, можно сделать вывод о том, что модель СШП КРС является наиболее общей и включает в себя все известные модели сигналов – узкополосные, широкополосные, сверхширокополосные радио-, видеосигналы, как совокупность частных случаев в зависимости от численного значения параметра узкополосности.

Пример вида СШП КРС (3) во временной области представлен на рис. 1, который может содержать часть гармонического колебания на интервале длительности (рис. 1а, $\kappa = 0.3$), несколько колебаний (рис. 1б, $\kappa = 3$) или большое число гармонических колебаний (рис. 1в, $\kappa \gg 1$).

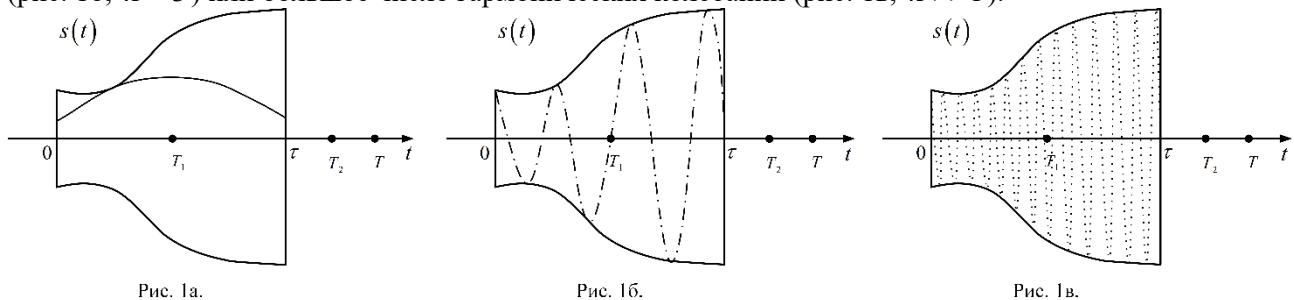


Рис. 1. Вид радиосигнала во временной области при различных значениях параметра узкополосности.

Из рисунка видно, что при $\kappa < 1$ описание СШП сигналов с помощью понятий огибающей и начальной фазы нецелесообразно, однако, сигналы с $\kappa < 0.5$ рассматривать теоретически возможно. При этом существенную роль на вид полученного сигнала оказывает параметр φ_0 . Судить о том, что на рис. 1 изображена часть радиосигнала можно лишь зная аналитический вид функции (3), которая его описывает. Переменные a , φ_0 , ω_0 в выражении (3) являются параметрами гармонического колебания, используемого для формирования СШП КРС. Однако для краткости далее будем называть a , φ_0 и ω_0 амплитудой, начальной фазой и частотой СШП КРС (3).

Тем не менее, соответствующим подбором начальных фаз и формы огибающей сигнала можно ввести в рассмотрение сигналы с $\kappa < 0.5$. В таком случае модель СШП КРС позволяет расширить классические определения для СШП сигналов, описанные в литературе, при которых параметр узкополосности может принимать значения $0 < \kappa < 5$ (или $\mu > 2$). Однако при таком подходе возникает вопрос, какое значение κ является оптимальным для использования в СШП системах связи, особенно при $\kappa < 0.5$, поскольку возникает противоречие: чем больше параметр узкополосности, тем сигнал проще излучить, но уже спектр сигнала, а чем он меньше – тем шире спектр (соответственно выше пропускная способность), но возникают сложности с эффективным излучением такого сигнала.

Исследование влияния параметра узкополосности на характеристики передачи сигнала

Рассмотрим амплитудно-частотный спектр (АЧС) СШП КРС (4). Применяя к нему преобразование Фурье, получаем выражение для спектральной плотности

$$S(y) = \frac{ja_0}{2\omega_0} \left[\frac{\exp(-j\varphi_0) \cdot (\exp\{-j2\pi\kappa(y-1)\} - 1)}{y-1} + \frac{\exp(j\varphi_0) \cdot (\exp\{-j2\pi\kappa(y+1)\} - 1)}{y+1} \right], \quad y = \omega / \omega_0. \quad (5)$$

На рисунке 2 представлена зависимость $U(y) = |S(y)| / \max|S(y)|$ при $\varphi_0 = 0$ и тех же значениях параметра узкополосности, что и на рисунке 1.

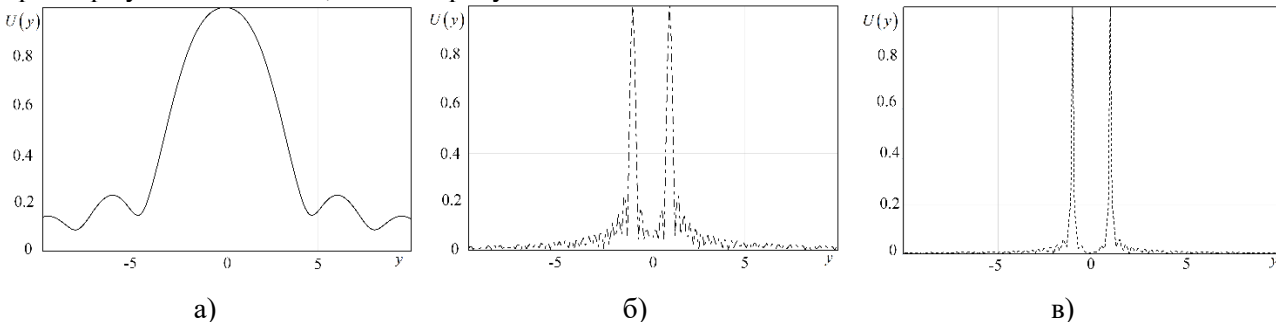


Рис. 2. Вид АЧС радиосигнала при различных значениях параметра узкополосности.

Из рисунка 2 видно, что чем параметр узкополосности меньше, тем спектр сигнала шире. Однако на рис. 2а максимум спектральной плотности сосредоточен вблизи нулевой частоты, следовательно при излучении такого сигнала будут большие потери.

Поскольку существенную роль на вид полученной огибающей, и как следствие спектра сигнала, оказывает параметр φ_0 , его изменением можно добиться смещения максимума ФСП. Такой подход, в отличие от использования модели видеосигналов, позволяет улучшить эффективность излучения СШП сигналов за счет использования параметра узкополосности $0.1 < \kappa < 0.5$ с соответствующим подбором начальных фаз. На рисунке 3 представлен вид СШП КРС с параметром узкополосности $\kappa = 0.3$ во временной (рис. 3а) и частотной (рис. 3б) областях при различных значениях начальных фаз.

На рисунке 3а представлены фрагменты трети одного гармонического колебания ($\kappa = 0.3$). На рисунке 3б штрихпунктирной линией показана зависимость спектральной плотности сигнала при начальной фазе $\varphi_0 = 4\pi/5$, при которой достигаются лучшие условия излучения сигнала. Таким образом, можно сделать вывод, что модуль ФСП СШП КРС существенным образом зависит от значения параметра φ_0 . Такой подход позволяет исследовать сигналы с более широким спектром, чем сигналы, называемые СШП в классической литературе, при более высоких показателях эффективности их излучения, что является ключевой проблемой для таких сигналов.

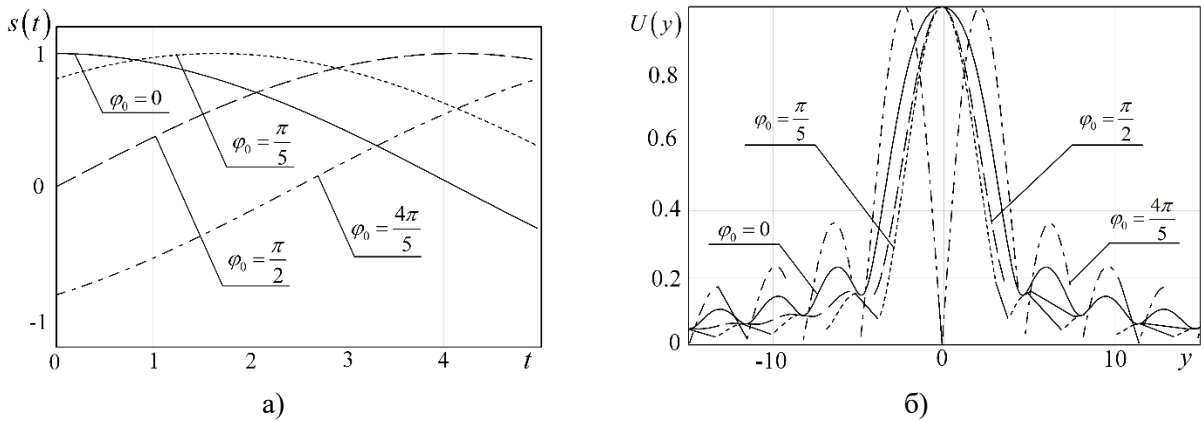


Рис. 3. Вид СШП КРС во временной (а) и частотной (б) областях.

Оптимальным образом определить значение начальной фазы СШП КРС, при котором достигается максимум спектральной плотности при заданном параметре узкополосности возможно решив уравнение или графически. На рисунке 4 представлены трехмерный график зависимости ФСП от параметра узкополосности и начальной фазы (рис. 4а) и контурный график зависимости ФСП от относительной частоты и начальной фазы сигнала при параметре узкополосности равном $\kappa = 0.3$ (рис. 4б).

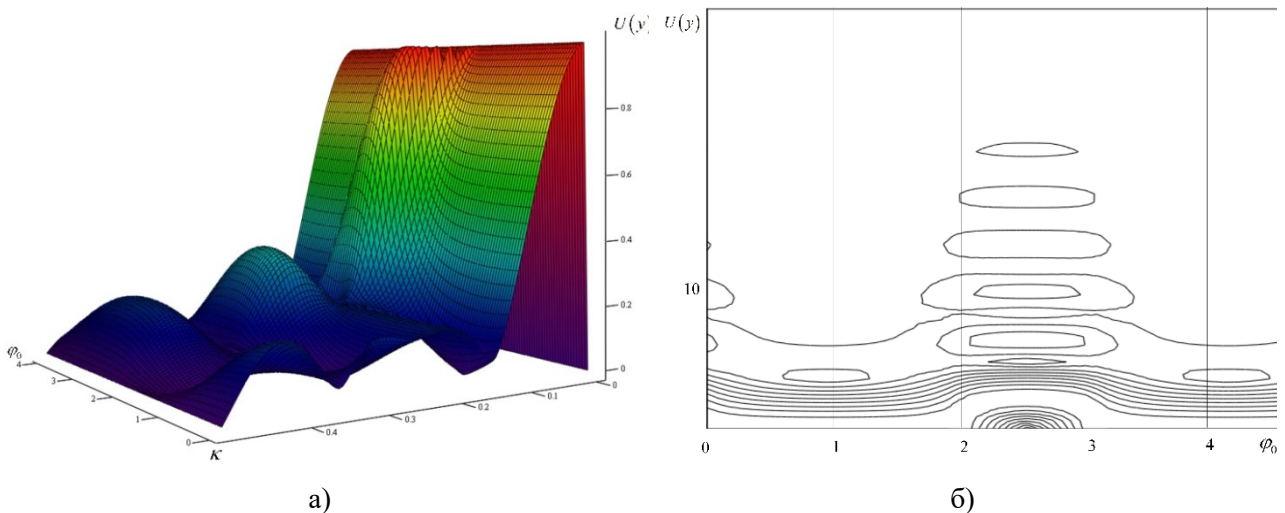


Рис. 4. График зависимости ФСП от параметра узкополосности и начальной фазы (а) и относительной частоты и начальной фазы сигнала (б).

Из рисунка 4 видно, что максимум спектральной плотности достигается при начальной фазе $\varphi_0 = 4\pi/5$ и его значение в значительной степени уменьшается с ростом относительной частоты. Из представленных зависимостей можно определить оптимальные соотношения параметра узкополосности и начальной фазы, при которых достигается наибольшее значение спектральной плотности на заданной частоте. Также из рисунка видно, что с ростом параметра узкополосности максимум спектральной плотности смещается по оси начальной фазы. Наибольшее смещение наблюдается при небольших значениях $\kappa < 1$, после чего становится незначительным. Например, при небольшом изменении параметра узкополосности с $\kappa = 0.3$ до $\kappa = 0.1$ максимум спектральной плотности смещается примерно на $\pi/5$. Таким образом, при выборе параметров СШП КРС с $\kappa < 1$ нужно точно рассчитывать значение начальной фазы, а при $\kappa \geq 1$ им можно пренебречь.

Исследование влияния параметра узкополосности на характеристики приема сигнала

Для оценки влияния параметра узкополосности на эффективность обработки СШП КРС, рассмотрим квазиравдоподобный обнаружитель, осуществляющий прием СШП КРС с неизвестными амплитудой и начальной фазой на фоне гауссовского белого шума [3].

При построении графических зависимостей полагалось, что порог h выбирался по критерию Неймана-Пирсона при фиксированном уровне вероятности ложной тревоги равном 10^{-3} . На рисунке 5 представлены зависимости вероятности пропуска сигнала от параметра узкополосности при различных значениях начальной фазы в разном масштабе: на рис. 6а – $0 > \kappa \geq 10$, на рис. 6б – $0 > \kappa \geq 1$. Сплошные кривые соответствуют начальной фазе $\varphi_0 = 0$, штриховые – $\varphi_0 = \pi/5$, штрихпунктирные – $\varphi_0 = \pi/2$, пунктирные – $\varphi_0 = 4\pi/5$. При построении зависимостей было введено понятие отношение сигнал/шум (ОСШ) $z^2 = 2a_0^2\tau/N_0 = 5$ на выходе приёмника максимального правдоподобия для СШП КРС с амплитудой a_0 , длительностью τ , односторонней спектральной плотностью белого гауссовского шума N_0 и прямоугольной модулирующей функцией [3].

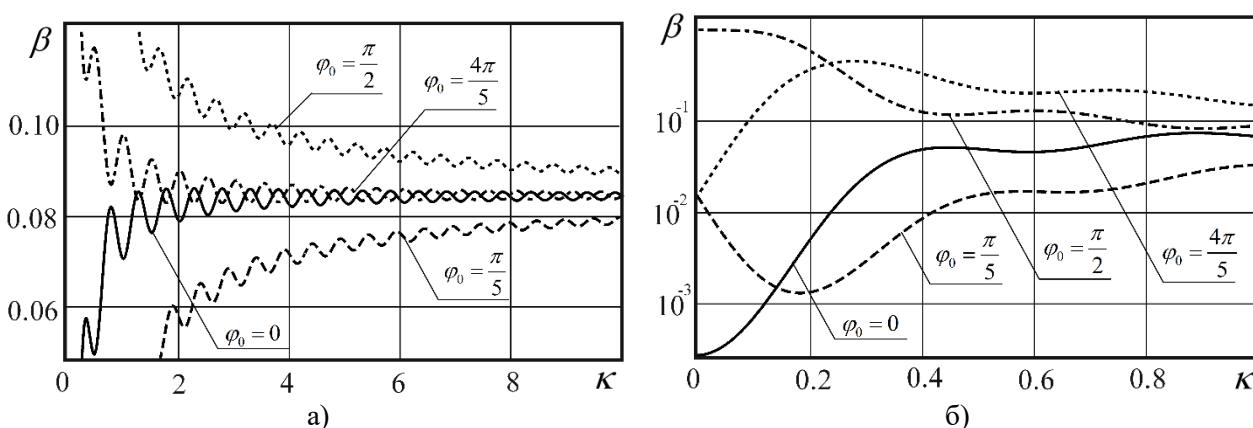


Рис. 5. Зависимость вероятности пропуска сигнала от параметра узкополосности.

Из рисунка 6а видно, что с ростом параметра узкополосности влияние на вероятность пропуска сигнала снижается, что согласуется с результатами на рисунке 4. Значение начальной фазы сигнала оказывает сильное влияние на эффективность обнаружения для $\kappa < 5$ и с ростом параметра узкополосности кривые сходятся к одному значению вероятности пропуска. На рисунке 6б показано, что разброс значений вероятности пропуска в диапазоне $0 > \kappa \geq 1$ в зависимости от значений начальной фазы может достигать нескольких порядков. Исходя из выбранного в предыдущем разделе соотношения параметра узкополосности и начальной фазы $\kappa = 0.3$ и $\varphi_0 = 4\pi/5$ видно, что эффективность обнаружения такого сигнала будет невысокой относительно других значений начальных фаз. Таким образом, в зависимости от характеристик передатчика и приемника необходимо решать задачу поиска оптимальных параметров для одновременного обеспечения максимума спектральной плотности при минимуме вероятности пропуска сигнала.

На рисунке 6 представлены зависимости вероятности пропуска сигнала от ОСШ z (рис. 6а) и от начальной фазы сигнала (рис. 6б) при различных значениях параметра узкополосности. На рисунке 6а сплошная кривая соответствует параметру узкополосности $\kappa = 0.01$, штриховая – $\kappa = 0.3$, штрихпунктирная – $\kappa = 3$, пунктирная – $\kappa = 100$. На рисунке 6б сплошная кривая соответствует параметру узкополосности $\kappa = 0.01$, штриховая – $\kappa = 0.3$, штрихпунктирная – $\kappa = 1$, пунктирная – $\kappa = 3$. При расчете кривых полагалось $\varphi_0 = 4\pi/5$ (рис. 6а), $z = 5$ (рис. 6б).

Из рисунка 6а видно, что лучшей эффективностью приема обладает СШП видеоимпульс (сплошная кривая), худшей – СШП КРС. Чуть более лучшей эффективностью обладают узкополосные и широкополосные сигналы. При этом для СШП КРС с $\kappa = 0.3$ вероятность пропуска сигнала $\beta = 10^{-3}$ достигается при ОСШ $z = 8$, а вероятность $\beta = 10^{-6}$ – при $z = 11$, тогда как такие же вероятности пропуска для узкополосного сигнала достигаются при ОСШ $z = 6.5$ и $z = 8.5$ соответственно. С учетом высокой спектральной эффективности СШП КРС при оптимально выбранной начальной фазе сигнал может быть успешно детектирован с заданной достоверностью. Из рисунка 6б видно, что при небольших значениях параметра узкополосности выбор начальной фазы оказывает сильное влияние на

вероятность пропуска сигнала, аналогично результатам анализа ФСП на рис. 4 при излучении СШП КРС. Например, при небольшом изменении параметра узкополосности с $\kappa = 0.3$ до $\kappa = 0.1$ максимум ФСП также смещается примерно на $\pi/5$. Таким образом, при выборе параметров СШП КРС с $\kappa < 1$ нужно точно рассчитывать значение начальной фазы, однако пренебрегать им можно только при $\kappa > 5$ (т.е. только для широкополосных и узкополосных сигналов).

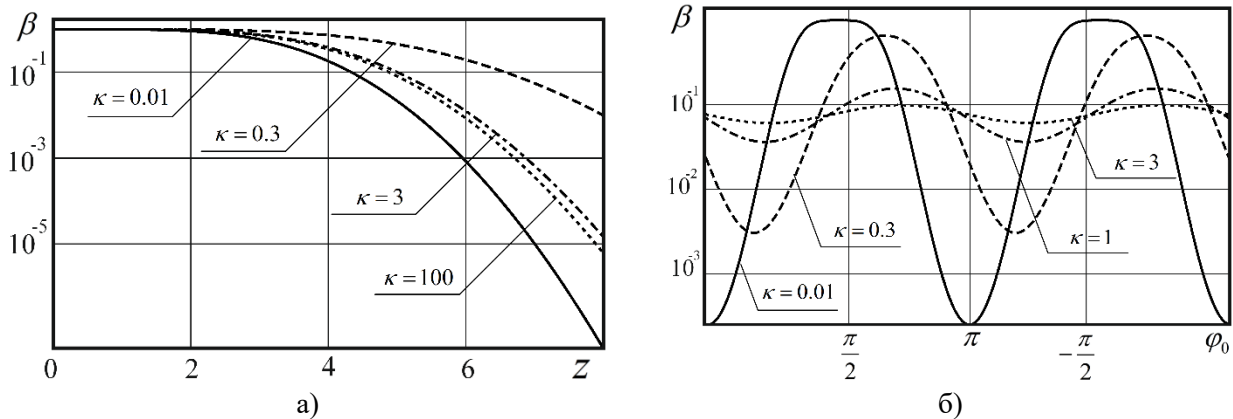


Рис. 6. Зависимость вероятности пропуска сигнала от ОСШ (а) и начальной фазы сигнала (б).

Выводы

Проведенный анализ показал, что использование СШП КРС с малым значением параметра узкополосности позволяет использовать в радиофизических системах сигналы с более широким спектром чем сигналы, называемые сверхширокополосными в классической литературе. При этом, их использование позволяет достичь более высоких показателей эффективности излучения, что является ключевой проблемой для СШП сигналов. Характеристики приема таких сигналов, в сравнении с СШП видеоимпульсами или узкополосными сигналами, оказываются ниже. Однако за счет высокой спектральной эффективности сигнала при оптимально выбранной начальной фазе сигнал может быть успешно детектирован с заданной достоверностью относительно узкополосных сигналов при незначительно большем ОСШ. В зависимости от характеристик передатчика и приемника необходимо решать задачу поиска оптимальных параметров для одновременного обеспечения максимума спектральной плотности при минимуме вероятности пропуска сигнала. В ходе проведенного исследования установлено, что при проектировании приемников и передатчиков выбор начальной фазы СШП КРС будет оказывать сильное влияние на эффективность и излучения, и обработки, и пренебрегать им можно только при $\kappa > 5$. Для улучшения характеристик приемников можно провести смещение начальной фазы исходя, например, свойств излучающей антенны или генератора КРС. Также для снижения вероятностей ошибок можно исследовать использование различных форм огибающей сигнала и разрабатывать более совершенные статистические и нейросетевые приемники СШП КРС.

Работа по проекту выполнена в рамках гранта Президента Российской Федерации для государственной поддержки молодых российских ученых – кандидатов наук (проект МК-767.2021.1.6).

ЛИТЕРАТУРА

1. Лазоренко О.В., Черногор Л.Ф. Сверхширокополосные сигналы и физические процессы. – Радиофизика и радиоастрономия, 2008. – Том XIII, С.166–194
2. Астанин Л.Ю. Основы сверхширокополосных радиолокационных измерений / Л.Ю. Астанин, А.А. Костылев. – М.: Радио и связь, 1989. – 192 с.
3. Корчагин Ю.Э., Титов К.Д. Синтез и анализ алгоритмов обработки сверхширокополосных квазирадиосигналов. – Воронеж: Издательский дом ВГУ, 2019. – 127 с.

ВЛИЯНИЕ ПЕРЕМЕЩАЮЩИХСЯ ИОНОСФЕРНЫХ ВОЗМУЩЕНИЙ НА ПОЛЯРИЗАЦИОННЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ РАДИОВОЛН ПРИ ЗОНДИРОВАНИИ ИОНОСФЕРЫ

Бова Ю.И.¹, Крюковский А.С.^{1,2}, Кутуза Б.Г.², Растягаев Д.В.^{1,2}

¹АНО ВО «Российский новый университет»

julia_bova@mail.ru, kryukovsky56@yandex.ru

²ФГБУН «Институт радиотехники и электроники им. В.А. Котельникова РАН»

kutuza@cplire.ru, rdv@rosnou.ru

Рассмотрено влияние на девиацию фазы и поляризационные характеристики перемещающихся ионосферных возмущений (ПИВ), которые активно наблюдаются. Исследованы ПИВ в окрестности главного максимума ионосферного слоя с горизонтальными масштабами порядка нескольких сотен километров и вертикальными масштабами порядка нескольких десятков километров. Передатчик расположен на высоте выше максимума ионосферного слоя, а приемник на поверхности Земли. Анализ поляризационных характеристик выполнен на основе численного моделирования лучевых траекторий методом бихарактеристической системы уравнений Гамильтона-Лукина. Расчеты проведены как для частот декаметрового, так и дециметрового диапазонов. Результаты вычислений представлены как графические зависимости полного электронного содержания (ТЕС), девиации фазы и угла фарадеевского вращения от времени прихода сигнала в приемник. Путем сравнения возмущенной и невозмущенной модели выявлено существенное влияние ПИВ на поляризационные характеристики. Рассмотрено изменение поляризационных характеристик вдоль лучевых траекторий и рассчитаны коэффициенты поляризации, определяющие эксцентриситет эллипса поляризации и его наклон в направлении распространения волны в лучевой трубке.

Введение

Исследование влияния ионосферы Земли на работу систем радиосвязи и радионавигации, а также на результаты дистанционного зондирования является актуальной задачей радиофизики [1–4]. Ионосфера обладает сложной структурой, в которой можно выделить несколько слоев, положение и интенсивность которых меняются в течение суток, а также существенно зависят от сезонности и текущей солнечной активности. В настоящее время в нашей стране и за рубежом планируется ряд экспериментов по дистанционному зондированию поверхности Земли из космоса [5, 6], на результаты которых существенным образом окажет влияние ионосфера, поскольку космические аппараты летают на высотах, превышающих главный максимум ионосферы (слой F2). Обычно влияние ионосферы учитывается на основе эмпирических моделей, которые, к сожалению, дают лишь усредненные результаты. Поэтому очень важно рассмотреть влияние отклонений параметров ионосферы от модельных и их влияние на радиофизические параметры: девиацию фазы, угол фарадеевского вращения и коэффициенты поляризации. На основе классических работ [7, 8] такие исследования проводились с 1988 года [9]. В частности, исследовано влияние локальных неоднородностей на поляризационные характеристики и девиацию фазы для модельных задач [10–13], влияние слоя E при различных ориентациях магнитного поля [14, 15], влияние экваториальной аномалии на основе данных радиотомографии [16, 17], выполнено моделирование коэффициентов поляризации [18].

В настоящей работе рассмотрено влияние на девиацию фазы и поляризационные характеристики перемещающихся ионосферных возмущений (ПИВ), которые активно наблюдаются в азиатском регионе России [19, 20]. ПИВ это квазипериодические вариации электронной концентрации. В работе рассмотрены ПИВ в окрестности главного максимума ионосферного слоя с горизонтальными масштабами порядка нескольких сотен километров и вертикальными масштабами порядка нескольких десятков километров. Передатчик расположен на высоте выше максимума ионосферного слоя, а приемник на поверхности Земли. Анализ поляризационных характеристик выполнен на основе численного моделирования лучевых траекторий методом бихарактеристик [21–24]. Расчеты проведены как для частот декаметрового, так и дециметрового диапазонов. Результаты вычислений представлены как графические зависимости полного электронного содержания (ТЕС), девиации фазы и угла фарадеевского вращения от времени прихода сигнала в приемник. Путем сравнения возмущенной и невозмущенной модели выявлено существенное влияние ПИВ на поляризационные характеристики. Рассмотрено изменение поляризационных характеристик вдоль

лучевых траекторий, рассчитаны коэффициенты поляризации, определяющие эксцентриситет эллипса поляризации и его наклон в направлении распространения волны в лучевой трубке.

Модель возмущенной ионосферы, методы расчета

На рис. 1 а и б приведена постановка задачи. На высоте 420 км движется космический аппарат (КА) (красная линия со стрелками). Приемник расположен на поверхности земли в начале координат. На рис. 1 а показана невозмущенная модель ионосферы, содержащая слои E и F, а на рис. 1 б возмущенная модель, содержащая помимо слоев E и F, периодически повторяющиеся ПИВы [19, 20]. Ионосфера показана серым цветом, причем более темные области соответствуют более высокой электронной концентрации. Земли отделена сплошной черной линией.

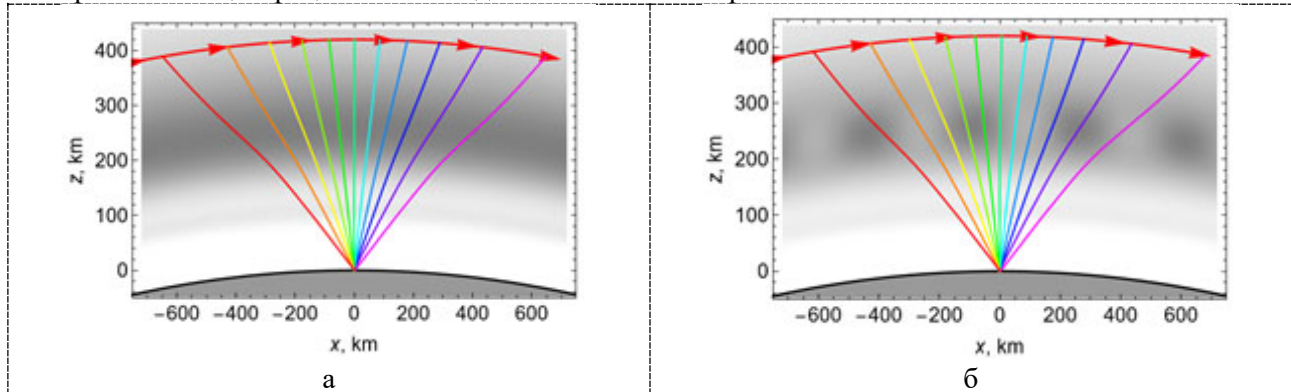


Рис. 1. Лучевые траектории в ионосфере; а – невозмущенная модель, б – возмущенная модель.

На рис. 1 также показаны лучевые траектории, рассчитанные методом бихарактеристик [21, 22] для частоты излучения $f=20$ МГц. Лучи с разными углами выхода с КА раскрашены разными цветами. Центральные лучи — это почти прямые линии, в то время как крайние лучи сильно изгибаются, особенно для невозмущенной модели. Для частоты 460 МГц, для которой также проводились расчеты в данной работе, лучи практически прямые. На рис. 1 показаны лучевые траектории для обыкновенной волны. Результаты расчета лучей для необыкновенной волны отличаются незначительно.

Полное электронное содержание

На рис. 2 показано полное электронное содержание (ТЕС), рассчитанное вдоль лучевых траекторий (частота 20 МГц) численным интегрированием электронной концентрации. Здесь и далее синяя линия – это невозмущенная модель, а красная линия – возмущенная модель.

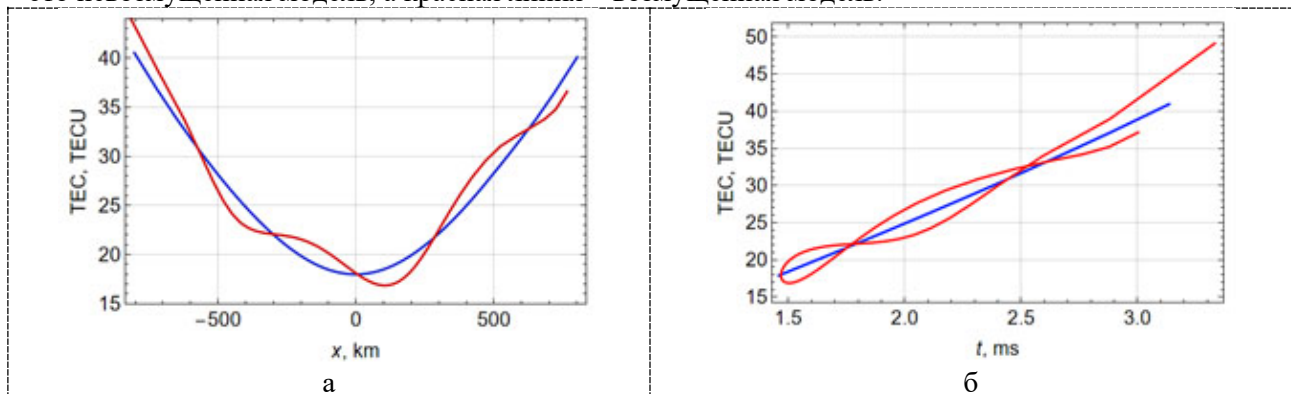


Рис. 2. Полное электронное содержание; а – $TEC(x)$, б – $TEC(t)$.

Результаты расчетов для частот 20 и 460 МГц несколько различаются, поскольку различаются лучевые траектории особенно на концах интервала. Видно, что при наличии ПИВов возникают осцилляции вокруг синей линии, описывающей невозмущенное приближение.

Угол фарадеевского вращения

На рис. 3 и 4 показаны зависимости угла вращения вектора поляризации (угла фарадеевского вращения Ω) от координаты x и группового времени t соответственно.

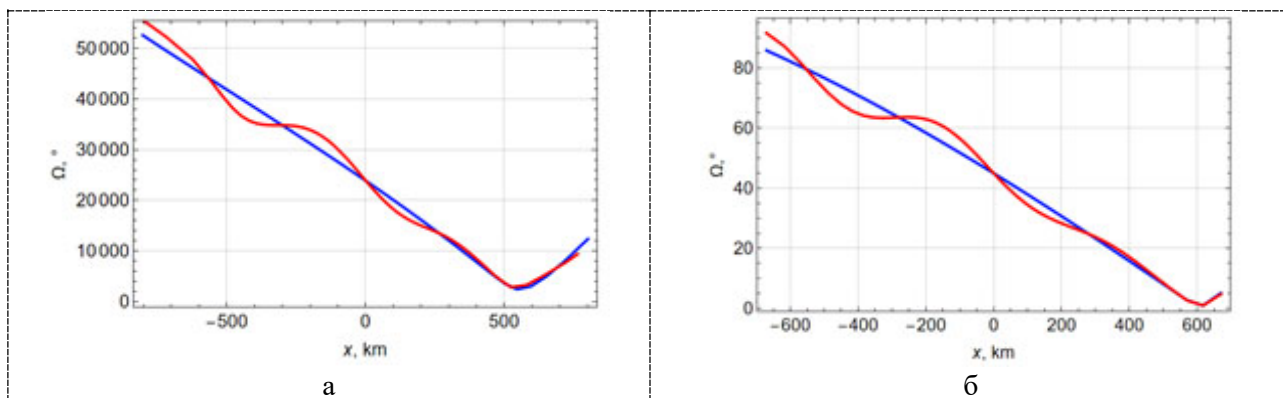


Рис. 3. Зависимость угла фарадеевского вращения от координаты x ; а – 20 МГц, б – 460 МГц.

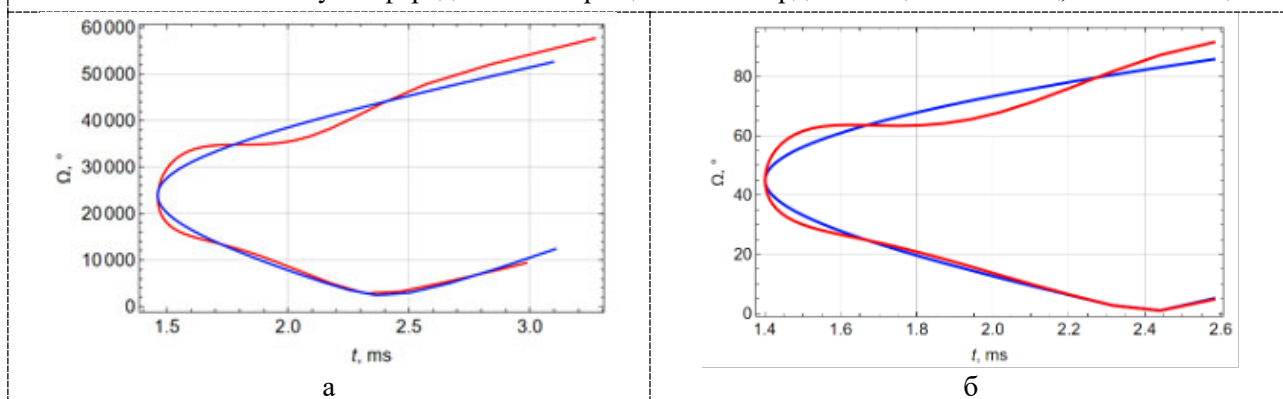


Рис. 4. Зависимость угла фарадеевского вращения от времени t ; а – 20 МГц, б – 460 МГц.

Как и в случае ТЕС, кривая, соответствующая возмущенной модели (красная), колеблется относительно линии, соответствующей невозмущенной модели (синяя). Однако, следует отметить, что зависимости полного электронного содержания (рис. 1 и 2) и угла фарадеевского вращения от координаты x и времени t очень условно напоминают друг друга.

Девияция фазы

На рис. 5 и 6 показаны зависимости отклонения фазы пришедшего в приемник сигнала, вызванного влиянием ионосферы, от координаты x и времени прихода сигнала t соответственно. На рис. 5 а и б а приведены результаты расчетов для 20 МГц, а на рис. 5 б и 6 б для 460 МГц.

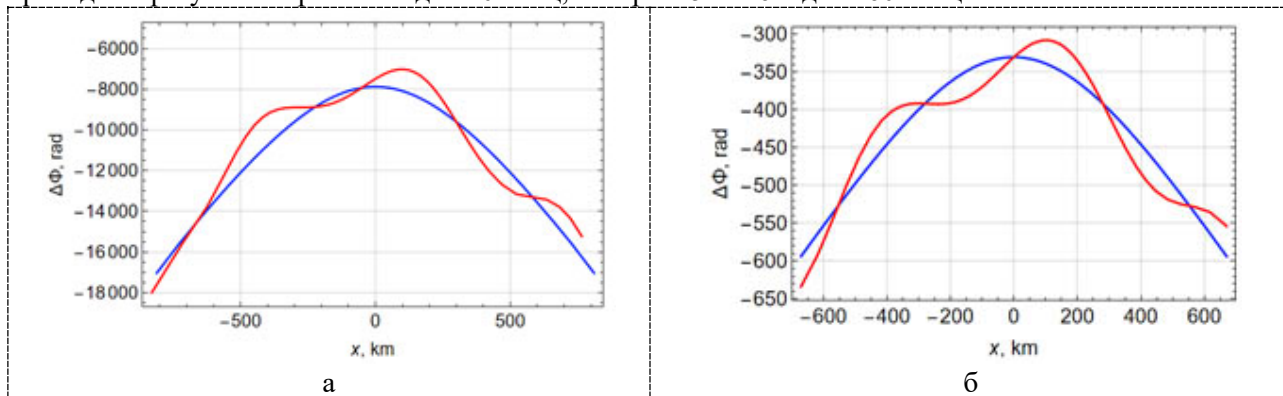
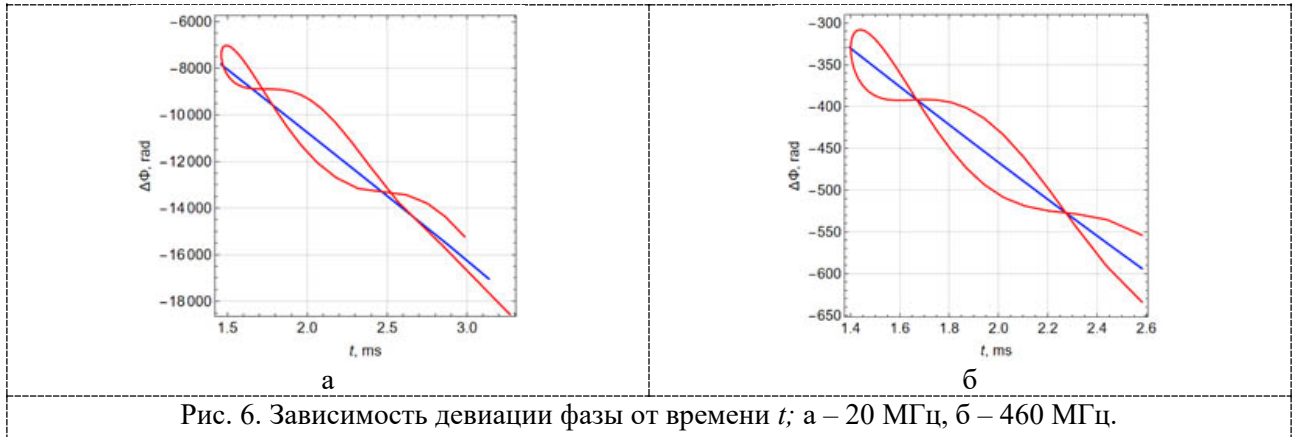


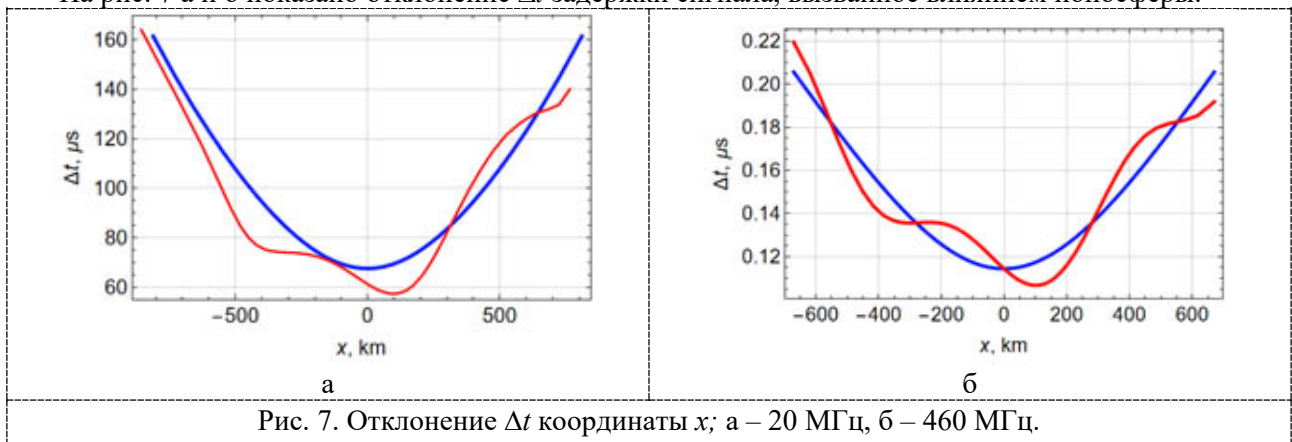
Рис. 5. Зависимость девиации фазы от координаты x ; а – 20 МГц, б – 460 МГц.

Сравнивая рис. а и б, видим, что качественно ход кривых совпадает, однако количественно девиации фазы различаются более чем в 20 раз. На рис. б видно, что красная линия, соответствующая возмущенной модели, накручивается на синюю линию, соответствующую невозмущенной модели.



Отклонение задержки сигнала, вызванное влиянием ионосферы

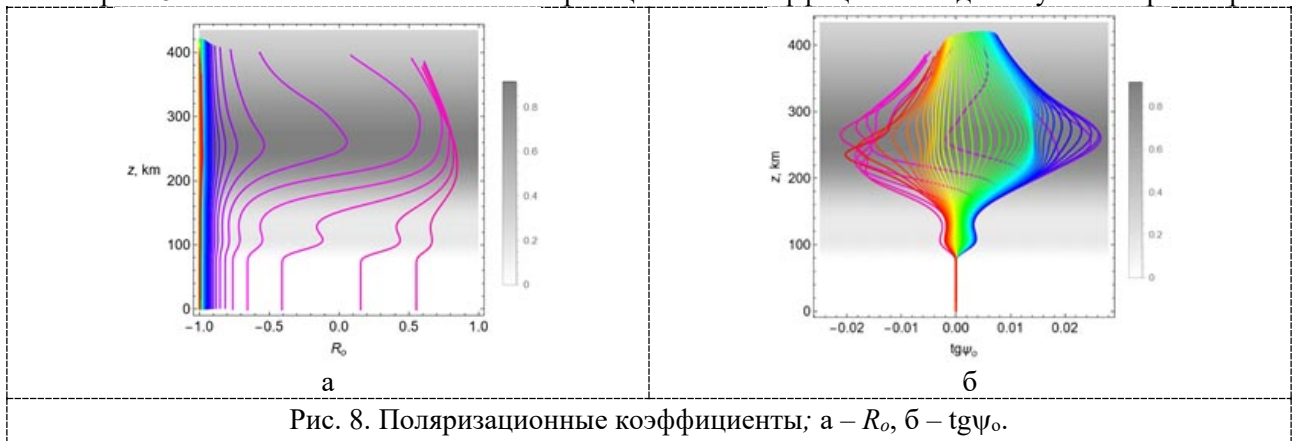
На рис. 7 а и б показано отклонение Δt задержки сигнала, вызванное влиянием ионосферы.



Максимальное отклонение для частоты 20 МГц составляет 120 мкс, а для частоты 460 МГц только 0.22 мкс.

Поляризационные характеристики

На рис. 8 а и б показано изменение поляризационных коэффициентов вдоль лучевых траекторий.



Рассчитаны коэффициенты поляризации, определяющие эксцентриситет эллипса поляризации (R_e) и его наклон в направлении распространения волны в лучевой трубке ($\text{tg}\psi_0$).

Заключение

Таким образом, в работе сопоставлены две модели ионосферы: модель, содержащая возмущения в виде периодически повторяющихся ПИВов, и модель без возмущений. Исследованы периодически повторяющиеся ПИВы с горизонтальными масштабами порядка нескольких сотен километров и вертикальными масштабами порядка нескольких десятков километров в окрестности главного

максимума ионосферного слоя. Для анализа поляризационных характеристик выполнен расчет лучевых траекторий методом бихарактеристической системы уравнений Гамильтона-Лукина. Вычисления проведена как для частоты декаметрового диапазона (20 МГц), так и дециметрового диапазонов (460 МГц). В схеме численного эксперимента передатчик располагался на высоте выше максимума ионосферного слоя (420 км), а приемник на поверхности Земли. Анализ девиации фазы, полного электронного содержания вдоль лучей, зависимости угла фарадеевского вращения от координаты и времени прихода сигнала в приемник, а также отклонения задержки сигнала, вызванного влиянием ионосферы, показал, что ПИВы приводят к колебаниям этих характеристик относительно невозмущенных зависимостей. Измеряя эти характеристики можно судить о наличии и размерах ПИВов вдоль трассы космического аппарата. При этом различия в абсолютных значениях для частот декаметрового и дециметрового диапазонов составляет порядки. Также рассмотрено изменение поляризационных характеристик вдоль лучевых траекторий и рассчитаны коэффициенты поляризации, определяющие эксцентриситет эллипса поляризации и его наклон в направлении распространения волны в лучевой трубке.

Работа поддержана Российским научным фондом (проект № 20-12-00299).

ЛИТЕРАТУРА

1. Иванов Д.В. Методы и математические модели исследования распространения в ионосфере сложных декаметровых сигналов и коррекции их дисперсионных искажений. Монография. Йошкар-Ола: Марийский гос. технический ун-т. 2006. 266 с.
2. Данилкин Н.П., Жбанков Г.А., Журавлев С.В., Котонаева Н.Г. Трансионосферное радиозондирование с учетом отражения радиоволн от Земли // Геомагнетизм и аэрономия. 2014. Т. 54. № 4. С. 508.
3. Вертоградов Г.Г., Урядов В.П., Выборнов Ф.И. Моделирование распространения декаметровых радиоволн в условиях волновых возмущений концентрации электронов // Известия высших учебных заведений. Радиофизика. 2018. Т. 61. № 6. С. 462–473.
4. Ipatov E.B., Kryukovskii A.S., Lukin D.S., Palkin E.A., Rastyagaev D.V. Methods of simulation of electromagnetic wave propagation in the ionosphere with allowance for the distributions of the electron concentration and the Earth's magnetic field // Journal of Communications Technology and Electronics. 2014. vol. 59, no. 12. pp. 1341-1348. doi: 10.1134/S1064226914120079.
5. Kutuza B.G., Kalinkevitch A.A., Ephimov A.I., Vostrov E.A., Dzenkevitch A.B. Application of SAR Operating at P-band for Space Experiments // EUSAR'96: Proceedings. Germany, Konigswinter, 1996. P. 309-313.
6. Fuegen T., Sperlich E., Heer Ch., Warren C., Carbone A., Heliere F. Development Status of the Biomass SAR Instrument // Proceedings of the European Conference on Synthetic Aperture Radar, 2021, 2021- March, 20-25.
7. Гинзбург В.Л. Распространение электромагнитных волн в плазме. М.: Наука, 1967. 684 с.
8. Дэвис К. Радиоволны в ионосфере. М.: Мир, 1973. 502 с.
9. Кутуза Б.Г., Мошков А.В. Влияние фарадеевского вращения плоскости поляризации в ионосфере при измерении из космоса радиоизлучения поверхности океана. // Исследование Земли из космоса. 1988. № 5. С. 94–98.
10. Kutuza B.G., Bova Yu.Ig., Kryukovsky A.S., Stasevich V.Ig. Features of the Influence of the Earth's Ionosphere on the P-Band Propagation // The 12th European Conference on Synthetic Aperture Radar - EUSAR 2018, Aachen, Germany on June 4-7, 2018.
11. Bova Yu. I., Kryukovsky A.S., Kutuza B.G., Lukin D.S. The Influence of the Earth's Ionosphere on the Polarization Characteristics of a Radio Wave in the High-Frequency Range // 2019 Russian Open Conference on Radio Wave Propagation (RWP), 1-6 July 2019 / Russia, Kazan: IEEE. P. 492 – 495.
12. Bova Y., Kryukovsky A., Kutuza B., Stasevich V. The influence of ionospheric inhomogeneities on remote sensing of the Earth from space // Proceedings of the European Conference on Synthetic Aperture Radar, EUSAR. 13. Sep. "EUSAR 2021 - 13th European Conference on Synthetic Aperture Radar, Proceedings" 2021. P. 902–907.

13. Kryukovsky A.S., Bova Y.I., Rastyagaev D.V., Kutuza B.G. Effects of ionospheric inhomogeneities on remote sensing of the Earth by space-borne P-band SAR // *Radio Science*. 2022. Т. 57. № 6. С. e2021RS007341.

14. Бова Ю.И., Крюковский А.С., Кутуза Б.Г., Лукин Д.С., Стасевич В.И. Исследование влияния ионосферы на распространение электромагнитных волн Р-диапазона // *Физические основы приборостроения*. 2018. Т. 7. № 1 (27). С. 54–61.

15. Bova Yu.I., Kryukovskii A.S., Kutuza B.G., Lukin D.S. Investigation of the Influence of the Earth Ionosphere on the Radio Wave Propagation in the High-Frequency Range // *Journal of Communications Technology and Electronics*, 2019. V.64 No 8. P. 740–746. DOI:10.1134/S1064226919070052

16. Bova Yu. I., Kryukovsky A.S., Kutuza B.G., Rastyagaev D.V., Lukin D.S. Mathematical modeling of the polarization characteristics of radio waves in the Earth's equatorial ionosphere // *Journal of Physics: Conference Series (Russian open scientific conference «Modern problems of remote sensing, radar, wave propagation and diffraction» (MPRSRWPD) 23-25 June 2020, Murom, Russian Federation) 2020*. Volume 1632, 012009

17. Kryukovsky A.S., Lukin D.S., Bova Y.I., Rastyagaev D.V., Kutuza B.G. Study of the effect of the equatorial ionosphere anomaly on the polarizing characteristics of HF radio waves // *2021 Systems of Signals Generating and Processing in the Field of on Board Communications, Conference Proceedings*. 2021. С. 9415981

18. Egorov D.P., Kutuza B.G., Kryukovsky A.S., Lukin D.S., Rastyagaev D.V. Influence of the earth's ionosphere on the polarization characteristics of radio waves in the megahertz range // *Progress in Electromagnetics Research Symposium. Ser. "2022 Photonics and Electromagnetics Research Symposium, PIERS 2022 - Proceedings"* 2022. С. 1108-1118.

19. Куркин В.И., Медведева И.В., Подлесный А.В., Думбрава З.Ф., Поддельский И.Н. Влияние внезапного стратосферного потепления на характеристики среднемасштабных перемещающихся ионосферных возмущений в азиатском регионе России // *Армандовские чтения. Всероссийская открытая научная конференция «Современные проблемы дистанционного зондирования, радиолокации, распространения и дифракции волн» - Муром 2022*. С. 27–35.

20. Софьин А.В. Зоны влияния ПИВ различных масштабов на ионограммы наклонного зондирования ионосферы // *Международная Байкальская молодежная научная школа по фундаментальной физике. Труды XVII Конференции молодых ученых. Иркутск, 2022*. С. 406–408.

21. Казанцев А.Н., Лукин Д.С., Спиридонов Ю.Г. Метод исследования распространения радиоволн в неоднородной магнитоактивной ионосфере. // *Космические исследования, 1967*. Т. 5. Вып. 4. С. 593–600.

22. Крюковский А.С., Лукин Д.С., Кирьянова К.С. Метод расширенной бихарактеристической системы при моделировании распространения радиоволн в ионосферной плазме. // *Радиотехника и электроника, М.: Наука. 2012*. Т.57. № 9. С. 1028–1034.

23. Крюковский А.С., Лукин Д.С., Растягаев Д.В., Скворцова Ю.И. Математическое моделирование распространения частотно-модулированных радиоволн в ионосферной плазме // *Радиотехника и электроника, 2015*, Т. 60, № 10. С. 1001–1009. DOI: 10.7868/S0033849415100071

24. Крюковский А.С., Скворцова Ю.И. Математическое моделирование распространения радиоволн в нестационарной плазме с учетом кривизны поверхности земли и ионосферных слоев // *Вестник Российского нового университета. Серия: Сложные системы: модели, анализ и управление. 2016*. № 1-2. С. 34–40.

СИСТЕМА УПРАВЛЕНИЯ КРИОКАМЕРОЙ ДЛЯ КАЛИБРОВКИ И ПОВЕРКИ РАДИОУРОВНЕМЕРОВ

Чупин М.М.¹, Латыпов Р.Р.¹, Нурмухаметов Р.Р.²

¹Федеральное государственное автономное образовательное учреждение высшего образования «Казанский (Приволжский) федеральный университет», Казань, Россия
grey2paul@gmail.ru, rlatmail@gmail.com

²Всероссийский научно-исследовательский институт расходомерии - филиал федерального государственного унитарного предприятия "Всероссийский научно-исследовательский институт метрологии им. Д.И.Менделеева", Казань, Россия
nio-2@vniir.org

В данной статье описывается создание блока управления криокамерой большого объема и разработка методики стабилизации температуры для системы с нелинейно изменяющимися тепловыми потерями, зависящими от температуры. Криокамера предназначена для изучения влияния криогенных температур на метрологические свойства радиоуровнемеров, а также позволит исследовать физические свойства различных твердых и жидких веществ.

Введение

Актуальной проблемой является измерение уровня сжиженного природного газа (СПГ) в резервуарах [1]. СПГ хранится в специальных криотенках, устроенных по принципу сосуда Дьюара, и используется в качестве моторного топлива на водном, железнодорожном и даже автомобильном транспорте, чаще всего с использованием переделанных газодизельных двигателей [2]. Первоначально использовались механические - контактные - методы измерения уровня жидкости в криогенных емкостях [3]. Наиболее распространенным является поплавковый уровнемер, реализующий абсолютный метод измерения уровня, основанный на использовании разности плотностей веществ, образующих границу раздела. Поплавок подвешивается на металлической ленте или тросе. Однако из-за сжатия металла при экстремально низких температурах и при большой длине - резервуары СПГ могут достигать более 100 метров в высоту - этот метод имеет большую погрешность.

На сегодняшний день широкое применение нашли радарные уровнемеры. Они используют микроволновый бесконтактный метод измерения. Принцип действия всех известных радиолокационных уровнемеров основан на измерении времени распространения радиоволны от антенны уровнемера до поверхности продукта, уровень которого измеряется, и наоборот [4]. Радарные уровнемеры, использующие непрерывное частотно-модулированное радиоизлучение, получили более широкое применение для высокоточных измерений [5].

Однако при рабочей температуре СПГ (-160°C) деформируется как рабочая антенна, так и коаксиальный волновой переход (КВП). Целью данной работы является создание радиопрозрачной криокамеры большого объема с широким стабилизированным диапазоном рабочих температур для исследования влияния криотемпературы на метрологические свойства радиоуровня.

Устройство и принцип действия криокамеры

Камерный охладитель представляет собой емкость с нагревательным элементом, в которой поддерживается постоянный уровень жидкого азота [6]. Нагреватель испаряет азот в основную часть криокамеры – охлаждаемый объем – с отсеком для установки уровнемеров. Вентилятор служит для конвекции газа, а для обогрева используется дополнительный нагреватель в холодильной камере. Для контроля температуры внутри камеры используется датчик температуры, специально разработанный и проверенный для этой задачи. Дополнительный нагреватель в холодной камере используется для обогрева, а вентилятор используется для конвекции газа. Блок-схема криокамеры представлена на рис. 1.

Для оптимального вывода на заданную температуру и поддержания ее в течение длительного времени в систему управления был реализован классический пропорционально-интегрально-дифференцирующий (ПИД) регулятор [7, 8]. В качестве основного контроллера управления [9] было решено использовать микроконтроллер серии STM32F407 [10] (рис. 2).

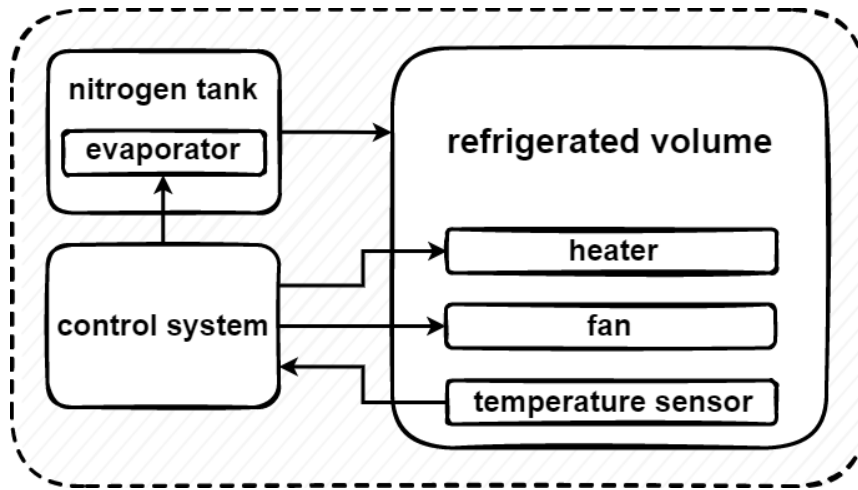


Рис. 1. Блок-схема криокамеры.

Для операционной системы Windows было написано программное обеспечение для управления криокамерой. Передача данных осуществляется по протоколу Ethernet. Программное обеспечение для ПК позволяет изменять параметры нагревателей в режиме реального времени и задавать коэффициенты для ПИД-регулятора. Также возможно использование беспроводного протокола передачи данных - Wi-Fi.

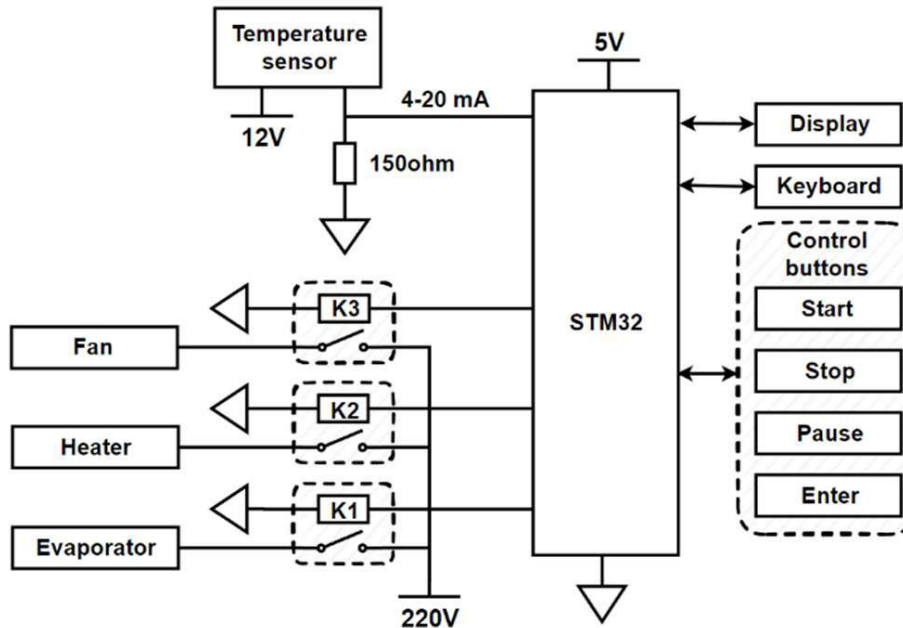


Рис.2. Электрическая блок-схема криокамеры.

Особенности регулирования температуры при наличии больших теплопотерь

Одной из проблем при создании камеры была зависимость ее теплопроводности от температуры. Это связано с тем, что для обеспечения радиопрозрачности криокамеры в качестве изоляционного материала использовался экструзионный пенополистирол [5]. При экстремально низких температурах геометрия камеры изменяется за счет сжатия утеплителя, что приводит к увеличению теплопотерь. Кроме того, дополнительные потери тепла вносит и сам указатель уровня, так как значительная его часть устанавливается на камеру сверху, аналогично его применению в резервуарах СПГ.

Из-за зависимости теплопроводности от температуры система перестает быть линейной. На рис. 4 и рис. 5 показаны переходные процессы системы при достижении двух различных температур $-125\text{ }^{\circ}\text{C}$ и $-165\text{ }^{\circ}\text{C}$ внутри рабочего объема криокамеры.

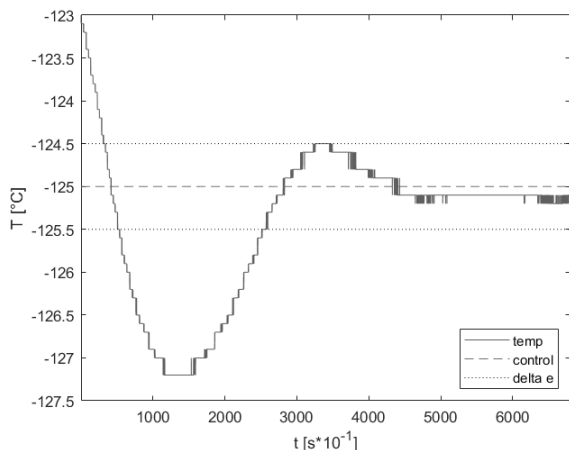


Рис. 4. Переходная характеристика для -125°C .

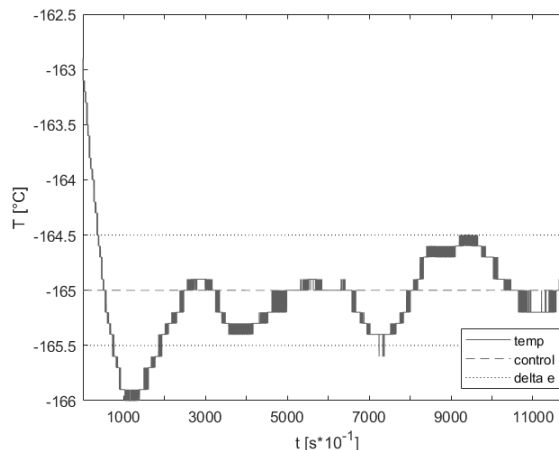


Рис. 5. Переходная характеристика для -165°C .

Результаты измерений

Было проведено две серии измерений с шагом 10°C . В первой серии экспериментов использовались коэффициенты ПИД, подобранные для стабильного выхода на температурный режим -120°C (рис. 6-9). В первой серии опытов наблюдается снижение устойчивости системы с понижением температуры. Можно утверждать, что использование классического ПИД-регулятора с подобранными коэффициентами для одной температуры для данной системы не подходит. Необходимо подстраивать коэффициенты ПИД-регулятора во время работы системы.

Вторая серия измерений показана на рис. 10-13. Вторая серия была проведена с использованием разрабатываемой методики коррекции коэффициентов ПИД-регулятора в процессе работы системы. Этот метод основан на табличном управлении - при изменении температуры на 5 градусов происходит перенастройка коэффициентов ПИД-регулятора на заранее записанные и отлаженные значения.

Из анализа переходных характеристик для серии экспериментов по разрабатываемой методике видно, что стабилизация температуры достигалась при выходе на каждый из температурных режимов с последующей фиксацией. Это подтверждает работоспособность использованного метода коррекции ПИД-коэффициентов в процессе эксплуатации для криокамеры с открытым циклом работы с нелинейной зависимостью тепловых потерь от температуры внутри камеры.

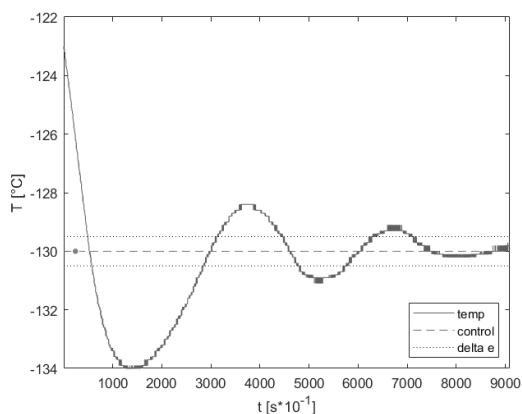


Рис. 6. Переходная характеристика для -130°C , первая серия измерений.

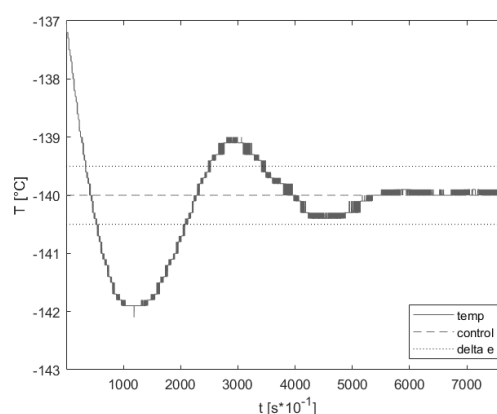


Рис. 7. Переходная характеристика для -140°C , первая серия измерений.

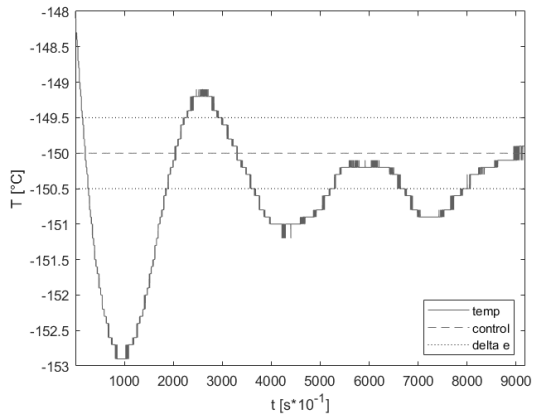


Рис. 8. Переходная характеристика для -150°C , первая серия измерений.

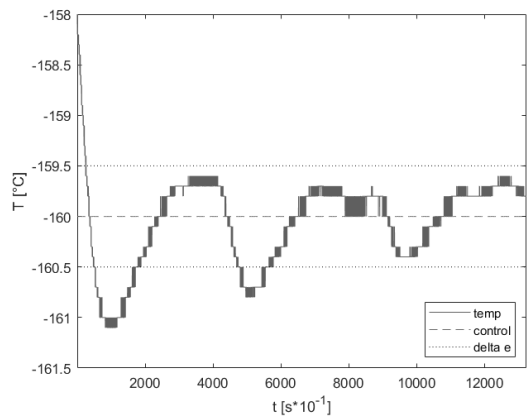


Рис. 9. Переходная характеристика для -160°C , первая серия измерений.

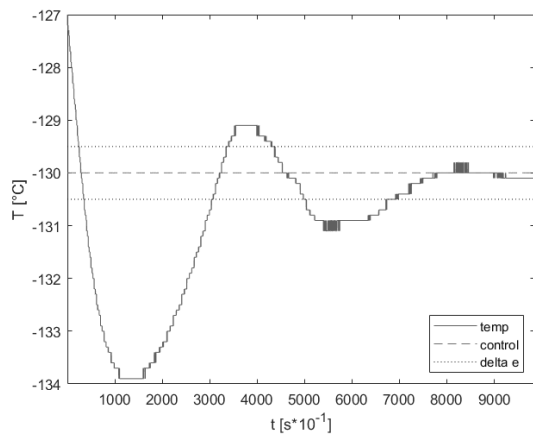


Рис. 10. Переходная характеристика для -130°C , вторая серия измерений.

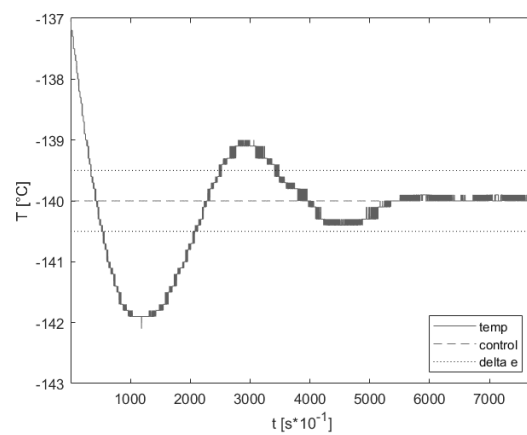


Рис. 11. Переходная характеристика для -140°C , вторая серия измерений.

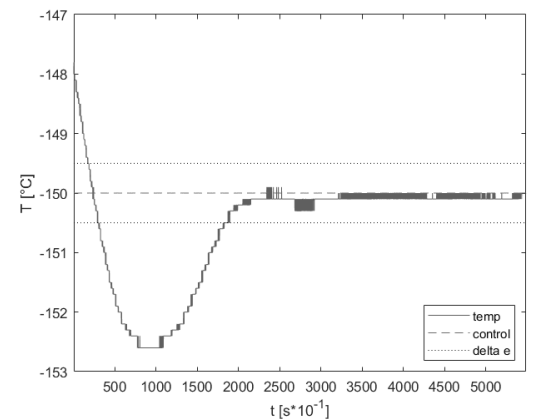


Рис. 12. Переходная характеристика для -150°C , вторая серия измерений.

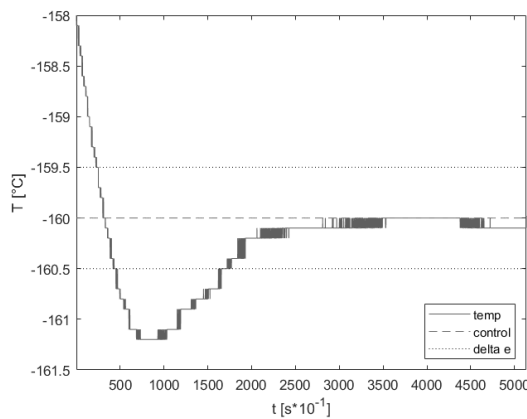


Рис. 13. Переходная характеристика для -160°C , вторая серия измерений.

Для повышения точности достижения заданной температуры данный метод будет усовершенствован путем добавления в алгоритм расчета блока автоматической коррекции табличных значений. Так как данная система не может работать в двустороннем режиме - нагрев в процессе охлаждения происходит за счет тепловых потерь - планируется использовать нагреватель внутри охлаждаемого объема (рис. 1) с целью уменьшения перерегулирования и времени выхода на заданную температуру.

Заключение

Проведены исследования с использованием предложенного метода коррекции коэффициентов ПИД-регулятора в открытой криокамере с зависимостью тепловых потерь от температуры. Получены удовлетворительные результаты - система стабильно выходит на каждый температурный режим, соответствующий всем техническим параметрам устройства. Планируется усовершенствовать текущую версию метода управления - добавить блок автонастройки табличных значений и добавить нагреватель для обеспечения двустороннего управления системой. Минимальная температура внутри камеры составила -181.9°C.

Разрабатываемая система управления криокамерой позволяет исследовать свойства антенн и КВТ в широком диапазоне температур, а также физические свойства: плотность и вязкость различных жидких и твердых веществ.

Работа выполнена за счет средств субсидии, выделенной в рамках государственной поддержки Казанского (Приволжского) федерального университета в целях повышения его конкурентоспособности среди ведущих мировых научно-образовательных центров.

ЛИТЕРАТУРА

1. Ulvestad M., Overland I. "Natural gas and CO2 price variation: impact on the relative cost-efficiency of LNG and pipelines", International Journal of Environmental Studies, vol. 69, pp. 407–426.
2. Liquefied Natural Gas: Understanding the Basic Facts. US Department of Energy (DOE) Office of Fossil Energy, National Energy Technology Laboratory (August 2005).
3. Ершов М.Н. Оценка динамической погрешности поплавкового уровнемера // Известия ТулГУ, технические науки, машиностроение и машиноведение. 4, часть 2, стр. 19-27, 2010.
4. P. Devine. "Radar level measurement – the user's guide". Burgess Hill: VEGA Controls, 2000.
5. James M. Ridenour (1947). Radar System Engineering. MIT Radiation Lab series. Vol. 1. p. 629.
6. Чупин М., Латыпов Р., Нурмухаметов Р. Создание криокамеры большого объема для исследования радиоуровнемеров. ФТИ-2022., тезисы докладов, Екатеринбург, с.391-392, 2022.
7. Li Y., Ang K.H, Chong G.C.Y. Patents, Software, and Hardware for PID control. An overview and analysis of the current art. IEEE Control Systems Magazine, Feb. 2006, p.41-54.
8. A. Visioli. "Practical PID Control". Springer, London, 2006. 314 p.
9. M. Chupin, R. Latypov, F. Mukhametzhanov, Y. Davydov, et al., Modernization of hardware and data processing methods of a coercive spectrometer, in 2019 Russian Open Conference on Radio Wave Propagation, (RWP 2019 - Proceedings July 2019, № 8810337, pp. 450-453).
10. STMicroelectronics, ARM Cortex-M4 32b MCU+FPU, 210DMIPS, up to 1MB Flash/192+4KB RAM, crypto, USB OTG HS/FS, Ethernet, 17 TIMs, 3 ADCs, 15 comm. interfaces & camera. STMicroelectronics. September 2020, DS8597 Rev 9., 207 p.

ИНТЕРФЕРЕНЦИОННЫЕ ИЗОБРАЖЕНИЯ В НАЗЕМНОЙ МНОГОПОЗИЦИОННОЙ РАДИОЛОКАЦИОННОЙ СИСТЕМЕ

Исаев И.Д., Савельев А.Н., Семенов А.Н.

*Московский Государственный Технический университет им. Н.Э. Баумана
isaev@bmsu.ru, savelyev.an@bmsu.ru, semenov.an@bmsu.ru*

Рассмотрена возможность применения совместной обработки в стационарной наземной многопозиционной радиолокационной системе (МП РЛС) контроля территории X-диапазона, включающей в свой состав приемо-передающие радиолокационные датчики (РЛД). Проанализирована структура пространственных интерференционных максимумов (ИМ) на радиолокационном изображении (РЛИ) при различном количестве и различных конфигурациях системы.

Введение

В задачах мониторинга текущей обстановки на контролируемой территории используются радиолокационные методы, обеспечивающие независимость и некооперативность наблюдения, при которых местоположение объектов и целей определяется на основании измерений без помощи находящихся на них специальных устройств и без координатной информации, поступающей от них.

Примером радиолокационных систем данного класса являются радиолокационные системы обзора летного поля (РЛС ОЛП), которые, в соответствии с современными сертификационными требованиями, могут быть реализованы в однопозиционном и многопозиционном (МП РЛС ОЛП) вариантах с объединением информации от нескольких радиолокационных датчиков (РЛД).

К РЛС ОЛП предъявляются высокие требования по достоверности и точности измерения координат целей с эффективной площадью рассеяния (ЭПР) более 1 м^2 : 1) 1,5 – 4 км по дальности обнаружения (в зависимости от типа РЛС – однопозиционная/многопозиционная); 2) 15 м в любом направлении по разрешающей способности (на удалении 2000/1000 м – по типу РЛС/РЛД); 3) СКО погрешности измерения координат точечной цели – 7,5 м (при 95% доверительном уровне); 4) обнаружение передвижения цели при ее перемещении в любом направлении на расстояние 7,5 м и более; 5) период обновления радиолокационной информации – не более 1 с.

Одним из направлений развития для обеспечения предъявляемых требований является мультисенсорная обработка радиолокационной информации, типовыми этапами которой являются: первичная – обнаружение целей и измерение их координат с использованием РЛД; вторичная – завязка траекторий по информации каждого РЛД и их идентификации с вновь поступающими данными; третичная – сопоставление траекторий различных РЛД и их идентификация по отношению к наблюдаемым целям [1, 2]. При этом многоэтапность обработки, гарантирующая требуемые характеристики достоверности и точности, не позволяет обеспечить требование по темпу обновления радиолокационной информации при использовании РЛД кругового обзора с периодом 1 с.

Прогрессивным направлением по сокращению временных характеристик является объединение информации на уровне первичной и даже предварительной обработки с формированием совместных кадров радиолокационных изображений. При этом используются методы некогерентной [3 - 7] и когерентной обработки [8 - 14].

Когерентная обработка требует учет пространственных фазовых соотношений при совместной обработке, игнорирование учета которых приводит к появлению побочных ИМ. Известные методы подавления побочных ИМ предусматривают знание их структуры. Для МП РЛС анализ интерференционной структуры затруднителен. Поэтому на первом этапе исследований целесообразно проанализировать основные зависимости структуры ИМ от условий и параметров конфигурации МП РЛС.

Цель – анализ структуры интерференционных максимумов при совместной обработке сигналов в наземной многопозиционной активной радиолокационной системе.

Методика формирования фрагмента парциального кадра РЛИ

Для получения фрагмента парциального кадра РЛИ использован метод суммы обратных проекций, который в общем случае предполагает фокусирование многочастотной мультистатической радиоголограммы при формировании комплексного корреляционного интеграла [15]:

$$\dot{S} = \sum_{k=1}^L \sum_{z=1}^N \exp(j \frac{2\pi}{\lambda_k} r_z) \dot{V}(z, k), \quad (1)$$

где λ_k – значение длины волны, соответствующее k-й частоте зондирующего сигнала;

L – число различных частот в зондирующем сигнале;

r_z – расстояние от каждой точки пространства до z-го излучателя приемопередающей апертуры;

N – число излучателей в приемопередающей апертуре;

$\dot{V}(z, k)$ – комплексный отсчет рассеянного от точечного объекта поля, полученный на k-й частоте сигнала, излученной z-м излучателем приемопередающей апертуры.

Комплексные отсчеты получают в соответствии со следующей моделью распространения электромагнитной волны:

$$\dot{V}(z, k) = \sum_{m=1}^M A_m \exp(-j \frac{2\pi}{\lambda_k} r_{m,z}), \quad (2)$$

где A_m – коэффициент отражения m-й точечной цели;

$r_{m,z}$ – расстояние от m-й точечной цели до z-го излучателя приемопередающей апертуры;

M – число моделируемых точечных целей.

Модуль выражения (1) представляет собой РЛИ объектов в рассматриваемом участке пространства:

$$S = |\dot{S}|, \quad (3)$$

где $|x|$ – модуль величины x .

Таким образом выражения (1) - (3) определяют общий порядок формирования РЛИ в соответствии с методом суммы обратных проекций.

Геометрия задачи при использовании одиночной линейной антенной решетки

Для тестирования процедуры формирования РЛИ проведено моделирование однопозиционного варианта РЛС, осуществляющей наблюдение под некоторым углом (ракурсом наблюдения) фрагмента контролируемой территории, на которой размещен точечный отражатель (блестящая точка). Геометрия условий моделирования представлена на рисунках 1 и 2.

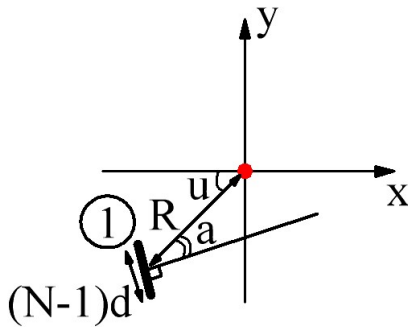


Рис. 1. Геометрия задачи.

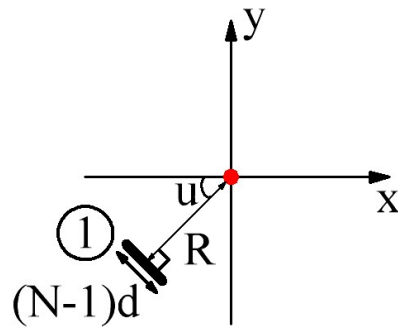


Рис. 2. Геометрия задачи.

Блестящая точка, расположенная в центре рассматриваемой системы координат, обозначена красным цветом и имеет коэффициент отражения, равный единице.

Апертура, обозначенная обведенной в круг цифрой 1, фазовый центр которой повернут на некоторый угол u относительно цели (ракурс наблюдения), представляет собой линейную антенную решетку, синтезированную из $N = 139$ излучателей, период которой равен половине значения длины волны $\lambda = 3,2$ см и составляет $d = 0,016$ м. Центральный излучатель апертуры удален от цели на расстояние $R = 2000$ м. При этом точечная цель может быть повернута на произвольный угол a относительно нормали к апертуре антенной решетки (рисунок 1). Рисунок 2 соответствует случаю $a = 0^\circ$.

Зондирующий сигнал представляет собой ЛЧМ-сигнал с несущей частотой 9400 МГц и шириной спектра, определяемой девиацией частоты, $\Delta F = 200$ МГц. Численные значения параметров апертуры и сигнала соответствуют параметрам действующего прототипа РЛД.

Результаты сформированного РЛИ точечного объекта с использованием ракурсов наблюдения сцены $u = 0^\circ$ и $u = 45^\circ$, представлены на рисунках 3 и 4 соответственно.

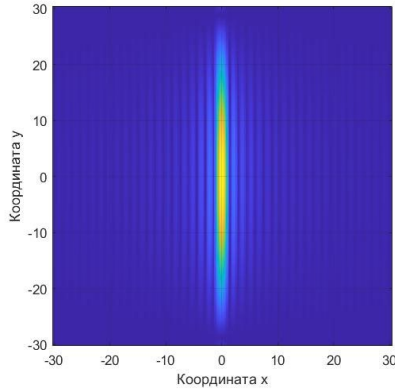


Рис. 3. РЛИ цели при ракурсе $u = 0^\circ$.

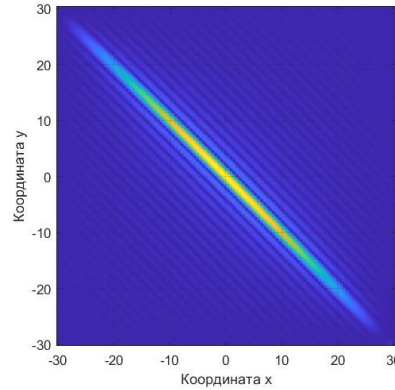


Рис. 4. РЛИ цели при ракурсе $u = 45^\circ$.

Сечения РЛИ цели при ракурсе наблюдения $u = 0^\circ$ вдоль направления по дальности и вдоль азимутального направления представлены на рисунках 5 и 6 соответственно.

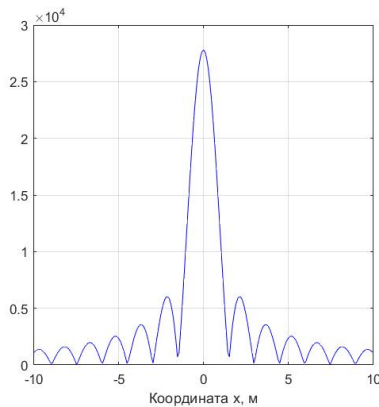


Рис. 5. Сечение РЛИ при ракурсе $u = 0^\circ$ вдоль направления по дальности.

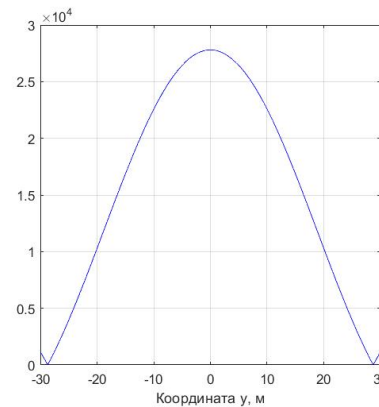


Рис. 6. Сечение РЛИ при ракурсе $u = 0^\circ$ вдоль азимутального направления.

Протяженность отклика цели по дальности в направлении, перпендикулярном плоскости рабочей апертуры (по координатной оси x), по нулям определяется шириной спектра используемого ЛЧМ-сигнала

$$\Delta R = \frac{c}{\Delta F}. \quad (4)$$

где c – скорость света.

По результатам моделирования разрешающая способность по дальности составляет 1,5 м (сечение РЛИ на рисунке 5), что при используемых параметрах сигнала соответствует выражению (4).

Протяженность отклика цели в азимутальном направлении, параллельном плоскости апертуры, определяется диаграммой направленности (ДН) одиночной линейной антенной решеткой, которая имеет вид

$$F(\theta) = \frac{1}{N} \left| \frac{\sin\left(\frac{\pi}{\lambda} N d \sin \theta \cos \alpha\right)}{\sin\left(\frac{\pi}{\lambda} d \sin \theta \cos \alpha\right)} \right|. \quad (5)$$

В соответствии с приведенной формулой, ширина главного лепестка ДН по нулям (цель расположена на нормали к фазовому центру антенной решетки, $a = 0^\circ$) составляет

$$\Delta\theta_{0,0} \approx \pm \frac{\lambda}{Nd} = \frac{2\lambda}{Nd}. \quad (6)$$

Ширина главного лепестка ДН напряжения по уровню -3 дБ составляет

$$\Delta\theta_{0,707} \approx \pm \frac{0,443\lambda}{Nd} = \frac{0,886\lambda}{Nd}. \quad (7)$$

Таким образом, протяженность отклика точечной цели составляет значение $\Delta\theta_{0,0}R$ м по первым нулям ДН по напряжению и $\Delta\theta_{0,707}R$ м по уровню -3 дБ от ее максимального значения. По результатам моделирования азимутальная разрешающая способность составляет 57,6 м (сечение РЛИ на рисунке 6), что соответствует выражению (6), а по уровню 0,707 – 25,46 м, что соответствует выражению (7).

Анализ структуры интерференционных максимумов бистатической пары РЛД

Бистатические пары РЛД являются элементарными составными частями МП РЛС. При моделировании бистатических пар РЛД две антенные решетки располагались на произвольном расстоянии друг от друга, образуя произвольные углы относительно прямой, соединяющей их центры и называемой базой. Точечная цель располагалась на расстоянии R от геометрического центра антенной системы и отклонялась на некоторый угол a относительно нормали к нему.

ДН бистатической системы РЛД, в отличие от ДН одиночной антенной решетки, является функцией в том числе углов поворота двух апертур относительно базы, а также протяженности базы.

В частном случае апертуры с одинаковым числом излучателей и одинаковыми периодами не развернуты относительно линии базы. Геометрия системы представлена на рисунке 7. РЛИ и его сечение в азимутальном направлении представлены на рисунках 8 и 9 соответственно.

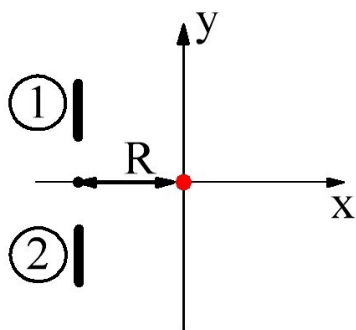


Рис. 7. Геометрия системы.

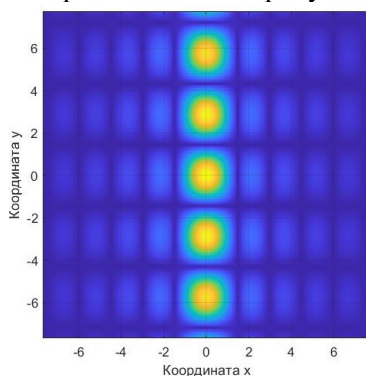


Рис. 8. РЛИ.

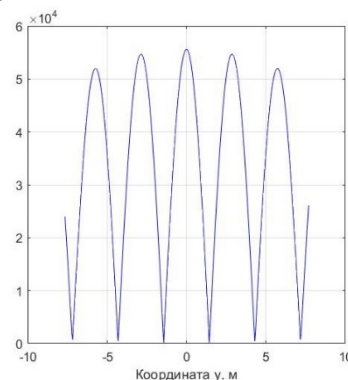


Рис. 9. Сечение РЛИ.

Диаграмма направленности системы при указанной геометрии определяется выражением

$$F(\theta) = \frac{1}{N} \left| \frac{\sin\left(\frac{\pi}{\lambda} Nd \sin \theta \cos a\right)}{\sin\left(\frac{\pi}{\lambda} d \sin \theta \cos a\right)} \cos\left(\frac{\pi}{\lambda} N_d d \sin \theta \cos a\right) \right|. \quad (8)$$

Ширина ДН по первым нулям (цель расположена на нормали к центру базы, $a = 0^\circ$) составляет

$$\Delta\theta_{0,0} \approx \pm \frac{\lambda}{2N_d d} = \frac{\lambda}{N_d d}, \quad (9)$$

где N_d - число периодов d , уместаемых на протяженности базы.

Полученное значение ширины ДН в два раза меньше по сравнению с шириной ДН, которую бы имела большая одиночная антенная решетка с апертурой, равной протяженности базы двух РЛД.

Нули огибающей ДН бистатической пары РЛД соответствуют выражению (6). Ширина отклика цели по первым нулям, полученная в результате моделирования, составляет 2,88 м (рисунок 9), что согласуется со значением линейного разрешения, соответствующего угловому разрешению (9).

Анализ структуры интерференционных максимумов системы трех РЛД

ДН системы трех произвольно расположенных в пространстве РЛД, в отличие от ДН одиночной антенной решетки, является не только функцией углов разворота парциальных апертур в пространстве, но и функцией пространственных координат излучателей апертур.

В частном случае апертуры с одинаковым числом излучателей и одинаковыми периодами расположены на одной прямой. Геометрия системы представлена на рисунке 10. РЛИ и его сечение в азимутальном направлении представлены на рисунках 11 и 12 соответственно.

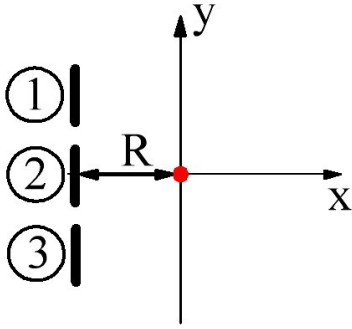


Рис. 10. Геометрия системы.

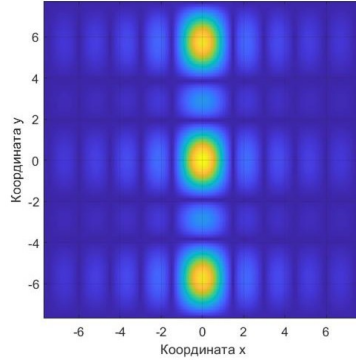


Рис. 11. РЛИ.

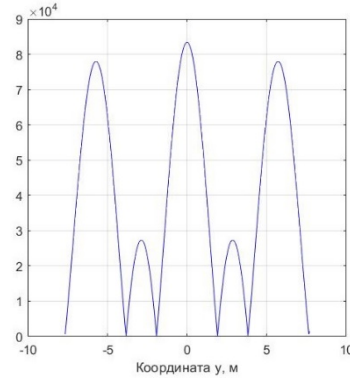


Рис. 12. Сечение РЛИ.

Диаграмма направленности системы при такой геометрии сводится к виду

$$F(\theta) = \frac{1}{3N} \left| \frac{\sin\left(\frac{\pi}{\lambda} N d \sin \theta \cos a\right)}{\sin\left(\frac{\pi}{\lambda} d \sin \theta \cos a\right)} (2 \cos\left(\frac{\pi}{\lambda} N_d d \sin \theta \cos a\right) + 1) \right|, \quad (10)$$

Ширина ДН по первым нулям (цель расположена на нормали к геометрическому центру системы из трех РЛД, $a = 0^\circ$) составляет

$$\Delta\theta_{0,0} \approx \pm \frac{2}{3} \frac{\lambda}{N_d d} = \frac{4}{3} \frac{\lambda}{N_d d}. \quad (11)$$

Нули огибающей ДН системы из трех РЛД соответствуют выражению (6).

Ширина отклика цели по первым нулям ДН, полученная в результате моделирования, составляет 3,84 м (рисунок 12), что хорошо согласуется со значением углового разрешения (11).

Анализ структуры интерференционных максимумов системы четырех РЛД

Аналогичным образом можно показать, что для варианта системы из четырех РЛД, расположенных на одной прямой, ширина ДН по первым нулям (в случае $a = 0^\circ$) составляет

$$\Delta\theta_{0,0} \approx \pm \frac{3}{4} \frac{\lambda}{N_d d} = \frac{3}{2} \frac{\lambda}{N_d d}. \quad (12)$$

Представленные закономерности подтверждают принципиальную возможность повышения разрешающей способности по угловым координатам при использовании интерферометрических методов совместной обработки сигналов, поступающих от РЛД.

Заключение

Проанализирована структура интерференционных максимумов при совместной обработке сигналов в наземной многопозиционной активной радиолокационной системе. В случае расположения всех K РЛД на одной прямой на равноудаленном расстоянии $N_d / (K - 1)$ от соседних, первые нули результирующей ДН системы соответствуют выражению

$$\Delta\theta_{0,0} \approx \pm \left(1 - \frac{1}{K}\right) \frac{\lambda}{N_d d}. \quad (13)$$

Полученное соотношение позволяет учесть расположение побочных ИМ для их последующего подавления.

ЛИТЕРАТУРА

1. Обоснование приоритетных направлений создания перспективных радиолокационных комплексов обзора летного поля. / О.В. Васильев, С.А. Зябкин, А.С. Иванов, М.Д. Кальной, А.С. Пешко, А.Н. Савельев, А.Н. Семенов // Радиотехника. Информационно-измерительные и управляющие системы, № 10, 2017, с. 53 - 63.
2. Многопозиционный радиолокационный комплекс обзора летного поля на базе РЛС кругового обзора MRS-1000 X-диапазона. / О.В. Васильев, М.Д. Кальной, С.А. Зябкин, А.Н. Савельев, А.Н. Семенов, А.С. Сурков // Радиотехника. Информационно-измерительные и управляющие системы, № 11, 2017, с. 3 - 14.
3. Кальной М.Д., Савельев А.Н., Семенов А.Н. Анализ потенциальной разрешающей способности многопозиционного радиолокационного комплекса обзора летного поля. // Машиностроение и компьютерные технологии, № 12, 2017. С. 32-44.
4. Rymov A. I., Savelyev A. N., Semenov A. N. A review of joint signal processing in ground multiradar system on experimental data. / ITM Web of Conferences 30, CriMiCo'2019, 15015 (2019). <https://doi.org/10.1051/itmconf/20193015015>.
5. Исаев И.Д., Савельев А.Н., Семенов А.Н. Анализ калибровочных характеристик для кадров радиолокационной информации наземной многопозиционной радиолокационной системы. // Радиотехника. Информационно-измерительные и управляющие системы, 2020, Т. 18, № 6. С. 51-64. DOI: 10.18127/j20700814-202006-06.
6. Isaev I. D., Savelyev A. N., Semenov A. N. Analysis of Radar Frame Quality Indicators Properties. - PhotonIcs & Electromagnetics Research Symposium (PIERS), Hangzhou, China, 22-25 November, 2021, p. 2238 – 2242.
7. Isaev I. D., Savelyev A. N., Semenov A. N. Analysis of Segmentation Procedure on Quality Indicators of Mixed Radar Frame. - PhotonIcs & Electromagnetics Research Symposium (PIERS), Hangzhou, China, 22-25 November, 2021, p. 2136 - 2140.
8. Обобщенные функции неопределенности пространственно многоканальных РЛС типа ММО с узконаправленными диаграммами передающих и приемных элементов / Крючков И. В., Нефедов С. И., Нониашвили М. И., Чапурский В. В. // Радиотехника. - 2013. - № 11. - С. 14-23.
9. Анализ интерференционной структуры элемента разрешения в многопозиционных обзорных пространственно-когерентных радиолокационных комплексах с остронаправленными антеннами / Нониашвили М. И., Крючков И.В., Нефедов С.И. // «Наука и образование», электронное научно-техническое издание, 77-30569/248808, №11 ноябрь 2011 г., <http://technomag.edu.ru/doc/248808.html>.
10. Разрешающая способность и радиоизображения стационарных объектов в наземных ММО-радиокамерах / Чапурский В. В., Слукин Г. П., Нониашвили М. И., Лесников Г. А. // Вестник МГТУ им. Н. Э. Баумана. Сер. Приборостроение. - 2019. - № 3. - С. 77-94.
11. Соловьев Н. А., Слукин Г. П., Чапурский В. В. Модель радиоизображения объектов в голографических радиолокационных системах планового обзора на основе метода аналитической аппроксимации / Соловьев Н. А., Слукин Г. П., Чапурский В. В. // Радиотехника и электроника. - 2018. - Т. 63, № 6. - С. 619-624.
12. Разрешающая способность и радиоизображения стационарных объектов в наземных ММО-радиокамерах / Чапурский В. В., Слукин Г. П., Нониашвили М. И., Лесников Г. А. // Вестник МГТУ им. Н. Э. Баумана. Сер. Приборостроение. - 2019. - № 3. - С. 77-94.
13. Чапурский В.В. Избранные задачи теории сверхширокополосных радиолокационных систем / В.В. Чапурский. – М.: Издательство МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2012.-279 с.: ил.
14. Елесина С.И., Костяшкин Л.Н., Логинов А.А., Никифоров М.Б. Совмещение изображений в корреляционно-экстремальных навигационных системах. Монография / Под ред. Л.Н. Костяшкина, М.Б. Никифорова. – М.: Радиотехника, 2015. - 208 с.: ил. (Науч. серия «Многоспектральные системы технического зрения летательного аппарата»).
15. Крайний В.И., Семенов А.Н. Результаты фокусировки радиоизображений объемных объектов по многочастотной мультистатической радиоголограмме методом обратных проекций // Вестник МГТУ им. Н.Э. Баумана 2016. № 91. - С. 31-40.

СВОЕВРЕМЕННОЕ ОБНАРУЖЕНИЕ МКК

Саворский В.П., Панова О.Ю.

*ИРЭ им. В.А. Котельникова РАН, Фрязинский филиал
savor@ire.rssi.ru*

Описаны результаты разработки информационной системы, обеспечивающей интеграцию данных спутникового СВЧ-радиометрического зондирования геостационарных наблюдений в видимом и ИК диапазоне. Эта интеграция призвана обеспечивать восстановление атмосферных температурно-влажностных профилей в условиях чрезвычайных атмосферных ситуаций, вызываемых мезомасштабными конвективными комплексами (МКК). Методическая особенность развиваемого подхода заключается в минимизации вероятности остановки системы анализа данных при прекращении доступа к отдельным источникам априорной информации. В основу этой методики положено использование автоматической системы адаптации к изменению условий доступа и применение результатов модельных прогнозов развития атмосферных процессов.

Введение

Важным условием эффективности средств ДЗЗ применительно к задачам оперативного обнаружения опасных атмосферных ситуаций является обеспечение всепогодности измерений не зависимо от условий проведения наблюдений. Поэтому для своевременного обнаружения опасных природных явлений необходимо использовать средства и методы наблюдений, не зависящие от условий освещенности, в том числе, в ночных условиях и при наличии плотного облачного слоя. Такие требования к всепогодности среди пассивных средств наблюдения предоставляют только средства спутникового СВЧ-радиометрического зондирования [1]. Однако, при этом необходимо применять средства СВЧ-мониторинга к объектам, пространственно-временные размеры которых соответствуют пространственному и временному разрешению спутниковых СВЧ-радиометрических систем. Это необходимо учитывать, в частности, при проведении спутниковых СВЧ-наблюдений опасных атмосферных процессов, так как эти требования имеют объективную основу.

Их учет позволяет обосновать, в частности, корректность применения СВЧ-мониторинга для обнаружения и мониторинга мезомасштабных конвективных комплексов (МКК) [2]. Такого рода атмосферные комплексы сопровождаются значительными ливневыми осадками и потому представляют собой достаточно распространенное опасное метеорологическое явление. МКК имеют ячеистую структуру с максимальными размерами ячеек 10÷15 км. Их площадь превышает 105 км², а продолжительность их существования – не менее 9 ч [2, 4]. Ливневые осадки от МКК являются одной из причин катастрофических наводнений на Черноморском побережье России [5], чем и обусловлена востребованность своевременного обнаружения и мониторинга МКК.

Повторяемость наблюдений, а соответственно, и временное разрешение для существующей в настоящее время орбитальной группировки спутников СВЧ-радиометрического зондирования атмосферы составляет не менее 1 суток [6]. Поэтому использование данных единичных космических платформ для мониторинга МКК не представляется возможным, поскольку постоянный, без пропусков, мониторинг отдельного МКК при этом не возможен. Решением может быть использование комплекса данных всей существующей орбитальной группировки [6]. Дополнительно временное и пространственное разрешение может быть улучшено при комбинировании данных спутниковых СВЧ-радиометрических комплексов с данными видимого и ИК диапазонов, регистрируемых аппаратурой геостационарных спутников.

Улучшение временного разрешения обеспечивает также и возможность повысить эффективность самих методик решения задач восстановления параметров атмосферы. Такую возможность обеспечивает, в частности, рекуррентное использование результатов восстановления параметров атмосферы, полученных в предыдущих сеансах наблюдений одного и того же МКК, в качестве дополнительной априорной информации при решении обратной задачи восстановления параметров атмосферы методом статистической регуляризации [7, 8]. Такая возможность определяется статистической связностью атмосферных параметров, определяемой характерными временами развития контролируемых объектов, таких, как, например, МКК. Именно поэтому повышение временного разрешения является актуальным также и для решения обратных задач радиофизики.

Из вышесказанного следует, что для успешного и, что не менее важно, бесперебойного функционирования информационной системы, обеспечивающей своевременное обнаружение и мониторинг опасных атмосферных явлений, необходимо иметь возможность получения доступа к актуальной спутниковой и сопутствующей информации из целого ряда независимых разнородных источников. Поэтому основной целью работы является разработка системы программных инструментов, обеспечивающих сбор и интеграцию разнородных, в том числе удаленных данных, необходимых для восстановления атмосферных температурно–влажностных профилей в условиях чрезвычайных ситуаций природного и техногенного характера, т.е. в условиях существенных временных ограничений на процедуры обмена и обработки данных. Методической особенностью развиваемого подхода является также обеспечение минимизации вероятности остановки системы анализа данных при прекращении доступа к отдельным источникам априорной информации.

1. Функциональная схема системы обнаружения и мониторинга МКК

В контексте представляемой работы оперативное обнаружение означает своевременное выявление опасных атмосферных явлений и процессов по данным спутниковых наблюдений. Т.е. речь идет о выявлении состояний атмосферы, прогноз развития которых указывает на высокую вероятность развития атмосферных процессов, приводящих к стихийным бедствиям (интенсивным грозам, крупному граду, сильным ливням, шквалам, сильным порывам ветра и смерчам). Это относится прежде всего к МКК, которые вызывают ливневые осадки, поскольку именно они приводят к наводнениям, как наиболее масштабным бедствиям, связанным с МКК. В частности, именно ливневые осадки на Кавказском участке Черноморского побережья России вызваны формированием МКК в восточной части Черного моря. Существенной особенностью таких опасных атмосферных явлений, как МКК, является то, что они имеют относительно малое время развития и относительно малые пространственные размеры по сравнению с синоптическими процессами. Их характерные размеры составляют 300÷1000 км [4], а продолжительность жизни 9÷14 ч. Таким образом можно заключить, что, по крайней мере, для части опасных атмосферных явлений и процессов при проведении спутниковых наблюдений необходимо обеспечить временное разрешение (повторяемость наблюдений), не превышающую 9 ч. Требуемую повторяемость в настоящее время могут обеспечивать только данные наблюдений в видимом и ИК диапазоне с геостационарных платформ. Их повторяемость не превышает 15 мин.

Но современные геостационарные платформы не оснащены в полном смысле всепогодными средствами мониторинга атмосферы при наличии плотного облачного слоя, поскольку на них не установлены СВЧ–радиометрические системы, а присутствуют только сенсоры видимого и ИК диапазонов. В этом случае параметры облачного слоя, прежде всего водозапаса облаков, могут быть оценены только по излучательным характеристикам верхней границы облаков в тепловом ИК диапазоне в результате применения косвенных оценок путем их постоянного сопоставления с результатами восстановления параметров облаков по данным спутникового СВЧ–радиометрического зондирования. Решением этой проблемы является периодическое использование данных наблюдений с геостационарных платформ синхронно с данными СВЧ–радиометрического зондирования с полярно–орбитальных платформ с тем, чтобы обеспечить валидацию и корректировку процедур оценки параметров облаков по данным ИК-наблюдений. Это и является основной задачей системы интеграции данных ДЗЗ.

Для минимизации вероятности остановки системы интеграции и анализа данных при прекращении доступа к отдельным источникам информации необходимо также обеспечить доступ к нескольким источникам данных и постоянно контролировать их доступность. Речь идет, по меньшей мере, об организации и контроле доступности актуальных данных ИК наблюдений с геостационарных платформ и данных СВЧ–радиометрических зондировщиков на полярно–орбитальных платформах, в частности, данных МТВЗА–ГЯ [9] на спутниках серии Метеор–3М и AMSR на спутнике GCOM–W1 [10]. Кроме того, для этих целей необходим и доступ к данным о прогнозе развития атмосферных процессов минимум на 3 дня вперед.

Функциональная схема информационной системы, в автоматическом режиме обеспечивающей непрерывный контролируемый доступ к удаленным информационным ресурсам, что необходимо для оперативного мониторинга состояния атмосферы, представлена на рис. 1. Основные функциональные

особенности инфраструктуры такой информационной системы обеспечивает Планировщик этой системы, который в автоматическом режиме и адаптивно предоставляет доступ к затребованным для анализа и прогноза информационным ресурсам – наборам экспериментальных СВЧ–радиометрических и ИК измерений, вспомогательной и дополнительной информации. Информация о доступности источников и наличии в них востребованной информации хранится в Реестре источников данных, содержание которого динамически обновляется Листенером. Для МКК, как следует из временных особенностей жизненного цикла МКК, достаточно обновлять информацию о контролируемой зоне не чаще чем с периодичностью $0,5 \div 1$ ч. Важно отметить, что функционал системы позволяет организовать и рекуррентные процедуры интеграции данных, когда результаты предшествующих сеансов наблюдений используются в качестве априорной информации для восстановления текущего состояния атмосферы (см. следующий раздел).



Рис. 1. Функциональная схема системы обнаружения и мониторинга МКК.

2. Моделирование функционирования системы обнаружения и мониторинга МКК

При использовании предлагаемой системы интеграции данных для восстановления параметров атмосферы появляется возможность использовать существующую взаимную корреляцию $R(t - t_0)$ между восстанавливаемыми в момент времени t атмосферными профилями и атмосферными профилями, восстановленными по данным предыдущих измерений в момент t_0 . Важно отметить, что в общем случае при этом могут быть использованы разные СВЧ зондировщики. Оценки указанных корреляционных зависимостей определяются пространственно-временными масштабами атмосферных процессов. В частности, для МКК их характерные размеры составляют $300 \div 1000$ км, а продолжительность жизни $9 \div 14$ ч [4]. Учет временной связности профилей в первом приближении связан с модификацией ковариационной матрицы C_{aa} вариаций атмосферных профилей путем ее замены на матрицу C_{aa}^t Caah:

$$C_{aa}^t = TC_{aa}. \quad (1)$$

При использовании источников априорных данных с точностями, существенно превышающими уровень средноклиматических вариаций параметров атмосферы $M_{kk}/C_{kk} \gg 1$ $M_{kk}C_{kk} \gg 1$, $M_{kk}C_{kk} \ll 1$ выражение для диагональной матрицы T можно представить в следующем виде [8] $\xi_k \gg 1$:

$$T_{kk} = 1 - e^{-\frac{t-t_0}{\Delta t}}. \quad (2)$$

На рис. 2 приведены результаты анализа эффективности учета временной коррелированности. Здесь $G_k^t, k = \overline{1, 2} \times K$ – это массив отношений точностей восстановления температурно-влажностных профилей атмосферы с использованием временных корреляционных связей в качестве дополнительной информации в процедурах восстановления и без их использования. Расчет сделан для

использования в качестве априорной информации значений температурно-влажностных профилей, восстановленным по данным СВЧ–радиометрических наблюдений, проведенным на 8 часов раньше для атмосферного образования типа МКК с 6-часовой продолжительностью жизненного цикла (см. детальное описание в [8]). Но даже на таких временных интервалах точность восстановления атмосферных профилей достигает 15%.

Представленные на рис. 2 результаты подтверждают эффективность средств автоматизированной адаптации информационной системы обнаружения и мониторинга МКК к восстановлению атмосферных профилей даже при чувствительности СВЧ радиометров $\sigma_T = 1,0$ К.

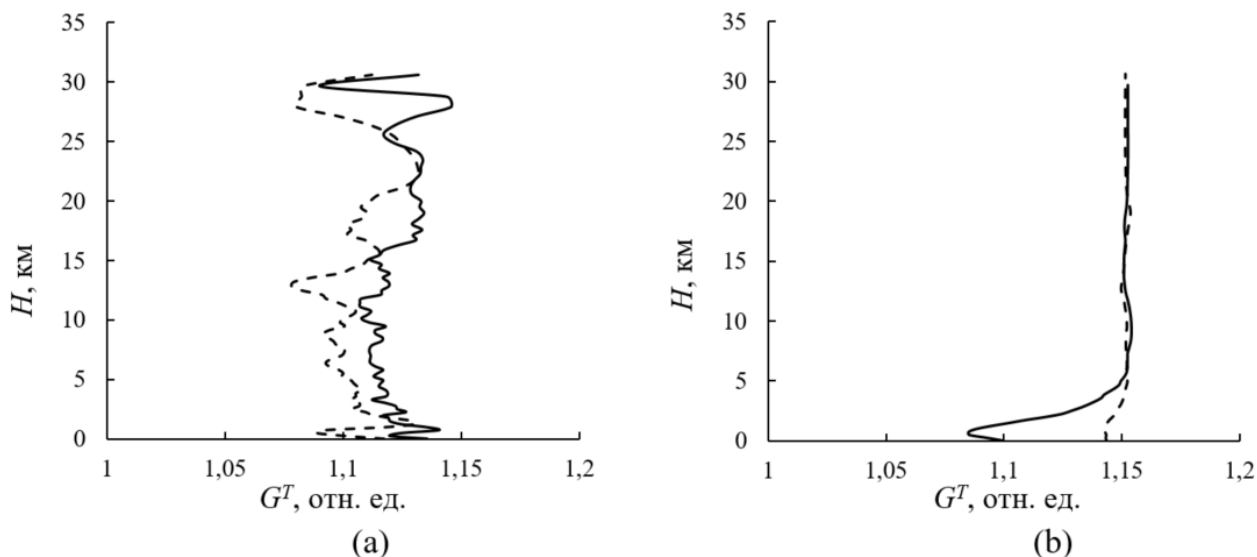


Рис. 2. Профили относительной эффективности учета временной корреляции для оценок температуры (а) и влажности (б) воздуха.

$\sigma_T = 0,1$ К (—), $\sigma_T = 1,0$ К (- -).

Заключение

В работе представлена информационная система, обеспечивающая интеграцию информационных ресурсов ДЗЗ в задачах оперативного обнаружения и мониторинга опасных атмосферных явлений и процессов. Наряду с повышением точности восстановления атмосферных профилей предложенный подход обеспечивает и бесперебойность функционирования системы благодаря использованию модельных прогнозов развития атмосферных процессов. Эффективность подхода подтверждена результатами модельных расчетов.

Финансирование

Работа выполнена в рамках государственного задания ИРЭ им. В.А. Котельникова РАН № 075-01133-22-00 и при финансовой поддержке гранта РФФИ № 20-07-00680 А.

ЛИТЕРАТУРА

1. Кутуза Б.Г., Данилычев М.В., Яковлев О.И. Спутниковый мониторинг Земли: Микроволновая радиометрия атмосферы и поверхности - М.: ЛЕНАНД, 2016.
2. Meteorology glossary. Дата обращения: 28.10.2022. URL: <http://amsglossary.allenpress.com/glossary/browse?s=m&p=27>.
3. Опасные природные явления. Часть III. Опасные явления погоды конвективного происхождения. Учебно–методическое пособие для вузов. Сост. А.В. Назаренко. Изд. центр Воронежского государственного университета, 2008.
4. Шихов А.Н., Чернокульский А.В., Спрыгин А.А., Ажигов И.О. Идентификация мезомасштабных конвективных облачных систем со смерчами по спутниковым данным // Современные проблемы дистанционного зондирования Земли из космоса. 2019. Т.16, №1. С. 223–236. DOI: 10.21046/2070-7401-2019-16-1-223-236.

5. Алексеевский Н.И., Магрицкий Д.В., Колтерманн П.К., Торопов П.А., Школьный Д.И. Белякова П.А. Наводнения на Черноморском побережье Краснодарского края // Водные ресурсы. 2016. Т.43, №1. С. 3–17. DOI:10.7868/s032105961601003x.

6. Саворский В.П., Аквилонова А.Б., Кибардина И.Н., Панова О.Ю., Данилычев М.В. Орбитальные СВЧ–радиометрические системы влажностного зондирования атмосферы диапазона 183,31 ГГц // XIV Всероссийская научно–техническая конференция «Радиолокация и радиосвязь»: труды конф. - Москва Москва: ИРЭ РАН, 2020. С. 187–192.

7. Саворский В.П., Кутуза Б.Г., Аквилонова А.Б., Кибардина И.Н., Панова О.Ю., Данилычев М.В., Широков С.В. Повышение эффективности восстановления температурно–влажностных профилей облачной атмосферы по данным спутниковых сверхвысокочастотных спектрометров // Радиотехника и электроника. 2020. Т.65, №7. С. 658–666. DOI: 10.31857/S0033849420070104.

8. Васильев В.С., Панова О.Ю., Саворский В.П. Информационная инфраструктура, обеспечивающая виртуальную интеграцию спутникового СВЧ–радиометрического зондирования // Известия Вузов. Радиофизика. 2021. № 8-9. С. 698-711. DOI: 10.52452/00213462_2021_64_08_698.

9. Гайфулин Д.Р., Цырульников М.Д., Успенский А.Б., Крамчанинова Е.К., Успенский С.А., Свиренко П.И., Горбунов М. Е. Использование информации спутникового микроволнового радиометра МТВЗА–ГЯ в системе усвоения данных Гидрометцентра России // Метеорология и гидрология. 2017. №9. С. 36-47.

10. Митник Л.М., Митник М.Л., Заболотских Е.В. Спутник Японии GCOM–W1: моделирование, калибровка и первые результаты восстановления параметров океана и атмосферы // Современные проблемы дистанционного зондирования Земли из космоса. 2013. Т.10, №3. С. 135–141.

АНАЛИЗ ВЛИЯНИЯ МУЛЬТИПЛИКАТИВНЫХ ПОМЕХ НА ИНТЕРВАЛЫ РАЗРЕШЕНИЯ СИГНАЛОВ ПО ВРЕМЕНИ И ПО ЧАСТОТЕ

Артюшенко В.М.¹, Воловач В.И.²

¹ГБОУ ВО МО «Технологический университет»

artuschenko@mail.ru

²ФГБОУ ВО «Поволжский государственный университет сервиса»

volovach.vi@mail.ru

Рассмотрены вопросы, связанные с оценкой влияния квазидетерминированных и флуктуационных мультипликативных помех на разрешающую способность систем обработки радиосигналов по задержке и частоте на основе критерия Вудворта для узкополосных и широкополосных сигналов. Задача разрешения при обнаружении или измерении параметров сигнала может рассматриваться как только для полезных сигналов, так и при наличии мешающих сигналов. Отмечается, что воздействие на сигнал мультипликативных помех практически всегда приводит к возникновению задачи разрешения. Показано, что при воздействии значительных широкополосных мультипликативных помех интервал разрешения по времени определяется только огибающей сигнала и не зависит от его фазовой структуры. В частности, для сигналов с прямоугольной и колоколообразной огибающей он равен эквивалентной длительности сигнала. Учет влияния мультипликативных помех на разрешение сигналов приводит к увеличению эффективности радиосистем, например, при обнаружении объектов.

Введение

Для широкого класса радиосистем наряду с первичными характеристиками, определяющими качество их работы, такими как вероятность обнаружения сигнала и точность измерения его параметров, являются показатели, определяющие возможности отдельно обнаруживать или измерять параметры сигналов, отклики которых на выходе приемного устройства системы оказываются близко расположенными. Задача разрешения отдельного наблюдения или измерения параметров сигналов возникает, например, в радиолокации при наблюдении двух или нескольких близко расположенных целей. В этом случае сигналы всех целей являются полезными. При работе других радиосистем может возникнуть задача разрешения нескольких сигналов, один из которых является полезным, а другие мешающими. Мешающие сигналы могут создаваться другими однотипными радиосредствами и системами, работающими в непосредственной близости от рассматриваемой радиосистемы.

Заметим, что во многих случаях, когда в отсутствие мультипликативных (модулирующих) помех (МП) не возникают задачи разрешения, так как взаимное влияние сигналов друг на друга и на работу системы по каждому сигналу в отдельности несущественно, при наличии МП такое взаимное влияние может оказаться весьма заметным, например [1]. Это связано с тем, что в сигналах, искаженных МП, появляется помеховая составляющая, которая может создавать выходной эффект приемника при тех значениях параметров сигнала (время прихода, смещение частоты), при которых в отсутствие МП выходной эффект пренебрежительно мал.

Влияние МП на разрешающую способность систем линейная часть приемного устройства, которых включает фильтр, согласованный с неискаженным сигналом, обусловлено также снижением мощности выходного сигнала по отношению к мощности аддитивных помех (АП).

Простейший критерий количественной оценки разрешающей способности был введен Релеем применительно к задачам теории оптических приборов. Впервые применительно к радиосигналам релеевский критерий разрешающей способности был рассмотрен Ф. Вудвордом [2].

Форма сигнала на выходе приемного устройства, оптимального при приеме неискаженного сигнала на фоне белого шума, по параметру l определяется функцией автокорреляции сигнала по этому параметру $\rho(l)$. Поэтому релеевская характеристика разрешающей способности совпадает с шириной главного пика модуля функции автокорреляции. Часто интервал разрешения определяют по ширине квадрата модуля функции автокорреляции. Практически оба способа определения интервала разрешения эквивалентны.

В качестве меры интервала разрешения мы будем использовать ширину квадрата модуля функции автокорреляции. Количественно ширина главного пика квадрата модуля функции автокорреляции,

интервал разрешения l_p , может оцениваться различным способом, например по некоторому, определенным образом заданному уровню или по ширине эквивалентного по площади прямоугольника. Наибольшее распространение нашел второй метод оценки как в связи с простотой определения, так и в связи с однозначностью получаемых количественных результатов [3]. При наличии флуктуационных МП выходной сигнал приемного устройства представляет собой реализацию нестационарного случайного процесса. Следовательно, интервал разрешения может быть определен лишь в статистическом смысле, например, эквивалентная ширина функции, описывающая зависимость средней мощности выходного сигнала приемника от параметра l .

Критерий Вудворда

При оценке разрешающей способности он является в определенной мере условным и имеет смысл лишь применительно к разрешению сигналов одинаковой интенсивности. При выделении слабого сигнала на фоне сильного необходимо учитывать поведение функции автокорреляции сигнала $\rho(l)$ при всех значениях интервала Δl между сигналами, а не только в окрестностях главного пика функции автокорреляции $\Delta l \leq L$, где L – полная протяженность сигнала по параметру l . Это обстоятельство становится особенно важным при наличии МП. За счет воздействия МП выходной сигнал приемного устройства уменьшается, а относительный уровень мощности сигнала за пределами его главного максимума возрастает. Поэтому при наличии МП увеличивается взаимное влияние сигналов за пределами главного максимума автокорреляционной функции искаженного сигнала. Помимо этого, критерию Вудворда присущ еще один недостаток. Он заключается в том, что этот критерий не позволяет учесть влияние АП на характеристики разрешения.

При использовании критерия Вудворда для количественной оценки разрешающей способности при наличии МП возникают дополнительные ограничения, связанные со спецификой данной задачи – наличием в сигнале, искаженном МП, двух составляющих. Отклик, создаваемый неискаженной частью сигнала, имеет ту же ширину по параметру разрешения, что и отклик приемного устройства на неискаженный сигнал. Ширина отклика, создаваемого помеховой составляющей, может быть существенно больше. В тех случаях, когда распределение полной мощности сигнала, искаженного МП, на выходе линейной части приемного устройства по параметру l , суммы мощности неискаженной части и помеховой составляющей сигнала, не имеет резкого «выброса» в окрестностях точек, где располагаются неискаженные сигналы, использование критерия Вудворда для оценки влияния МП на характеристики разрешения не встречает затруднений. Это имеет место при следующих предположениях относительно энергетических характеристик сигнала на выходе линейной части приемного устройства:

- мощность неискаженной части сигнала мала по сравнению с мощностью помеховой составляющей $\sigma^2(l)$ в точке, где неискаженная часть достигает максимума;
- функция $\sigma^2(l)$ является достаточно гладкой и выпуклой на интервале не меньшем, чем эквивалентная ширина этой функции.

В тех случаях, когда одно или оба из сформулированных условий не выполняются, применение критерия Вудворда может дать ошибочные результаты.

Рассмотрим влияние квазидетерминированных и флуктуационных МП на разрешающую способность систем обработки радиосигналов по задержке τ и частоте ω на основе критерия Вудворда.

Оценка влияния МП на разрешающую способность по критерию Вудворда

В отсутствие МП интервалы разрешения по задержке и частоте, соответственно, могут быть найдены, исходя из выражений

$$\tau_{r,0} = \int_{-\infty}^{\infty} |\dot{\rho}(\tau, 0)|^2 d\tau; \quad \omega_{r,0} = \int_{-\infty}^{\infty} |\dot{\rho}(0, \omega)|^2 d\omega, \quad (1), (2)$$

где $\dot{\rho}(\tau, \Omega)$ – автокорреляционная функция сигнала.

Выражения (1) и (2) определяют интервалы разрешения как ширину прямоугольника единичной высоты, эквивалентного по площади функции $|\dot{\rho}(\tau, 0)|^2 (|\dot{\rho}(0, \omega)|^2)$.

При наличии МП, квазидетерминированных или флуктуационных, имеет смысл говорить лишь о средних по ансамблю значениях величин, входящих в выражения (1) и (2).

Заметим, что при наличии МП использование критерия Вудворда возможно лишь в тех случаях, когда уровень мощности неискаженной части сигнала мал по сравнению с мощностью помеховой составляющей сигнала при том значении параметра τ или ω , при котором неискаженная часть сигнала достигает максимума, а функция $\sigma_s^2(\tau, \omega)$, описывающая распределение мощности помеховой составляющей на плоскости τ, ω , является гладкой. При этом неискаженной частью сигнала можно пренебречь, а интервалы разрешения определять как эквивалентную ширину области, занимаемой помеховой составляющей. Тогда по аналогии с (1) и (2) запишем соотношения для определения интервалов разрешения по задержке и частоте, соответственно, при наличии МП:

$$\tau_{r.m} = \frac{1}{\sigma_s^2(0,0)} \int_{-\infty}^{\infty} \sigma_s^2(\tau, 0) d\tau; \quad \omega_{r.m} = \frac{1}{\sigma_s^2(0,0)} \int_{-\infty}^{\infty} \sigma_s^2(0, \omega) d\omega, \quad (3)$$

где $\sigma_s^2(\tau, \omega)$ – дисперсия помеховой составляющей сигнала на выходе линейной части приемного устройства.

В выражении (3) предполагается, что функция $\sigma_s^2(\tau, \omega)$ имеет единственный максимум, совпадающий по обеим координатам с максимумом функции $|\dot{\rho}(\tau, \omega)|^2$. Последнее условие, очевидно, выполняется, если энергетический спектр функции помеховой модуляции $\dot{M}(t)$ симметричен относительно нуля. $\dot{M}(t) = \eta(t) \exp\{i\varphi(t)\}$ – функция помеховой модуляции (ФПМ), полностью характеризующая паразитную модуляцию сигнала; $\eta(t) = \eta_0 [1 + \xi(t)] \geq 0$ – безразмерный множитель, характеризующий изменения огибающей сигнала, вызванные МП (амплитудные искажения); η_0 – математическое ожидание $\eta(t)$; $\eta(t)$ – стационарный случайный процесс с нулевым средним, $[1 + \xi(t)] \geq 0$; $\varphi(t)$ – изменения фазы сигнала, вызванные МП (фазовые искажения). Заметим, что корреляционная функция $\dot{M}(t)$ – действительная функция.

При весьма узкополосных МП, когда имеет место предельное соотношение

$$\sigma_s^2(\tau, \Omega) = 0,5C^2E^2(\bar{\eta}^2 - \alpha_0^2)|\dot{\rho}(\tau, \Omega)|^2,$$

как и следовало ожидать, (3) переходит в (1) и (2). Здесь $\Omega = \omega_s - \omega_0$ – расстройка неискаженного флуктуационной МП сигнала $u(t)$ с несущей частотой ω_s по отношению к частоте настройки фильтра ω_0 ; C – постоянный коэффициент, зависящий от коэффициента передачи фильтра; E – энергия сигнала; α_0 – коэффициент, характеризующий часть сигнала неискаженного флуктуационной МП. Прямая черта сверху означает усреднение по множеству.

Выразим интервалы разрешения сигналов, искаженных МП, по времени прихода и частоте (3) непосредственно через характеристики входных сигналов и характеристики ФМП.

Интервалы разрешения по частоте

В соответствии с (3) для определения интервалов по частоте необходимо рассмотреть интеграл

$$I_1 = \int_{-\infty}^{\infty} \sigma_s^2(0, \omega) d\omega.$$

Учитывая общее выражение для дисперсии флуктуаций сигнала, искаженного флуктуационной МП, на выходе линейной части приемного устройства, согласованного с неискаженным сигналом, для I_1 получим

$$I_1 = \frac{C^2E^2}{4\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} G_V(\Omega) |\dot{\rho}(0, \omega + \Omega)|^2 d\Omega d\omega,$$

где $G_V(\Omega)$ – энергетический спектр флуктуаций ФПМ.

Поскольку, по определению $\int_{-\infty}^{\infty} |\dot{\rho}(0, \omega + \Omega)|^2 d\omega = \int_{-\infty}^{\infty} |\dot{\rho}(0, x)|^2 dx = \omega_{r,0}$, то при условии, что МП не изменяют средней мощности сигнала ($\overline{\eta^2(t)} = 1$) и с учетом выражения [3]:

$$G_V(0) = \frac{2\pi(1-\alpha_0^2)}{\Delta\Omega_m},$$

где $\Delta\Omega_m$ – эквивалентная ширина спектра флуктуаций ФПМ, имеем

$$I_1 = \frac{C^2 E^2}{4\pi} (1-\alpha_0^2) \omega_{r,0}.$$

При этом для интервала разрешения сигналов по частоте при наличии МП $\omega_{r,m}$ получаем:

$$\omega_{r,m} = \frac{\omega_{r,0}(1-\alpha_0^2)}{2\delta_1^2(0,0)}, \quad (4)$$

где

$$\delta_1^2(\tau, \Omega) = \frac{\sigma_s^2(\tau, \Omega)}{C^2 E^2} \quad (5)$$

– нормированная дисперсия помеховой составляющей сигнала, определяемая выражением

$$\delta_1^2(\tau, \Omega) = \frac{1}{4\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} G_V(\omega) |\dot{\rho}(\tau, \Omega + \omega)|^2 d\omega.$$

Величина $\delta_1^2(0,0)$ может быть просто выражена через характеристики ФПМ и огибающей сигнала при медленных и быстрых МП. В случае медленных МП, имеем [4]

$$\delta_1^2(0,0) = \text{Re} \left\{ a_0(0,0) \dot{B}_V(0) + a_1(0,0) \dot{B}_V'(0) + \frac{1}{2} a_2(0,0) \dot{B}_V''(0) \right\}, \quad (6)$$

где $\dot{B}_V'(\tau)$ – производные корреляционной функции флуктуаций ФПМ.

Полагая корреляционную функцию флуктуаций ФПМ $\dot{B}_V'(\tau)$ действительной функцией, искажения амплитуды и фазы принимаемого сигнала независимы, при принятой нормировке полной мощности сигнала, искаженного МП ($|\dot{M}(t)|^2 = 1$), имеем

$$\dot{B}_V(0) = 1 - \alpha_0^2; \quad \dot{B}_V''(0) = -(1 - \alpha_0^2) \overline{\Delta\Omega_m^2}; \quad \omega_{r,m} \approx \frac{\omega_{r,0}}{1 - \Delta\Omega_m^2 t^2}, \quad (7)$$

где $\Delta\Omega_m^2 = \int_{-\infty}^{\infty} \Omega^2 G_V(\Omega) d\Omega / \int_{-\infty}^{\infty} G_V(\Omega) d\Omega$ – среднеквадратическая ширина спектра ФПМ.

В случае быстрых МП в выражении

$$\delta_1^2(0,0) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} G_V(\Omega) |\dot{\rho}(0, \Omega)|^2 d\Omega, \quad (8)$$

входящем в общую формулу для $\omega_{r,m}$ (4), функция $G_V(\Omega)$ изменяется гораздо медленнее, чем $|\dot{\rho}(0, \Omega)|^2$.

Разлагая $G_V(\Omega)$ в ряд Тейлора в окрестностях точки $\Omega = 0$ и ограничиваясь тремя членами разложения, получим для случая, когда $G_V(\Omega) = G_V(-\Omega) [G_V'(0) = 0]$:

$$\omega_{r,m} \approx \frac{\Delta\Omega_m}{1 + 0,5\omega_{r,0}^2 G_V''(0)}, \quad (9)$$

где $\overline{\omega_{r,0}^2} = \int_{-\infty}^{\infty} \omega^2 |\dot{\rho}(0, \omega)|^2 d\omega / \int_{-\infty}^{\infty} |\dot{\rho}(0, \omega)|^2 d\omega$; $G_{V,0}(\Omega) = (G_V(0))^{-1} G_V(\Omega)$.

По мере увеличения ширины спектра ФПМ $\Delta\Omega_m$ функция $G_{V,0}''(0)$ монотонно убывает, если

$G_V(\Omega)$ – гладкая выпуклая функция. При этом, как видно из (9), интервал разрешения $\omega_{r,m}$ стремится к $\Delta\Omega_m$, и разрешающая способность по частоте определяется шириной спектра ФПМ.

Заметим, что выражение (9) позволяет в общем виде оценить пределы справедливости такого вывода – установить значение $\Delta\Omega_m$, при котором $\omega_{r,m} \approx \Delta\Omega_m$.

Интервалы разрешения по времени

При определении интервалов разрешения по времени в соответствии с (3) и выражением

$$\sigma_s^2(\tau, \Omega) = \frac{C^2 E^2}{4\pi} \int_{-\infty}^{\infty} G_V(\omega) |\dot{\rho}(\tau, \Omega + \omega)|^2 d\omega = C^2 E^2 \delta_1^2(\tau, \Omega),$$

где $\delta_1^2(\tau, \Omega) = \frac{1}{4\pi} \int_{-\infty}^{\infty} G_V(\omega) |\dot{\rho}(\tau, \Omega + \omega)|^2 d\omega$ – нормированная дисперсия,

необходимо рассмотреть интеграл $I_2 = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} G_V(\Omega) |\dot{\rho}(\tau, \Omega)|^2 d\Omega d\omega$.

Представляя $|\dot{\rho}(\tau, \Omega)|^2$ в виде двойного интеграла от комплексных огибающих сигнала по t_1 и t_2 , проведя последовательно интегрирование по τ и Ω , а затем после замены переменных $t_1 = t$, $t_1 - t_2 = x$, интегрируя по t , получим выражение для I_2 в виде однократного интеграла:

$$I_2 = \int_{-\infty}^{\infty} B_V(x) |\dot{\rho}(x, 0)|^2 dx. \quad (10)$$

Подстановка (10) в (3) дает искомое выражение интеграла разрешения по времени при наличии МП

$$\tau_{r,m} = \int_{-\infty}^{\infty} B_V(\tau) |\dot{\rho}(\tau, 0)|^2 d\tau / 2\delta_1^2(0, 0), \quad (11)$$

где $\delta_1^2(0, 0)$ определяется выражением (5).

Произведем оценку влияния МП на интервалы разрешения по времени для сигналов, у которых $|\dot{\rho}(\tau, \Omega)| = p(\tau)r(\Omega)$, где $p(\tau)$ – плотность вероятности случайной величины τ ; $r(\Omega)$ – коэффициент корреляции Ω . Для сигналов такого типа $I_2 = 2\tau_{r,0}\delta_1^2(0, 0)$. Подставляя приведенное выражение в (3), нетрудно убедиться, что $\tau_{r,m} = \tau_{r,0}$, то есть МП не влияют на интервалы разрешения по времени при использовании сигналов, функция автокорреляции которых может быть представлена в виде $|\dot{\rho}(\tau, \Omega)| = p(\tau)r(\Omega)$. Такой функцией автокорреляции обладают, в частности, колокольные импульсные сигналы с постоянной частотой заполнения, а также с некоторым приближением импульсные сигналы с прямоугольной огибающей и постоянной частотой заполнения, сигналы с шумовой модуляцией и фазово-кодовой манипуляцией при больших значениях произведения ширины спектра на длительность сигнала [5, 6].

При медленных МП корреляционную функцию $B_V(\tau)$, входящую в (11), можно представить рядом Тейлора в окрестностях точки $\tau = 0$ и ограничить первыми членами разложения, поскольку она изменяется медленнее, чем $|\dot{\rho}(\tau, 0)|^2$. Тогда с учетом (7) и (8) получим:

$$\tau_{r,m} \approx \tau_{r,0} \frac{1 - 0,5\Delta\Omega_m^2 \overline{\tau_{r,0}^2}}{1 - \Delta\Omega_m^2 \overline{t^2}}, \quad (12)$$

где $\overline{\tau_{r,0}^2} = \int_{-\infty}^{\infty} \tau^2 |\dot{\rho}(\tau, 0)|^2 d\tau / \int_{-\infty}^{\infty} |\dot{\rho}(\tau, 0)|^2 d\tau = \frac{1}{\tau_{p,0}} \int_{-\infty}^{\infty} \tau^2 |\dot{\rho}(\tau, 0)|^2 d\tau$.

В случае быстрых МП путем разложения в ряд Тейлора функции автокорреляции сигнала $\dot{\rho}(\tau, 0)$, которая изменяется гораздо медленнее, чем $B_V(\tau)$, из (11) с учетом (9) получим следующее приближенное выражение для интервала разрешения:

$$\tau_{r.m} \approx \frac{2\pi}{\omega_{r.0}} \frac{1 - \overline{\tau_{k.V}^2} \Omega^2}{1 - 0,5 \omega_{r.0}^2 \overline{\tau_{k.V}^2}},$$

где $\overline{\tau_{k.V}^2} = \int_{-\infty}^{\infty} \tau^2 B_V(\tau) d\tau / \int_{-\infty}^{\infty} B_V(\tau) d\tau$ – среднеквадратический интервал корреляции ФПМ;

$\overline{\Omega}^2$ – среднеквадратическая ширина спектра сигнала.

При уменьшении интервала корреляции ФПМ и при увеличении ширины ее энергетического спектра величина $\overline{\tau_{k.V}^2}$, как можно показать, монотонно стремится к нулю. В этом случае предельное значение интервала разрешения, при $\overline{\tau_{k.V}^2} \rightarrow 0$, определяется соотношением:

$$\tau_{r.m} \approx \frac{2\pi}{\omega_{r.0}}. \quad (13)$$

В соответствии с (2)

$$\omega_{r.0} = \int_{-\infty}^{\infty} |\dot{\rho}(0, \omega)|^2 d\omega = \frac{1}{4E^2} \iiint_{-\infty}^{\infty} U^2(t_1) U^2(t_2) \exp\{j\omega(t_1 - t_2)\} dt_1 dt_2 d\omega, \quad (14)$$

где $U(t)$ – огибающая сигнала.

Учитывая, что $\int_{-\infty}^{\infty} \exp\{j\omega(t_1 - t_2)\} d\omega = 2\pi\delta(t_1 - t_2)$, из (13) и (14) получим

$$\tau_{r.m} \approx \frac{4E^2}{\int_{-\infty}^{\infty} U^4(t) dt}.$$

Для сигналов с прямоугольными огибающими длительностью T : $2E = U^2 T$ и $\tau_{r.m} = T$. При колоколообразной огибающей сигнала $[U(t) = \exp\{-\pi t^2/T^2\}]$, предельное значение интервала разрешения $\tau_{r.m}$ также определяется длительностью сигнала T .

Таким образом, при очень широкополосных МП интервал разрешения по времени определяется только огибающей сигнала и не зависит от его фазовой структуры. Для сигналов с прямоугольной и колоколообразной огибающей он равен эквивалентной длительности сигнала.

Выводы

Рассмотрено и проанализировано влияние квазидетерминированных и флуктуационных мультипликативных помех на интервалы разрешения по времени и частоте с использованием критерия Вудворда. Определены условия применимости названного критерия. Показано, что разрешающая способность по частоте определяется шириной спектра функции помеховой модуляции. При вычислении считалось, что спектр флуктуаций функции помеховой модуляции имеет колоколообразную форму. Показано, при для очень широкополосных сигналах интервал разрешения по времени определяется огибающей сигнала. Интервал разрешения для сигналов с прямоугольной и колоколообразной огибающей равен эквивалентной длительности сигнала.

ЛИТЕРАТУРА

1. Артюшенко В.М., Воловач В.И. Определение погрешности измерения информационных параметров сигнала под влиянием мультипликативных негауссовских помех // XIV Всероссийская научно-техническая конференция “Радиолокация и радиосвязь”: труды конф. – М.: ИРЭ РАН, 2020. – С. 8–13.
2. Бакут П.А., Большаков И.А., Герасимов Б.М. и др. Вопросы статистической теории радиолокации / под ред. Г.П. Тартаковского. Т.1 и 2. – М.: Сов. радио, 1963 и 1964.
3. Вудворд Ф.М. Теория вероятности и теория информации с применением в радиолокации. – М.: Сов. радио, 1955.

4. Artyushenko V.M., and Volovach V.I. Estimation of the Effect of Multiplicative Noise on Signal Resolution by the Woodward Criterion // 2021 Siberian Conference on Control and Communications (SIBCON). Proceedings. KFU, Russia, Kazan, 13-15 May 2021. doi: 10.1109/SIBCON50419.2021.9438941
5. Докторов А.Л. Спектры и совместная корреляционная функция модуляции сигналов с фазовой манипуляцией // Электросвязь. – М.: 1966. – № 7.
6. Хелстром К. Статистическая теория обнаружения сигналов. – М.: Изд-во Иностранной литературы, 1963.

ОЦЕНКА ВЛИЯНИЯ АДДИТИВНЫХ И МУЛЬТИПЛИКАТИВНЫХ ПОМЕХ С НИЗКИМ УРОВНЕМ НА ТОЧНОСТЬ ИЗМЕРЕНИЯ ИНФОРМАЦИОННЫХ ПАРАМЕТРОВ СИГНАЛА

Артюшенко В.М.¹, Воловач В.И.²

¹ГБОУ ВО МО «Технологический университет»

artuschenko@mail.ru

²ФГБОУ ВО «Поволжский государственный университет сервиса»

volovach.vi@mail.ru

Произведена оценка влияния флуктуационных стационарных мультипликативных помех с низким уровнем, воздействующих одновременно с аддитивными помехами, на точность измерения неэнергетических информационных параметров сигнала. Показано, что степень влияния мультипликативных помех на точность измерения частоты полностью определяется спектром квадрата огибающей сигнала и спектральными характеристиками функции помеховой модуляции. Проанализировано влияние на информационные параметры сигнала медленных и быстрых мультипликативных помех. Отмечается, что ошибки измерения времени прихода сигнала, обусловленные наличием мультипликативных помех, зависят как от огибающей сигнала, так и от его фазовой структуры. Показано, что мультипликативная помеха низкого уровня оказывает более сильное влияние на точность измерения времени прихода, чем на точность измерения частоты полезного сигнала.

Введение

В [1] авторами было достаточно глубоко осуществлено исследование влияния флуктуационных стационарных мультипликативных (модулирующих) помех (МП) при одновременном воздействии на сигнал аддитивных помех (АП) на точность измерения его неэнергетических параметров. Предполагается, что и мультипликативная, и аддитивная помехи имеют низкий уровень. Воспользуемся полученными ранее подходами, выражениями и выводами для решения основной задачи настоящей работы – определения точности измерения частоты и времени прихода полезного сигнала. К частным задачам исследования можно отнести количественную оценку влияния мультипликативной и аддитивной помех на точность измерения параметров полезного сигнала при малых чисто фазовых искажениях этого сигнала и частотно-модулированного радиоимпульса.

Точность измерения частоты полезного сигнала

При измерении частоты ω имеем

$$W(\omega, \Omega) \exp\{j\beta(\omega, \Omega)\} = \frac{1}{2} \sqrt{E} \int_0^{T_{\text{н}}} U_0^2(t) \exp\{j(\omega + \Omega)t\} dt = \sqrt{E} \dot{\rho}(\omega + \Omega), \quad \omega = l - l_0.$$

В большинстве случаев огибающая сигнала $U_0(t)$ – функция четная. Тогда, при соответствующем выборе начала отсчета

$$\beta(\omega) = \beta(\omega, \Omega) = 0$$

при условии, что сигнал полностью лежит внутри интервала наблюдения

$$\left. \frac{d^2}{d\omega^2} W(\omega) \right|_{\omega=0} = -\frac{\sqrt{E}}{2} \int_{-\infty}^{\infty} t^2 U_0^2(t) dt = -\bar{t}^2 \sqrt{E}, \quad (1)$$

где \bar{t}^2 – среднеквадратическая длительность полезного сигнала [2].

Определим входящую в выражение для дисперсии оценки параметров функцию

$$\left. \frac{d}{d\omega} W(\omega, \Omega) \right|_{\omega=0} = \frac{1}{2} \sqrt{E} \frac{d}{d\omega} \left[\int_{-\infty}^{\infty} U_0^2(t) \cos(\omega + \Omega)t dt \right]_{\omega=0} = \sqrt{E} G'_{\text{ор}}(\Omega), \quad (2)$$

где $G_{\text{ор}}(\Omega) = \frac{1}{2E} \int_{-\infty}^{\infty} U^2(t) \cos \omega t dt$ – нормированный спектр квадрата огибающей неискаженного сигнала $[G_{\text{ор}}(\Omega) = |\dot{\rho}(0, \omega)|]$, $G'_{\text{ор}}(\Omega)$ – производная $G_{\text{ор}}(\Omega)$ по ω .

Поскольку в рассматриваемом случае $\beta(\omega) = \beta(\omega, \Omega) = 0$ дисперсия ошибок измерения частоты, обусловленных МП, определяется выражением (20) [1].

С учетом выражений (13), (28), (29) [1] полная дисперсия ошибок измерения частоты равна

$$\sigma_{\omega}^2 = \frac{1}{\alpha_0^2 q^2 \bar{t}^2} \left\{ 1 + \frac{q^2}{4\pi \bar{t}^2} \int_{-\infty}^{\infty} [G'_{\text{ор}}(\Omega)]^2 [G_V(\Omega) + G_D(\Omega)] d\Omega \right\}. \quad (3)$$

Из выражения (3) следует, что степень влияния МП на точность измерения частоты полностью определяется спектром квадрата огибающей сигнала и спектральными характеристиками функции помеховой модуляции (ФПМ). Это влияние тем больше, чем ниже уровень АП, то есть чем больше величина q^2 .

Выражение (3) может быть существенно упрощено в двух предельных случаях – при медленных и быстрых МП. В случае медленных МП входящая в (3) функция $G'_{\text{ор}}(\Omega)$ изменяется значительно медленнее, чем функции $G_V(\Omega)$ и $G_D(\Omega)$, поэтому в области, где $G_V(\Omega)$ и $G_D(\Omega)$ существенно отличаются от нуля, функцию $G'_{\text{ор}}(\Omega)$ можно представить тремя первыми членами разложения в ряд Тейлора [3]. Учитывая при этом, что для сигналов с четными огибающими $G'_{\text{ор}}(0) = 0$, получим:

$$[G'_{\text{ор}}(\Omega)]^2 \approx \Omega^2 [G''_{\text{ор}}(0)]^2. \quad (4)$$

С учетом (1) и (2) $[G''_{\text{ор}}(0)]^2 = (\bar{t}^2)^2$.

Подставляя (4) в (3), имеем

$$\sigma_{\omega}^2 = \frac{1}{\alpha_0^2 q^2 \bar{t}^2} + \sigma_{\omega}^2 = \frac{1}{\alpha_0^2 4\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \Omega^2 [G_V(\Omega) + G_D(\Omega)] d\Omega = \frac{1}{\alpha_0^2 q^2 \bar{t}^2} - \frac{1}{2\alpha_0^2} [B''_V(0) + D''_V(0)],$$

где $B''_V(0) = -\frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \Omega^2 G_V(\Omega) d\Omega$ – вторая производная от функции корреляции флуктуаций ФПМ при $\tau = 0$. Аналогичным образом определяется $D''_V(0)$.

В случае быстрой МП спектральные плотности $G_V(\Omega)$ и $G_D(\Omega)$ в области, где $[G''_{\text{ор}}(0)]^2$ существенно отличается от нуля, можно считать постоянными и равными $G_V(0)$, $G_D(0)$ соответственно. Тогда

$$\sigma_{\omega}^2 = \frac{1}{\alpha_0^2 q^2 \bar{t}^2} \left\{ 1 + \frac{q^2}{4\pi \bar{t}^2} [G_V(0) + G_D(0)] \int_{-\infty}^{\infty} [G'_{\text{ор}}(\Omega)]^2 d\Omega \right\}. \quad (5)$$

Рассмотрим подробнее интеграл, входящий в выражение (5). С учетом (2) имеем

$$\int_{-\infty}^{\infty} [G'_{\text{ор}}(\Omega)]^2 d\Omega = \frac{1}{4} \frac{\partial}{\partial \omega_1} \frac{\partial}{\partial \omega_2} \int \int_{-\infty}^{\infty} U_0^2(t_1) U_0^2(t_2) \int_{-\infty}^{\infty} \text{Re} \{ \exp j[(\omega_1 - \Omega)t_1 + (\omega_2 - \Omega)t_2] + \exp j[(\omega_1 - \Omega)t_1 + (\omega_2 - \Omega)t_2] \} dt_1 dt_2 d\Omega.$$

Произведя интегрирование по Ω и учитывая известное соотношение для функции $\frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \exp \{ j\omega\tau \} d\omega = \delta(\tau)$ после интегрирования по dt_2 , получим

$$\int_{-\infty}^{\infty} [G'_{\text{ор}}(\Omega)]^2 d\Omega = \frac{\pi}{2} \frac{\partial}{\partial \omega_1} \frac{\partial}{\partial \omega_2} \text{Re} \left\{ \int_{-\infty}^{\infty} [U_0^4(t) + U_0^2(t) U_0^2(-t)] \exp \{ jt(\omega_1 - \omega_2) \} dt \right\}.$$

Для сигналов с четными огибающими при соответствующем выборе начала отсчета $U_0(t) = U_0(-t)$, тогда

$$\int_{-\infty}^{\infty} [G'_{\text{ор}}(\Omega)]^2 d\Omega = \pi \int_{-\infty}^{\infty} t^2 U_0^4(t) dt.$$

При прямоугольной огибающей сигнала длительностью T амплитуда опорного сигнала $U_0(t)$ равна $\sqrt{2/T}$. Она определяется из равенства $0,5 \int_{-T/2}^{T/2} U_0^2(t) dt$. В этом случае

$$\int_{-\infty}^{\infty} t^2 U_0^4(t) dt = \frac{2}{T} \int_{-\infty}^{\infty} t^2 U_0^2(t) dt = \frac{4}{T} \bar{t}^2 \text{ и выражение для дисперсии ошибок измерения частоты (5)}$$

приобретает вид

$$\sigma_{\omega}^2 \approx \frac{1}{\alpha_0^2 q^2 \bar{t}^2} \left\{ 1 + \frac{q^2}{T} [G_V(0) + G_D(0)] \right\}.$$

Точность измерения времени прихода

При измерении времени прихода τ ($\tau = l - l_0$) имеем

$$W(\tau, \Omega) \exp\{j\beta(\tau, \Omega)\} = \frac{\sqrt{E}}{2} \int_{-\infty}^{\infty} \dot{U}_0(t) U_0^*(t - \tau) \exp\{j\Omega t\} dt,$$

где $\dot{U}_0(t) = U_0(t) \exp\{j\Phi(t)\}$ – комплексная огибающая опорного сигнала приемного устройства, оптимального при измерении параметра на фоне белого шума [4].

Найдем характеристики функции $W(\tau, \Omega)$, $\beta(\tau, \Omega)$, входящие в общее выражение для дисперсии ошибок измерения параметра

$$\frac{d^2}{d\tau^2} W(\tau) \Big|_{\tau=0} = -\sqrt{E} \Omega^2; \quad W(0, \Omega) = \frac{\sqrt{E}}{2} \int_{-\infty}^{\infty} U_0^2(t) \cos \Omega t dt = \sqrt{E} G_{or}(\Omega),$$

где $\Omega^2 = \frac{1}{2E} \int_{-\infty}^{\infty} \Omega^2 |F_c(\Omega)|^2 d\Omega$ – среднеквадратическая ширина спектра зондирующего сигнала $F_c(\Omega)$ [2].

Определим далее $\frac{d}{d\tau} W(\tau) \Big|_{\tau=0}$. Имеем

$$W(\tau, \Omega) = \frac{\sqrt{E}}{2} \sqrt{A+B}; \quad A = \left[\operatorname{Re} \left\{ \int_{-\infty}^{\infty} \dot{U}_0(t) U_0^*(t - \tau) \exp\{j\Omega t\} dt \right\} \right]^2;$$

$$B = \left[\operatorname{Im} \left\{ \int_{-\infty}^{\infty} \dot{U}_0(t) U_0^*(t - \tau) \exp\{j\Omega t\} dt \right\} \right]^2; \quad \frac{d}{d\tau} W(\tau) \Big|_{\tau=0} = -\sqrt{E} \frac{\operatorname{Re}\{\dots\} \frac{d}{d\tau} \operatorname{Re}\{\dots\} + \operatorname{Im}\{\dots\} \frac{d}{d\tau} \operatorname{Im}\{\dots\}}{2\sqrt{[\operatorname{Re}\{\dots\}]^2 + [\operatorname{Im}\{\dots\}]^2}} \Big|_{\tau=0}.$$

Для сигналов с четной огибающей при условии, что они целиком лежат внутри интервала наблюдения, и соответствующем выборе начала отсчета

$$\frac{d}{d\tau} \operatorname{Re}\{\dots\} \Big|_{\tau=0} = \int_{-\infty}^{\infty} U_0^2(t) \Phi'(t) \sin \Omega t dt; \quad \operatorname{Im}\{\dots\} \Big|_{\tau=0} = 0. \quad (6)$$

С учетом (6) имеем

$$\frac{d}{d\tau} W(\tau) \Big|_{\tau=0} = \frac{\sqrt{E}}{2} \int_{-\infty}^{\infty} U_0^2(t) \Phi'(t) \sin \Omega t dt = \sqrt{E} \gamma(\Omega). \quad (7)$$

В [5] указывается, что для сигналов с четной функцией $\Phi(t)$ справедливо соотношение $\beta(\tau, \Omega) = \pi\Omega/2$.

Дисперсия ошибок измерения времени прихода, обусловленных МП, для таких сигналов определяется из выражения (22) [1], а полная ошибка измерения времени прихода равна

$$\sigma_{\tau}^2 = \frac{1}{\alpha_0^2 q^2 \Omega^2} \left\{ 1 + \frac{q^2}{4\pi\Omega^2} \int_{-\infty}^{\infty} G_V(0) \left[\frac{\Omega^2}{4} G_{or}^2(\Omega) + \gamma^2(\Omega) \right] d\Omega - \right. \\ \left. - \frac{q^2}{4\pi\Omega^2} \int_{-\infty}^{\infty} G_D(0) \left[\frac{\Omega^2}{4} G_{or}^2(\Omega) - \gamma^2(\Omega) \right] d\Omega \right\}. \quad (8)$$

Из (8) видно, что составляющая дисперсии ошибок измерения времени прихода сигнала, обусловленная наличием МП, зависит как от огибающей сигнала, через функцию $G_{ор}(\Omega)$, так и от его фазовой структуры, через функцию $\gamma(\Omega)$.

Для немодулированных импульсных сигналов, у которых $\Phi(t) = 0$ и $\gamma(\Omega) = 0$, из (8) имеем

$$\sigma_{\tau}^2 = \frac{1}{\alpha_0^2 q^2 \bar{\Omega}^2} \left\{ 1 + \frac{q^2}{16\pi \bar{\Omega}^2} \int_{-\infty}^{\infty} \Omega^2 G_{ор}^2(\Omega) [G_v(\Omega) - G_D(\Omega)] d\Omega \right\}. \quad (9)$$

Сравнение последнего выражения с (3) показывает, что спектральные характеристики МП $G_v(\Omega)$ и $G_D(\Omega)$ входят в эти формулы в виде разности и суммы соответственно.

Анализ, который нетрудно провести показывает, что при нормально распределенных амплитудно-фазовых искажений и нормальных чисто фазовых искажениях функция $G_D(\Omega)$ меньше нуля.

С учетом сказанного из сравнения (3) с последним соотношением можно сделать вывод о более сильном влиянии МП низкого уровня на точность измерения времени прихода, чем на точность измерения частоты.

По-видимому, это связано с тем, что при низком уровне флуктуационных МП сигнал, искаженный помехой, является нестационарным. При этом сигнал, искаженный стационарной флуктуационной МП, становится близким к стационарному, и структура сравниваемых нами выражений в силу того, что $G_v(\Omega) \gg G_D(\Omega)$, становится близкой, а влияние МП на точность измерения частоты и времени прихода оказывается практически одинаковым.

Преобразуем (8) для медленных и быстрых МП. При медленных МП выражения в квадратных скобках можно разложить в окрестностях точки $\Omega = 0$ в степенной ряд. Ограничимся двумя членами этого разложения. После преобразований, аналогичных преобразованиям, проведенным при определении дисперсии ошибок измерения частоты при медленных МП, получим

$$\sigma_{\tau}^2 = \frac{1}{\alpha_0^2 q^2 \bar{\Omega}^2} \left\{ 1 - \frac{q^2 B_v''(0)}{8\bar{\Omega}^2} (1 + 4[\gamma'(0)]^2) + \frac{q^2 D_v''(0)}{8\bar{\Omega}^2} (1 - 4[\gamma'(0)]^2) \right\}. \quad (10)$$

При быстрых МП полагаем спектральную плотность ФПМ постоянной на интервале, где функции $\Omega^2 G_{ор}^2(\Omega)$ и $\gamma^2(\Omega)$ существенно отличны от нуля. В этом случае в (8) появляются следующие интегралы, которые необходимо вычислить:

$$I_1 = \frac{1}{16\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \Omega^2 G_{ор}^2(\Omega) d\Omega; \quad I_2 = \frac{1}{4\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \gamma^2(\Omega) d\Omega.$$

С учетом выражения (2), определяющего функцию $G_{ор}(\Omega)$ для I_1 и I_2 имеем

$$I_1 = \frac{1}{128\pi} \operatorname{Re} \left\{ \int \int_{-\infty}^{\infty} \Omega^2 U_0^2(t_1) U_0^2(t_2) [\exp\{j\Omega(t_1 - t_2)\} + \exp\{j\Omega(t_1 + t_2)\}] dt_1 dt_2 d\Omega \right\}.$$

Принимая во внимание следующие соотношения

$$\Omega^2 \exp\{j\Omega(t_1 - t_2)\} = -\frac{d^2}{dt_1^2} \exp\{j\Omega(t_1 - t_2)\}; \quad \frac{1}{2\pi} \frac{d^2}{dt_1^2} \int_{-\infty}^{\infty} \exp\{j\Omega(t_1 - t_2)\} d\Omega = \frac{d^2}{dt_1^2} \delta(t_1 - t_2);$$

$$\int_{-\infty}^{\infty} f(t) \frac{d^2}{dt^2} \delta(t) dt = \frac{d^2}{dt^2} f(t) \Big|_{t=0},$$

для сигналов с четными огибающими получим

$$I_1 = -\frac{1}{32} \int_{-\infty}^{\infty} U_0^2(t) [U_0^2(t)]'' dt.$$

Учитывая (7), для I_2 получим

$$I_2 = \frac{1}{32\pi} \operatorname{Re} \int \int \int_{-\infty}^{\infty} U_0^2(t_1) U_0^2(t_2) \Phi'(t_1) \Phi'(t_2) \times \\ \times [\exp\{j\Omega(t_1 - t_2)\} - \exp\{j\Omega(t_1 + t_2)\}] dt_1 dt_2 d\Omega.$$

Для сигналов с четными огибающими, у которых $\Phi(t) = \Phi(-t)$ и $\Phi'(t) = -\Phi'(-t)$, из последнего выражения следует

$$I_2 = \frac{1}{8} \int_{-\infty}^{\infty} U_0^4(t) [\Phi'(t)]^2 dt.$$

Подставляя I_1 и I_2 в выражение (8), в случае быстрых МП получим следующее выражение для дисперсии ошибок измерения времени прихода:

$$\sigma_\tau^2 = \frac{1}{\alpha_0^2 q^2 \bar{\Omega}^2} \left\{ 1 + \frac{q^2 G_V(0)}{8\bar{\Omega}^2} \int_{-\infty}^{\infty} U_0^2(t) (U_0^2(t) [\Phi'(t)]^2 - \frac{1}{4} [U_0(t)]''') dt + \frac{q^2 G_D(0)}{8\bar{\Omega}^2} \times \right. \\ \left. \times \int_{-\infty}^{\infty} U_0^2(t) \left(U_0^2(t) [\Phi'(t)]^2 + \frac{1}{4} [U_0(t)]''') dt \right) \right\} \quad (11)$$

Приближенные формулы (10), (11) для дисперсии ошибок измерения времени прихода включают простейшие характеристики МП – вторые производные корреляционных функций $B_V(\tau)$, $G_V(\tau)$ при $\tau = 0$, пропорциональные ширине спектра ФПМ, и спектральные плотности ФПМ на нулевой частоте: $G_V(0)$ и $G_D(0)$. Вместе с тем, во многих практических случаях они позволяют для каждого конкретного сигнала просто оценить степень влияния МП на точность измерения времени запаздывания.

Рассмотрим два практически важных случая: определение соответствующих точностей при малых чисто фазовых искажениях сигнала и частотно-модулированного радиоимпульса.

Количественная оценка точности измерения частоты и времени прихода при малых чисто фазовых искажениях принимаемых сигналов

Считаем, что фазовые искажения нормальным случайным процессом с нулевым средним и функцией корреляции $B_\varphi = \sigma_\varphi^2 r_\varphi(\tau)$, где $r_\varphi(\tau)$ – коэффициент корреляции.

Спектральные характеристики ФПМ $G_V(\Omega)$ и $G_D(\Omega)$ являются преобразованиями Фурье от соответствующих корреляционных функций $B_V(\tau)$, $G_V(\tau)$:

$$B_V(\tau) = \theta_2^\varphi(1, -1) - |\theta_1^\varphi(1)|^2 \approx \sigma_\varphi^2 (1 - \sigma_\varphi^2) r_\varphi(\tau) + \frac{1}{2} \sigma_\varphi^4 r_\varphi(\tau); \\ G_V(\tau) \approx -\sigma_\varphi^2 (1 - \sigma_\varphi^2) r_\varphi(\tau) + \frac{1}{2} \sigma_\varphi^4 r_\varphi(\tau); \quad \alpha_0^2 \approx 1 - \sigma_\varphi^2 + \frac{1}{2} \sigma_\varphi^4, \quad (12)$$

где $\theta_2^\varphi(1, -1)$, $\theta_1^\varphi(1)$ – соответственно, двумерная и одномерная характеристическая функция изменений фазы $\varphi(t)$; σ_φ^2 – дисперсия фазы.

Точность измерения времени прихода частотно-модулированного радиоимпульса

При измерении времени прихода частотно-модулированного (ЧМ) радиоимпульса с колоколообразной огибающей

$$\dot{U}(t) = \exp \left\{ -\frac{\pi t^2}{T^2} - j \frac{\Delta\Omega_\Delta}{2T} t^2 \right\},$$

где $T = \int_{-\infty}^{\infty} |\dot{U}(t)| dt$ – эквивалентная длительность сигнала; $\Delta\Omega_\Delta$ – девиация частоты за время T , входящие в выражение (8) функции имеют вид:

$$q^2 = \frac{T}{N_0 \sqrt{2}}; \quad \bar{\Omega}^2 = \frac{\pi(1+Q_y^2)}{T^2}; \quad G_{ор}(\Omega) = \exp\left\{-\frac{\Omega^2 T^2}{8\pi}\right\}; \quad \gamma(\Omega) = \frac{Q_y \Omega}{2} \exp\left\{-\frac{\Omega^2 T^2}{8\pi}\right\}, \quad (13)$$

где $Q_y = T\Delta\Omega_d/2\pi$ – коэффициент укорочения импульса оптимальным фильтром.

С учетом (12) дисперсия ошибок измерения времени запаздывания (8) равна

$$\sigma_{\tau, ЧМ}^2 = \frac{\sigma_{\tau, 0, ЧМ}^2}{\alpha_0^2} \left\{ 1 + \frac{q^2 T^2}{16\pi^2} \int_{-\infty}^{\infty} \Omega^2 G_V(\Omega) \exp\left\{-\frac{\Omega^2 T^2}{4\pi}\right\} d\Omega - \right. \\ \left. - \frac{q^2 T^2}{16\pi^2} \frac{1-Q_y^2}{1+Q_y^2} \int_{-\infty}^{\infty} \Omega^2 G_D(\Omega) \exp\left\{-\frac{\Omega^2 T^2}{4\pi}\right\} d\Omega \right\} = \sigma_{\tau, 0, ЧМ}^2 \eta_{\tau, м.ЧМ}, \quad (14)$$

где $\sigma_{\tau, 0, ЧМ}^2 = \frac{TN_0 \sqrt{2}}{\pi(1+Q_y^2)}$ – дисперсия ошибок измерения в отсутствии МП.

При $Q_y \gg 1$, что является типичным для реальных систем, в которых используются ЧМ сигналы, выражение (13) совпадает с точностью до постоянного множителя с выражением для дисперсии ошибок измерения частоты радиоимпульса с колоколообразной огибающей [1].

Совпадение выражений (13) и (10) с точностью до постоянного множителя при $Q_y \gg 1$ с физической точки зрения объясняется тем, что в функции автокорреляции ЧМ сигнала существует линейная связь между сдвигом по задержке τ и частоте Ω , так что ошибки измерения времени прихода при известной частоте пропорциональны ошибкам измерения частоты при известном времени прихода.

Выводы

Определена точность измерения неэнергетических информационных параметров сигнала под влиянием аддитивных и флуктуационных стационарных мультипликативных помех с низким уровнем. Показано, что степень влияния мультипликативных помех на точность измерения частоты полностью определяется спектром квадрата огибающей сигнала и спектральными характеристиками функции помеховой модуляции. Причем, это влияние тем больше, чем ниже уровень аддитивных помех. Показано, что дисперсия ошибок измерения времени прихода сигнала, обусловленная наличием мультипликативных помех, зависит как от огибающей сигнала, так и от его фазовой структуры. Получены количественные оценки точности измерения частоты и времени прихода за счет действия мультипликативных помех по сравнению со случаем их отсутствия. Определено более сильное влияние мультипликативных помех низкого уровня на точность измерения времени прихода, нежели на точность измерения частоты.

ЛИТЕРАТУРА

1. Artyushenko V.M., and Volovach V.I. Estimation of the Influence of Low Level Additive and Multiplicative Noise on the Accuracy of Measurement of Signal Information Parameter // XIV International IEEE Scientific and Technical Conference “Dynamics of Systems, Mechanisms and Machines (Dynamics)”, Nov. 2020. doi: 10.1109/Dynamics450954.2020.9306162
2. Хелстром К. Статистическая теория обнаружения сигналов. – М.: Изд-во Иностранной литературы, 1963.
3. Бакут П.А., Большаков И.А., Герасимов Б.М. и др. Вопросы статистической теории радиолокации / под ред. Г.П. Тартаковского. Т.1 и 2. – М.: Сов. радио, 1963 и 1964.
4. Артюшенко В.М., Воловач В.И. Определение погрешности измерения информационных параметров сигнала под влиянием мультипликативных негауссовских помех // XIV Всероссийская научно-техническая конференция “Радиолокация и радиосвязь”: труды конф. – М.: ИРЭ РАН, 2020. – С. 8–13.
5. Фалькович С.Е. Прием радиолокационных сигналов на фоне флуктуационных помех. – М.: Советское радио. 1961.

ИССЛЕДОВАНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК СИСТЕМЫ ОТНОСИТЕЛЬНОЙ ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ НА ОСНОВЕ ХАОТИЧЕСКИХ РАДИОИМПУЛЬСОВ ПРИ СТАТИСТИЧЕСКОМ МОДЕЛИРОВАНИИ

Сьерра-Теран К.М.¹, Рыжов А.И.²

¹Московский физико-технический институт (государственный университет)

²Институт радиотехники и электроники им. В.А. Котельникова РАН
chaos@cplire.ru

В работе производится моделирование канала связи, основанного на схеме относительной передачи информации с использованием хаотических радиоимпульсов, при наличии в канале полосового гауссовского шума. Исследуются статистические характеристики относительной передачи информации на основе хаотических радиоимпульсов. Получены оценки вероятности ошибки на бит в зависимости от отношения энергии на бит к спектральной плотности шума. Показано, что предложенная система связи работает эффективно при больших значениях коэффициента процессинга, и при этом в случае высоких значений коэффициента процессинга получаемые результаты не зависят от выбора конкретного распределения, которому подчиняется дискретный хаотический сигнал.

Введение

Прямохаотическая относительная передача информации (DC² Direct Chaotic Differentially Coherent) относится к классу прямохаотических систем связи и использует в качестве носителя информации хаотические радиоимпульсы. В отличие от прямохаотических средств связи с энергетическим приёмом, для приёма в ней используется корреляция сдвинутых относительно друг друга и одновременно передаваемых хаотических радиоимпульсов.

В работах [1-3] впервые предложена данная схема передачи информации, а также возможность ее применения при средних и больших базах сигнала. Относительная передача информации на основе хаотических радиоимпульсов отличается от аналогов тем [4-5], что в ней задержки имеют существенно меньшую длительность. В работе [2] были проведены аналитические исследования влияния наличия белых шумов в канале на вероятность возникновения ошибок при передаче цифровых данных.

В данной работе анализируется влияние наличия полосового гауссовского шума на работу системы относительной передачи информации на основе математического моделирования. Исследования производятся путем численных экспериментов, где хаотический сигнал формировался псевдослучайными отчетами с нормальным, равномерным, и телеграфным распределениями. Определяются минимальные значения отношения средней энергии хаотического радиоимпульса к спектральной плотности гауссовского (нормального) полосового шума, обеспечивающие заданную вероятность ошибки на бит.

Относительная передача информации на основе хаотических радиоимпульсов

Также, как и в прямохаотической системе связи с энергетическим приемом [1-3], носителем информации в DC² системе связи являются хаотические радиоимпульсы. Такой сигнал имеет свойства, отличающие его от других классических сигналов. Хаотический сигнал — это сверхширокополосный сигнал, имеющий шумоподобную реализацию и быстро спадающую функцию автокорреляции, при этом по сравнению с классическими сигналами длина хаотического радиоимпульса не влияет на его полосу частот и функцию автокорреляции. Эти ключевые свойства используются в рассматриваемой схеме относительной передаче информации. Полоса частот хаотического радиоимпульса определяется полосой частот исходного хаотического сигнала, и в широких пределах изменения длины импульса не зависит от длительности импульса. Это существенно отличает хаотический радиоимпульс от классического радиоимпульса, заполненного фрагментом периодической несущей, полоса частот которого ΔF определяется его длиной ΔT

$$\Delta F \sim \frac{1}{\Delta T} \quad (1)$$

Базой сигнала называется величина [4-5]

$$B = 2\Delta F\Delta T. \quad (2)$$

В зависимости от значения базы B различаются элементарные сигналы с базой $B \sim 1$ и сложные сигналы, как хаотические, для которых справедливо соотношение $B \gg 1$.

В этой работе чаще используется параметр близкий к понятию базы сигнала – коэффициент процессинга (K) или просто процессинг:

$$K = \frac{1}{2}B. \quad (3)$$

Если длительность хаотического радиоимпульса $\Delta T \gg 1/(2\Delta F)$, то спектр мощности потока хаотических радиоимпульсов практически не будет отличаться от спектра мощности исходного хаотического сигнала. Поскольку величина $\Delta T\Delta F$ представляет собой коэффициент процессинга сигнала, то увеличение длины хаотического радиоимпульса приводит к увеличению коэффициента процессинга K сигнала.

Для схемы DC² важной характеристикой является время автокорреляции хаотического радиоимпульса, которое обратно пропорционально полосе частот хаотического сигнала $\Delta\tau \approx 1/\Delta F$. Если хаотический радиоимпульс сместить относительно себя на время большее, чем время автокорреляции, то можно эти два радиоимпульса рассматривать как ортогональные. Эта особенность лежит в основе схемы DC² для модуляции и передачи данных.

Для передачи данных в DC² в канал передается хаотический радиоимпульс и его копия с задержкой между ними больше, чем время автокорреляции. При приеме производится корреляция (когерентный прием) между исходным радиоимпульсом и его задержанной копией. Для передачи логической единицы копия радиоимпульса передается без изменений, для передачи логического нуля копия радиоимпульса умножается на -1. Таким образом, после когерентного приема в приемнике возникают импульсы с положительным и с отрицательным значениями.

Модель приемника

Для дальнейшего исследования схемы DC², приведем ее математическое описание.

Пусть $S_k(t)$ – k -й хаотический импульс в потоке, формируемом источником хаотических радиоимпульсов (их необходимо индексировать, поскольку, в силу хаотичности, они все разные); $\alpha_k \in \{-1, 1\}$ – значение информационного модулирующего сигнала. При передаче k -го двоичного информационного символа сигнал на выходе передатчика будет выглядеть следующим образом:

$$Y_k(t) = (\alpha_k S_k(t) + S_k(t - \tau))/2, \quad (4)$$

В приемнике, при отсутствии шумов, импульс на выходе блока перемножения, соответствующий k -му информационному символу, поступает на интегратор, после которого приобретает вид

$$Z_k(t) = \left[\int_{\tau}^{T_n+\tau} \alpha_k S_k(t - \tau) S_k(t - \tau) dt \right] / 4 + \theta_k(t), \quad (5)$$

где

$$\theta_k(t) = \left[\int_{\tau}^{T_n+\tau} \alpha_k S_k(t) S_k(t - \tau) dt + \int_{\tau}^{T_n+\tau} \alpha_k S_k(t) S_k(t - 2\tau) dt + \int_{\tau}^{T_n+\tau} \alpha_k S_k(t - \tau) S_k(t - 2\tau) dt \right] / 4. \quad (6)$$

Составляющая $\theta_k(t)$ сигнала (6) представляет собой шум, создаваемый самой схемой. Поскольку время задержки τ превышает время автокорреляции, все компоненты $\theta_k(t)$ будут существенно меньшими по сравнению с первым членом в выражении (5), являющимся полезным сигналом. Таким образом, знак α_k («+» или «-») определяет и знак $Z_k(t)$. Сигнал с выхода интегратора поступает на блок принятия решения, где осуществляется его сравнение с нулевым порогом. По знаку определяется значение выходного двоичного информационного символа.

В приемнике, при наличии полосового шума с нормальным распределением, импульс на выходе блока перемножения, соответствующего k -му информационному символу, поступает на интегратор, после которого приобретает вид

$$Z(t) = \int_{\tau}^{T_n+\tau} Y_k(t) Y_k(t - \tau) dt \quad (7)$$

Таким образом, порог для принятия решения равен нулю, и пороговое устройство принимает решение, что поступил символ «0», если сигнал на выходе сумматора отрицательный, и решение, что поступил сигнал «1», если сигнал на выходе сумматора положительный.

Анализ помехоустойчивости схемы DC² может быть проведен как с использованием непрерывной модели, рассмотренной выше, так и с использованием дискретизации сигнала по времени. В этом

случае сигналы $S_k(t)$ и $Y_k(t)$ заменяются на сигналы $S_k(i)$ и $Y_k(i)$, а шум $\eta(t)$ на шумовые отсчеты $\eta(i)$, где i – номер отсчета $S_k(i) = S_k(iT/B)$, $Y_k(i) = Y_k(iT/B)$, $\eta(i) = \eta(iT/B)$.

Как и в непрерывном случае, если на выходе сумматора сигнал отрицательный, то принимается решение о том, что принят символ «0», если положительный, то – «1».

Число отсчетов случайного сигнала, моделирующего хаотический сигнал, составляет $KS+1$, где K – коэффициент процессинга, S – скажность.

Тепловой шум в канале связи моделировался отсчетами случайных чисел с нормальным распределением. Полоса шумового сигнала согласуется с полосой хаотического сигнала в виду того, что в процессе математического моделирования оба сигнала формируются дискретным образом с одной и той же частотой дискретизации.

Характеристики прямохаотической относительной системы связи

Далее перейдем непосредственно к описанию компьютерного моделирования. Для наглядности полученные результаты будем сравнивать с результатами аналитических оценок, полученными в работах [1-3].

На основе представленной выше математической модели был проведен численный эксперимент, с помощью которого рассчитана помехоустойчивость относительной передачи информации на основе хаотических радиоимпульсов для следующих значений коэффициента процессинга $K = 5, 10, 15, 20, 50, 100, 200, 500, 10000$.

Результаты моделирования для небольших значений коэффициента процессинга и случая моделирования хаотического сигнала отсчетами с нормальным распределением представлены на рис. 1.

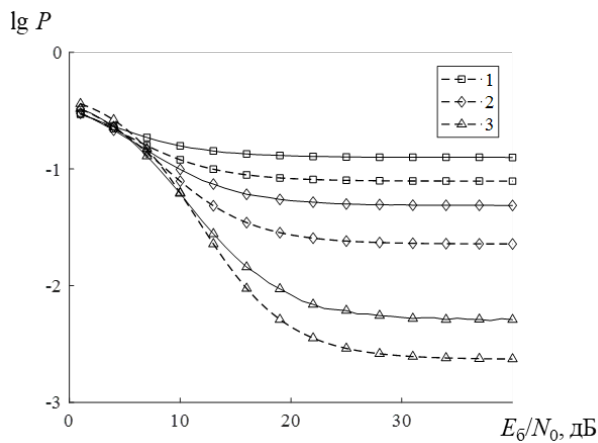


Рис. 1. Зависимости вероятности ошибки от отношения энергии бита к спектральной плотности шума при малых значениях коэффициента процессинга K (гауссовское распределение). Кривые 1, 2, 3 соответствуют значениям $K = 5; 10; 20$ (сплошная линия соответствует экспериментальным результатам, а пунктирная – аналитической оценке).

Эксперименты показали, что при $K = 5$ невозможно достичь вероятности ошибки $P < 10^{-3}$ при любых отношениях энергии хаотического радиоимпульса E_b к спектральной плотности гауссовского полосового шума N_0 .

Отметим, что при малом накоплении сигнала лучшие результаты демонстрируют телеграфное и равномерное распределения хаотического сигнала по отношению к гауссовскому (рис 2). Однако так как накопление мало, вероятность ошибки на бит находится на уровне порядка 10^{-2} ($K = 15$).

Важно отметить, что эффективности приема для сигналов со случайным гауссовским, равномерным и телеграфным распределением при значении $K = 15$ отличаются (рис. 2). Видно, что телеграфное распределение сигнала выдает более низкие значения вероятности ошибки на бит при фиксированном уровне отношения E_b/N_0 , чем другие распределения сигнала.

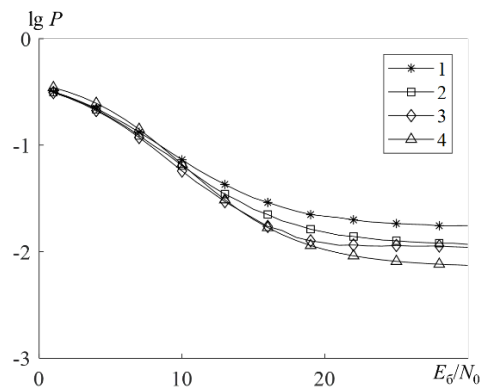


Рис. 2. Зависимость вероятности ошибки от коэффициента процессинга сигнала при значении коэффициента процессинга $K = 15$. 1.

Компьютерный расчет: гауссовское распределение. 2. Равномерное распределение 3. Телеграфное распределение 4. Аналитическая оценка.

Реальные хаотические сигналы имеют ограниченную амплитуду и не имеют длинных хвостов, как при гауссовском распределении. Поэтому, для них более справедливыми являются оценки, относящиеся к равномерно распределенному сигналу и к случайному телеграфному сигналу.

При увеличении коэффициента процессинга до $K = 50$ минимальное значение E_b/N_0 , обеспечивающее вероятность ошибки $P < 10^{-3}$ составляет 15.3 дБ (рис. 3).

Итак, на рисунках можно наблюдать, что статистическое распределение значений сигнала не играет значительную роль. Вероятность ошибки $P \leq 10^{-3}$ начинается только с $E_b/N_0 = 15.3$ дБ в интервале значений $30 < K < 200$. При малых значениях K вероятность ошибки $P \leq 10^{-3}$ не достигается ни при каких разумных значениях отношения E_b/N_0 .

При увеличении степени накопления вероятность ошибки на бит в зависимости от уровня внешнего шума для различных распределений становятся близки друг к другу и ложатся на одной и той же кривой, что можно наблюдать на рис. 4.

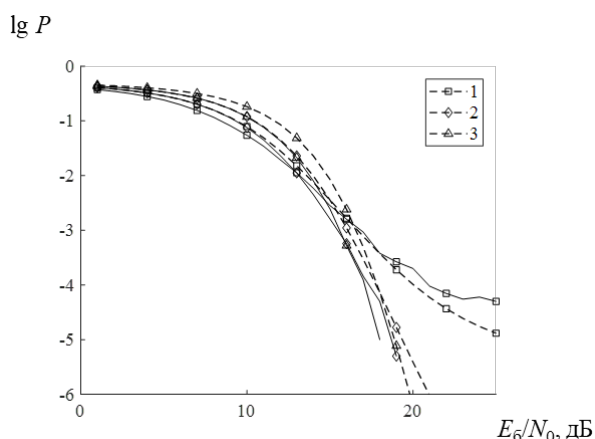


Рис. 3. Зависимости вероятности ошибки от отношения энергии бита к спектральной плотности шума при значениях $K=50; 100; 200$ (соответствуют кривым 1, 2, 3), сплошная линия соответствует экспериментальным результатам, а пунктирная – аналитической оценке.

Отсюда можно сделать вывод, что полученные расчетные результаты будут справедливы и для другого распределения, близкого к рассмотренным, в том числе и для реального хаотического сигнала.

Далее дополнительно было проведено компьютерное моделирование с целью выявления оптимального значения коэффициента процессинга, которое позволяет обеспечить заданную вероятность ошибки на бит (в данном случае, $P=10^{-3}$) при минимальном значении отношения средней энергии хаотического сигнала хаотического радиоимпульса E_b к спектральной плотности гауссовского полосового шума N_0 (рис. 5).

Так на рис. 5 видно, что у графика зависимости E_b/N_0 от K имеется экстремум, в котором минимальное значение $E_b/N_0 = 15.3$ дБ достигается при $K = 100$. Далее, при повышении K увеличивается значение E_b/N_0 , обеспечивающее вероятности ошибки $P = 10^{-3}$ в системе связи, что делает её работу с такими параметрами менее энергетически выгодной. Однако, несмотря на это, необходимо отметить, что, согласно рис. 6, с ростом значения коэффициента процессинга уменьшается необходимое отношение уровня сигнала к шуму (SNR), обеспечивающее в системе связи вероятность ошибки $P = 10^{-3}$, что делает выгодным использование сигналов с большой базой в прямохаотической относительной схеме передачи информации с точки зрения скрытности и работы ниже уровня шумов.

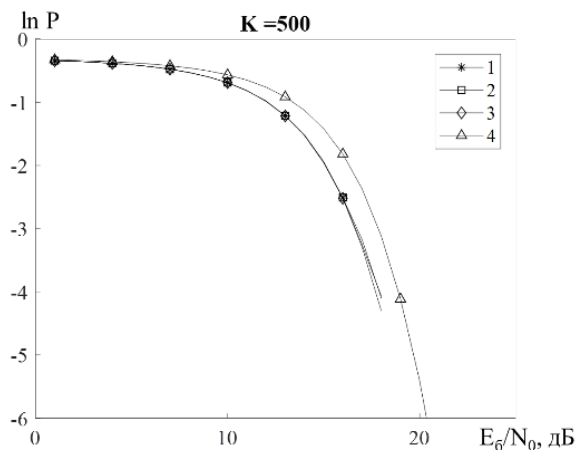


Рис. 4. Зависимость вероятности ошибки от отношения энергии бита к спектральной плотности шума при $K=500$. Линии соответствуют компьютерным расчётам со следующими распределениями: 1 – гауссовское, 2 – равномерное, 3 – телеграфное. Линия 4 соответствует аналитической оценке

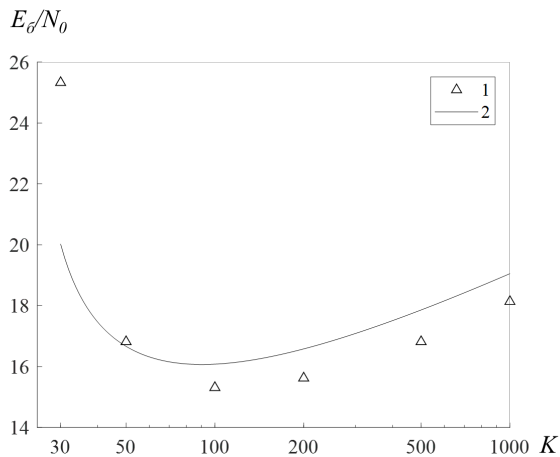


Рис. 5. Графики зависимости E_s/N_0 от коэффициента процессинга, позволяющие получать вероятности ошибки $P = 10^{-3}$, линия 1 – компьютерный эксперимент (гауссовское распределение), 2 – аналитическая оценка

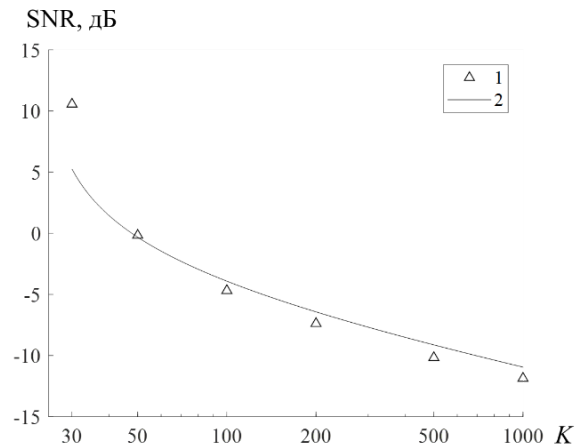


Рис. 6. Графики зависимости SNR от коэффициента процессинга, позволяющие получать вероятности ошибки $P = 10^{-3}$, линия 1 – компьютерный эксперимент (гауссовское распределение), 2 – аналитическая оценка

Выводы

В работе проведено численное моделирование помехоустойчивости прямохаотической системы относительной передачи информации путем компьютерного моделирования. Получены минимальные значения отношения средней энергии хаотического радиоимпульса к спектральной плотности гауссовского полосового шума, обеспечивающие заданные вероятности ошибок. Показано, что увеличение коэффициента процессинга приводит к уменьшению вероятности ошибки на бит при отсутствии флуктуационных помех.

Показано, что при малых коэффициентах процессинга достигается наилучшая вероятность ошибки на бит для телеграфного распределения, моделирующего хаотический сигнал, однако в силу небольшого накопления сигнала вероятность ошибок на бит в этом случае всё равно слишком велика для практического применения.

В работе исследованы статистические характеристики систем относительной передачи информации на основе хаотических радиоимпульсов. Проведено численное моделирование, подтвердившее полученные предварительно аналитические оценки, касающиеся зависимости вероятностей ошибки на бит от отношения энергии на бит к спектральной плотности гауссовского полосового шума. Показано, что предложенная система связи работает эффективно при больших значениях коэффициента процессинга (исследование поведения системы связи проводилось для различных значений коэффициента процессинга), и при этом в случае высоких значений коэффициента процессинга получаемые результаты не зависят от выбора конкретного распределения, которому подчиняется дискретный хаотический сигнал.

ЛИТЕРАТУРА

1. Дмитриев А. С., Мохсени Т., Сьерра Теран К.М. Относительная передача информации на основе хаотических радиоимпульсов // Радиотехника и электроника. Т. 63. № 10. 2018. С. 1074-1082.
2. Дмитриев А. С., Мохсени Т., Сьерра Теран К.М. Сверх- и гиперширокополосная относительная передача информации на основе хаотических радиоимпульсов. // Прикладная нелинейная динамика. Т.26. № 4. 2018. С. 59-74.
3. Dmitriev A.S., Mokhseni T.I., Sierra-Teran C.M. Differentially Coherent Communication Scheme Based on Chaotic Radio Pulses // Nonlinear Phenom. Complex Syst. V.21. № 3. 2018. P. 237-246.
4. Kolumban G., Kennedy M. The role of synchronization in digital communications using chaos. I. Fundamentals of digital communications. // IEEE Trans. V. CS-44. № 10. 1997. P. 927.

5. Kolumban G., Vizvari B., Schwarz W., Abel A. Differential chaos shift keying: A robust coding for chaotic communication. // Proc. 4 th Int. Specialist Workshop «Nonlinear Dynamics in Electronic Systems». Seville. 27-28 Jun.1996. P. 87-92.

6. Дмитриев А. С., Мохсени Т., Сьерра Теран К.М. Моделирование системы относительной передачи информации на основе хаотических радиоимпульсов в среде ADS. // Прикладная нелинейная динамика. Т.27. № 5. 2019. С. 72-86.

7. Дмитриев А.С., Панас А.И., Старков С.О. и др. Способ передачи информации с помощью хаотических сигналов: Патент РФ № 2185032. 2000.

8. Дмитриев А.С., Кяргинский Б.Е., Панас А.И., Старков С.О. Прямохаотические схемы передачи информации в сверхвысокочастотном диапазоне. // РЭ. Т. 46. № 2. 2001. С. 224.

9. Dmitriev A.S., Kyarginsky B. Ye., Panas A.I., Starkov S.O. Experiments on ultra wideband direct chaotic information transmission in microwave band. // Int. J. Bifurcation and Chaos. V. 13. № 6. 2003. P. 1495.

10. Петрович Н.Т., Размахнин М.К. Системы связи с шумоподобными сигналами. М.: Советское радио, 1969.

11. Варакин Л.Е. Системы связи с шумоподобными сигналами. М.: Радио и связь, 1985.

ПЕРСПЕКТИВНЫЕ НАПРАВЛЕНИЯ РАДИО- И ОПТИЧЕСКОЙ ЛОКАЦИИ

Ошлаков В.Г.

*Институт оптики атмосферы им. В.Е. Зуева СО РАН
634055, г. Томск, пл. Академика Зуева, 1
Oshlakov@iao.ru*

Аннотация

Рассмотрен вопрос повышения эффективности активных локоаторов радио- и оптического диапазонов. Приведена структурная схема адаптивного поляризационного лидара (АПЛ) и рассматривается его работа. АПЛ позволяет повысить контраст цели на фоне подстилающей поверхности, используя поляризационные характеристики последней и цели. Это достигается соответствующей установкой поляризационных характеристик зондирующего сигнала и приемника отраженного сигнала. В качестве цели и ее подстилающей поверхности могут быть дискретные или компактные образования, которые характеризуются матрицами рассеяния. Численный эксперимент демонстрирует увеличение контраста в АПЛ при зондировании гидрозолей на фоне релеевского рассеяния чистой воды, а также увеличения контраста при зондировании на двух длинах волн дымки и плотной дымки на фоне релеевского рассеяния чистой атмосферы. По результатам эксперимента выбрана оптимальная длина волны.

Введение

Беспилотные летательные аппараты (БЛА), созданные из композитных материалов, имеют малую эффективную отражающую поверхность (ЭОП) в радиодиапазоне. Поэтому обнаружение их с помощью радиолокаторов в настоящее время малоэффективно. В оптическом диапазоне ЭОП их остается значительной, что позволяет уверенно обнаруживать их с помощью локоаторов на основе лазеров (лидаров). Перспективным является создание локоаторов, использующих способ комплексной локации цели, работающих в радио и оптическом диапазонах [1].

Другое направление оптической локации – это исследование группы дисперсных рассеивателей, смешанной с другой группой дисперсных рассеивателей.

Объекты, обнаруживаемые и исследуемые при зондировании, назовем целями. В качестве цели при оптической локации могут быть компактные или дискретные образования. Одной из наиболее важных проблем активной локации является отыскание оптимальных способов выделения сигналов цели на фоне помех, которые назовем фоном. Фон создается подстилающей поверхностью и внешними источниками. Зондирующий сигнал и внешние источники характеризуются своими векторами Стокса.

Цель и подстилающая поверхность характеризуются своими матрицами рассеяния. Характеристики обнаружения активного локоатора оптического диапазона (вероятность ложной тревоги, вероятность пропуска цели, идентификация цели) улучшаются, если увеличить контраст цели, т.е. сделать максимальным отношение сигнала от цели к фоновому сигналу.

Повышение контрастности цели достигается выполнением условий:

- а) оптимальной поляризацией зондирующего сигнала, имеющего вектор Стокса $\mathbf{S}_0 = (I_0 Q_0 U_0 V_0)^T$ при его полной поляризации;
- б) установкой оптимальных поляризационных характеристик приемника: τ – фазовый сдвиг ортогональных компонент фазовращателя и α – угол поворота быстрой оси фазового элемента.

Конструктивно эти условия легче выполнить в лидаре, чем в локоаторе радиодиапазона, использующего фазированную антенную решетку.

Лидар, в котором достигается максимальная контрастность цели выполнением вышеуказанных условий, назовем адаптивным поляризационным лидаром (АПЛ).

Работа и структурная схема АПЛ

Структурная схема одного из вариантов АПЛ (моностатическая схема зондирования, вектор Стокса зондирующего сигнала и вектор Стокса излучения, попадающего на приемник, определяются в системе координат XYZ) показана на рис. 1 [1, 2].

Работа АПЛ может проходить при следующих условиях:

1. Матрица цели известна, фон отсутствует.

Приемник должен быть не поляризованный.

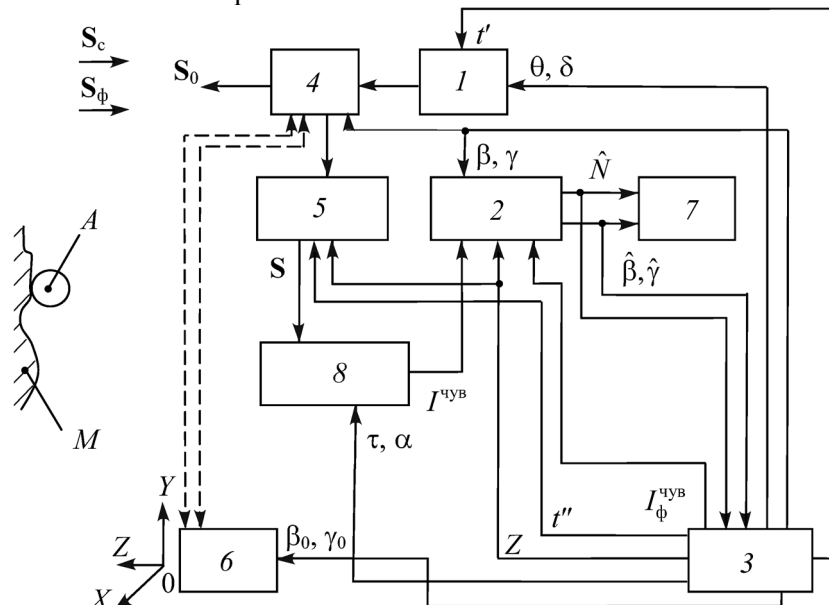


Рис. 1. Структурная схема АПЛ: 1 – источник излучения; 2 – измеритель контраста; 3 – компьютер; 4 – приемопередающая антенна; 5 – поляризатор; 6 – основание; 7 – индикатор контраста; 8 – поляризационный фильтр.

Матрица рассеяния цели имеет вид:

$$A = (a_{ij}), \quad i, j = \overline{1, 4}. \quad (1)$$

Оптимальные параметры нормированного вектора Стокса источника излучения (отраженный сигнал максимальный) равны

$$I_0 = 1; \quad Q_0 = \frac{a_{12}}{\sqrt{a_{12}^2 + a_{13}^2 + a_{14}^2}}; \quad U_0 = \frac{a_{13}}{\sqrt{a_{12}^2 + a_{13}^2 + a_{14}^2}}; \quad V_0 = \frac{a_{14}}{\sqrt{a_{12}^2 + a_{13}^2 + a_{14}^2}}. \quad (2)$$

Если параметры нормированного вектора Стокса источника излучения равны

$$I_0 = 1, \quad Q_0 = -\frac{a_{12}}{\sqrt{a_{12}^2 + a_{13}^2 + a_{14}^2}}, \quad U_0 = -\frac{a_{13}}{\sqrt{a_{12}^2 + a_{13}^2 + a_{14}^2}}, \quad V_0 = -\frac{a_{14}}{\sqrt{a_{12}^2 + a_{13}^2 + a_{14}^2}}, \quad (3)$$

то отраженный сигнал минимальный.

При неизвестной матрице A оптимальные параметры вектора S_0 практически можно получить перебором значений $0 \leq \tau \leq 2\pi$ рад и $0 \leq \alpha \leq \pi$ рад фазового элемента поляризационного блока источника излучения I , в котором излучение проходит последовательно поляризатор и фазовый элемент. При отсутствии цели этот перебор не приведет к изменению сигнала приемопередающей антенны 4.

2. Матрица рассеяния цели A известна; фон создается подстилающей поверхностью:

а) Матрица рассеяния подстилающей поверхности известна и имеет вид

$$M = (m_{ij}), \quad i, j = \overline{1, 4}. \quad (4)$$

б) Матрица рассеяния подстилающей поверхности M и вектор Стокса внешнего источника S_B известны.

в) Матрица рассеяния подстилающей поверхности M и вектор Стокса S_B неизвестны.

г) Вектор Стокса S_B внешнего источника известен, матрица рассеяния подстилающей поверхности неизвестна и наоборот.

Максимальное отношение N интенсивностей на чувствительном элементе сигнала цели $I_c^{чув}$ и сигнала фона $I_\phi^{чув}$ определяется параметрами τ, α , матрицей A и равно

$$N = \frac{I_c^{чуб}}{I_\phi^{чуб}} = \left(A_1 + \sqrt{A_2^2 + A_3^2 + A_4^2} \right) / I_\phi^{чуб}, \quad (5)$$

где

$$\begin{aligned} A_1 &= a_{11} + a_{21} \frac{1 + \cos \tau}{2} + a_{21} \frac{1 - \cos \tau}{2} \cos 4\alpha + a_{31} \frac{1 - \cos \tau}{2} \sin 4\alpha - a_{41} \sin \tau \sin 2\alpha, \\ A_2 &= a_{12} + a_{22} \frac{1 + \cos \tau}{2} + a_{22} \frac{1 - \cos \tau}{2} \cos 4\alpha + a_{32} \frac{1 - \cos \tau}{2} \sin 4\alpha - a_{42} \sin \tau \sin 2\alpha, \\ A_3 &= a_{13} + a_{23} \frac{1 + \cos \tau}{2} + a_{23} \frac{1 - \cos \tau}{2} \cos 4\alpha + a_{33} \frac{1 - \cos \tau}{2} \sin 4\alpha - a_{43} \sin \tau \sin 2\alpha, \\ A_4 &= a_{14} + a_{24} \frac{1 + \cos \tau}{2} + a_{24} \frac{1 - \cos \tau}{2} \cos 4\alpha + a_{34} \frac{1 - \cos \tau}{2} \sin 4\alpha - a_{44} \sin \tau \sin 2\alpha, \end{aligned}$$

$I_\phi^{чуб}$ является функцией от M , S_b , τ , α .

Перебором значений τ и α в диапазонах $0 \leq \tau \leq 2\pi$ рад и $0 \leq \alpha \leq \pi$ рад можно получить максимум максимум значения N , при одновременной установке параметров нормированного вектора Стокса S_0 равными

$$Q_0 = \frac{A_2}{\sqrt{A_2^2 + A_3^2 + A_4^2}}; \quad U_0 = \frac{A_3}{\sqrt{A_2^2 + A_3^2 + A_4^2}}; \quad U_0 = \frac{A_4}{\sqrt{A_2^2 + A_3^2 + A_4^2}}. \quad (6)$$

3. Матрица рассеяния подстилающей поверхности M известна, матрица рассеяния цели A неизвестна

$$\frac{1}{N} = \frac{I_\phi^{чуб}}{I_c^{чуб}} = \frac{M_1 - \sqrt{M_2^2 + M_3^2 + M_4^2}}{I_c^{чуб}}, \quad (7)$$

где $\overline{M_1}, \overline{M_4} = \overline{A_1}, \overline{A_4}$ при замене в (5) a_{ij} на m_{ij} .

Перебором значений τ и α в диапазонах $0 \leq \tau \leq 2\pi$ рад и $0 \leq \alpha \leq \pi$ рад можно получить минимум минимум значения $1/N$, т.е. максимальное значение контраста цели, при одновременной установке параметров нормированного вектора Стокса S_0 равными

$$Q_0 = -\frac{M_2}{\sqrt{M_2^2 + M_3^2 + M_4^2}}; \quad U_0 = -\frac{M_3}{\sqrt{M_2^2 + M_3^2 + M_4^2}}; \quad U_0 = -\frac{M_4}{\sqrt{M_2^2 + M_3^2 + M_4^2}}. \quad (8)$$

Параметр 5 измеряет параметры вектора Стокса $S = (I Q U V)^T$ излучения, поступившего с приемопередающей антенны 4 (рис. 1).

В общем случае

$$S = (S_c + S_\phi) = (I_c + I_\phi, Q_c + Q_\phi, U_c + U_\phi, V_c + V_\phi)^T, \quad (9)$$

где $S_c = (I_c Q_c U_c V_c)^T$; $S_\phi = (I_\phi Q_\phi U_\phi V_\phi)^T$ – векторы Стокса сигнала и фона, соответственно.

Поляризационный фильтр (8) реализован на базе микропроцессора и преобразует параметры I, Q, U, V , поступающего с поляриметра 5, так как выполняют последовательно фазовый элемент (с параметрами: α – угол между направлением его быстрой оси с осью X ; τ – сдвиг фаз ортогональных компонент) и поляризатор, плоскость пропускания которого совпадает с осью X .

В общем случае электрический сигнал $I^{чуб}$ на входе поляризационного фильтра 8 пропорционален

$$I^{чуб} = I_c^{чуб} + I_\phi^{чуб}. \quad (10)$$

В случаях 1), 2), 3) перебором параметров τ и α в поляризационном фильтре 8 можно ослабить $I_\phi^{чуб}$ по сравнению с $I_c^{чуб}$.

Приемопередающая антенна 4 вращается вокруг двух взаимортогональных осей, кроме того при некотором положении основания 6 компьютер 3 сканирует поточечно диаграммой направленности (ДН) в телесном угле Ω с наперед заданным шагом.

В диапазоне $\Delta\beta$ и $\Delta\gamma$ (рис. 2) при постоянных значениях τ и α вычисляется контраст N . Каждой точки по сигналу с поляризационного фильтра 8 в измерителе контраста 2 путем взятия отношения сигнала в точке к среднему сигналу соседних точек, который можно считать равным $I_{\phi}^{чуб}$, а отношение можно считать равным контрасту N . При наличии цели в точке при некоторых τ и α это отношение будет много больше единицы.

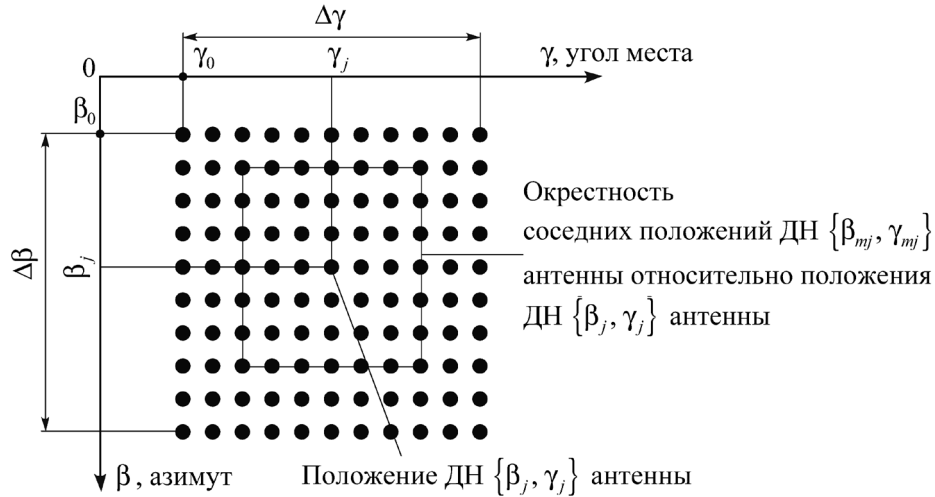


Рис. 2. Следы ДН на сферической поверхности с центром в точке расположения АПЛ.

В первом случае признаковое пространство цели при ее идентификации образуют параметры τ и α , при которых достигается максимальное значение отраженного сигнала и его значение, а в третьем случае – параметры τ и α , при которых наблюдается максимум максимум значений контраста N , величина N и матрица M .

Зондирование гидрозоля

Наличие солей в воде приведет к таким малым изменениям показателя преломления, что молекулярное рассеяние на флуктуациях плотности для чистой и соленой воды практически остается постоянным [3]. На длине волны $\lambda = 0,44$ мкм матрица релеевского рассеяния воды M имеет элементы ($\text{м}^{-1} \cdot \text{ср}^{-1}$): $m_{11} = 0,387 \cdot 10^{-3}$; $m_{22} = 0,352 \cdot 10^{-3}$; $m_{33} = -0,352 \cdot 10^{-3}$; $m_{44} = -0,352 \cdot 10^{-3}$. Матрица рассеяния гидрозоля A имеет элементы ($\text{м}^{-1} \cdot \text{ср}^{-1}$) [4]: $a_{11} = 1,213 \cdot 10^{-3}$; $a_{22} = 1,024 \cdot 10^{-3}$; $a_{33} = -1,024 \cdot 10^{-3}$; $a_{44} = -0,8 \cdot 10^{-3}$.

На рис. 3а приведен расчетный график контрастности гидрозоля на фоне релеевского рассеяния чистой воды на котором видно, что при значениях $\hat{\tau}_1, \hat{\tau}_2, \hat{\alpha}_1, \hat{\alpha}_2$ контраст гидрозоля имеет максимум. Это подтверждает справедливость изложенного способа повышения контраста гидрозоля. В процессе зондирования гидрозоля получают значения τ и α , при которых значения контраста N максимальны. По этим значениям τ и α решается обратная задача – подбор элементов матрицы рассеяния гидрозоля A .

Зондирование аэрозолей

Матрица релеевского рассеяния воздуха M у поверхности Земли на длине волны $\lambda = 0,55$ мкм имеет элементы ($\text{км}^{-1} \cdot \text{ср}^{-1}$): $m_{11} = 0,137 \cdot 10^{-2}$; $m_{22} = 0,133 \cdot 10^{-2}$; $m_{33} = -0,133 \cdot 10^{-2}$; $m_{44} = -0,133 \cdot 10^{-2}$, а на длине волны $\lambda = 0,3$ мкм – $m_{11} = 0,17 \cdot 10^{-1}$; $m_{22} = 0,165 \cdot 10^{-1}$; $m_{33} = -0,165 \cdot 10^{-1}$; $m_{44} = -0,165 \cdot 10^{-1}$. Матрица рассеяния аэрозоля A , соответствующая оптической погоде «дымка», на длине волны $\lambda = 0,55$ мкм с элементами ($\text{км}^{-1} \cdot \text{ср}^{-1}$) $a_{11} = 0,44 \cdot 10^{-2}$; $a_{22} = 0,44 \cdot 10^{-2}$; $a_{33} = -0,3 \cdot 10^{-2}$; $a_{44} = -0,3 \cdot 10^{-2}$, а на длине волны $\lambda = 0,3$ мкм – $a_{11} = 0,8 \cdot 10^{-2}$; $a_{22} = 0,56 \cdot 10^{-2}$; $a_{33} = -0,56 \cdot 10^{-2}$; $a_{44} = -0,56 \cdot 10^{-2}$. Матрица рассеяния аэрозоля A , соответствующая оптической погоде «плотная дымка», на длине волны

$\lambda = 0,55$ мкм имеет элементы ($\text{км}^{-1} \cdot \text{ср}^{-1}$): $a_{11} = 0,14$; $a_{22} = 0,14$; $a_{33} = -0,066$; $a_{44} = -0,066$, а на длине волны $\lambda = 0,3$ мкм – $a_{11} = 0,61 \cdot 10^{-1}$; $a_{22} = 0,61 \cdot 10^{-1}$; $a_{33} = -0,29 \cdot 10^{-1}$; $a_{44} = -0,29 \cdot 10^{-1}$ [5].

На рис. 3б, 3в, 3г приведены расчетные графики контраста аэрозолей на фоне релеевского рассеяния чистой атмосферы.

Анализ графиков показывает, что наибольший контраст можно получить на длине волны $\lambda = 0,55$ мкм. Поэтому данная длина волны является предпочтительной при зондировании.

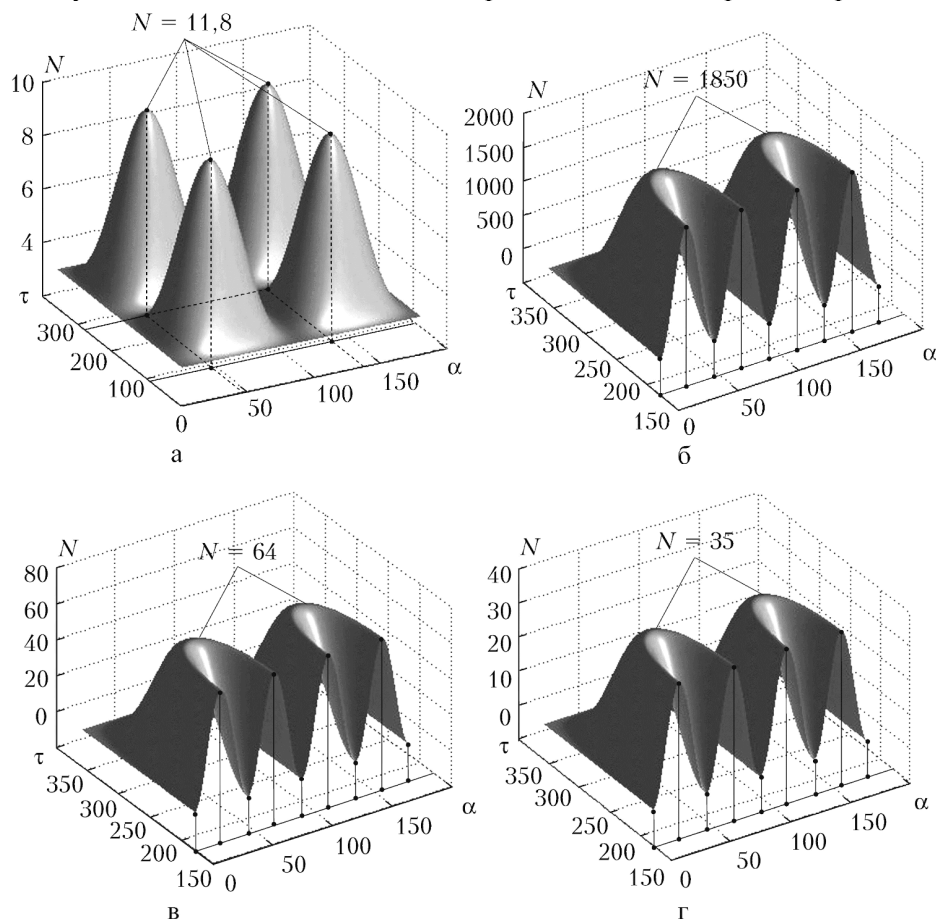


Рис. 3. Контраст аэрозоля: $\lambda = 0,44$ мкм (а); контраст плотной дымки, $\lambda = 0,55$ мкм (б); контраст плотной дымки, $\lambda = 0,3$ мкм(в); контраст дымки, $\lambda = 0,55$ мкм (г).

ЛИТЕРАТУРА

1. Ошлаков В.Г. Способ комплексной локации цели. Патент РФ № 2416108. Приоритет 25.08.2009.
2. Ошлаков В.Г., Ошлаков В.К., Еремина Т.А. Оптимальные поляризационные характеристики приборов, регистрирующих рассеянное излучение // Оптика атмосферы и океана. 2007. – Т. 20, № 7. С. 635–640.
3. Иванов А.П. Физические основы гидрооптики. – Минск: Наука и техника, 1978. – 504 с.
4. Kenneth J.V., Edward S.F. Measurement of the Muller matrix for ocean water // Appl. Opt. – 1984. – V. 23. – N 23. – P. 4427–4439.
5. Горчаков Г.И. Матрица рассеяния света приземным воздухом // Известия АН СССР. Физика атмосферы и океана. 1966. – № 6. С. 595–605.

ПРОБЛЕМА ОБНАРУЖЕНИЯ АНОМАЛЬНЫХ МОРСКИХ ВОЛН НАВИГАЦИОННЫМИ РАДИОЛОКАТОРАМИ

Пермяков В.А., Баскаков А.И., Пермяков С.В., Фирсов Н.А.

НИУ МЭИ

v.permyakov38@yandex.ru

Аномальные волны (АВ) – это морские волны большой высоты, причиняющие большой ущерб судам и морским платформам. Поставлена задача выяснить возможности обнаружения АВ с помощью навигационных радиолокаторов, которые являются стандартным оснащением морских судов. Проанализированы пространственные структуры АВ в двумерном приближении и время существования таких волн до момента разрушения. Сформулировано условие обнаружения АВ классическими навигационными радиолокаторами. Минимально возможное время обнаружения АВ определяется стандартным (согласно морскому регистру) требованием по обнаружению цели за 8 оборотов антенны из 10, что составляет примерно полминуты. Принципиальная трудность обнаружения АВ обусловлена тем, что время существования таких волн как правило, составляет единицы секунд, хотя имеются оценки, что время наблюдения цуга АВ может быть полминуты и более. Для определения условий обнаружения длительно (не менее минуты) существующих АВ рассмотрены условия их радиолокации при подходе к мертвой зоне локатора. Рассмотрены два вида целей: одиночная волна и белая стена. Уравнение радиолокации для дальности действия РЛС по таким целям решено с учетом влияния значащей высоты волн на поперечник рассеяния АВ и помехи вследствие рассеяния электромагнитных волн на морском волнении. Даны рекомендации по улучшению возможностей обзорных навигационных радиолокаторов при работе по целям типа аномальных волн.

Введение

Проблема обнаружения, наблюдения, выяснения физических причин возникновения аномальных волн (АВ) интенсивно изучается последние 20 лет. Опубликовано большое число обзоров на эту тему [1-5], монографии [6,7], поставлены специальные исследования АВ [8]. Актуальность изучения АВ обусловлена тем, что АВ причиняют заметный ущерб морскому судоходству. АВ, именуемые также волнами-убийцами, приводят к повреждению, а то и гибели судов, в том числе супертанкеров, потерям экипажа [5-8]. Другая опасность АВ заключается в их столкновениях с морскими платформами [6,8]. Оценки энергии АВ показывают, что величина их воздействия на суда и морские платформы существенно больше, чем допускается нормами, которые используются при конструировании судов и платформ [9]. Поэтому обнаружение АВ и предупреждение аварий на море является актуальной задачей. Принципиально можно обнаруживать АВ с помощью космических радиолокаторов с синтезированной апертурой [8], однако эти локаторы вращаются вокруг Земли и потому не могут обеспечить стационарное наблюдение за выделенным участком океана

Цель настоящей работы заключается в оценках возможности наблюдения АВ с помощью обзорных радиолокаторов сантиметрового диапазона волн, которые устанавливаются на судах в соответствии требованиями отечественного морского регистра [10]. Хотя имеются сообщения, что в экспериментальной программе Maxwave project [8] использовались навигационные радиолокаторы, нам не удалось найти результатов таких наблюдений.

В докладе рассмотрены следующие вопросы.

- 1) Обзор существующих к настоящему времени моделей АВ.
- 2) Определение ЭПР ряда моделей АВ, для которых имеется достаточно полная информация об их характеристиках, необходимая для решения задачи радиолокации.
- 3) Расчет радиолокационных характеристик АВ
- 4) Выводы о возможности наблюдения АВ с учетом характеристик современных навигационных радиолокаторов.

Обзор характеристик и моделей АВ

Ниже будем использовать общепринятое определение АВ на воде как волн, высота которых $H_{ав}$ удовлетворяет неравенству

$$H_{aw} > 2,2H_s, \quad (1)$$

где H_s - значительная высота волн, определяемая в океанографии, как среднее значение высоты одной трети больших волн.

Типичный поперечный профиль АВ показан на рис.1, из которого следует, что высота АВ H_{aw} измеряется от глубины впадины до гребня АВ. При радиолокации нас должна интересовать только та часть АВ, которая выше значительной высоты волн, ибо именно она рассеивает назад к локатору падающее электромагнитное поле. Поэтому необходимо знать соотношение между глубиной впадины H_{cav} и высотой положительной части АВ H_+ , отсчитываемых от среднего уровня моря ($H_{aw} = H_+ + H_{cav}$). Оценки на основе численных результатов [4] дают следующие соотношения при $H_{aw} = 2,2$: $H_+ = 1,2$, $H_{cav} = 1$. В дальнейшем основной характеристикой АВ, которая будет нас интересовать, будет высота АВ $H = H_+ - H_s$ над значительной высотой H_s .

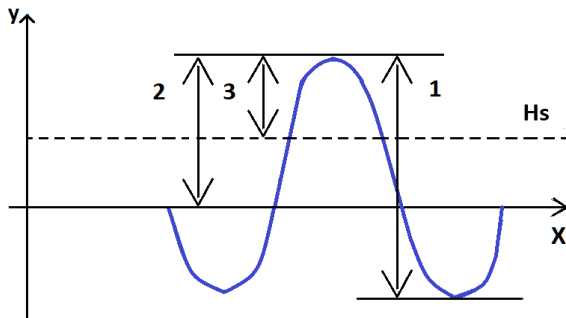


Рис.1. К определению высоты АВ.

- 1) Высота АВ H_{aw} от глубины впадины до гребня.
- 2) Высота положительной части АВ H_+ от среднего уровня моря до гребня.
- 3) Высота АВ H , выступающая над значительной высотой волн. Значительная высота волн H_s показана штриховой линией

Требования к навигационным локаторам определены в Российском морском регистре судоходства, часть 5 [10]. Будем ссылаться на эти требования по мере необходимости.

Геометрические формы АВ.

Простейшие двумерные модели АВ могут быть определены на основе измерений структуры АВ морскими буями, измерителями в морских бассейнах или лазерными датчиками. Согласно измерениям структуры АВ морскими буями различают следующие формы АВ а) высокий гребень, б) знакопеременная волна, в) «дыра в море», г) группа волн (см. рис. 4 из [5]). При высоком разрешении во времени эти формы могут быть сведены к следующим формам, исходным для определения эффективного поперечника рассеяния АВ (Рис.2)

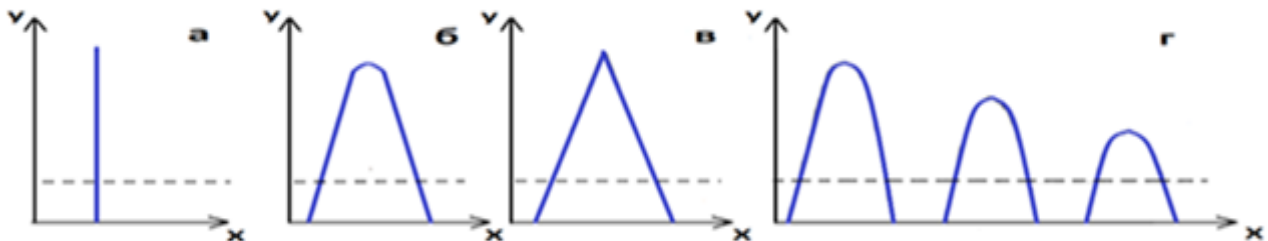


Рис.2. Модели АВ для расчета ЭПР. а) Вертикальная пластина, б) Одиночная АВ со сглаженным гребнем, в) Одиночная АВ с треугольным гребнем, г) «Три сестры» (вариант со скругленными гребнями). Штриховая линия – значительная высота волн.

При выборе форм АВ на рис. 2 учтено, что вариант а) описывает АВ как вертикальную пластину, что соответствует наблюдению АВ при невысоком разрешении во времени, вариант б) соответствует разрешению, при котором четко описывается скругленный гребень АВ, вариант в) соответствует случаю, когда гребень имеет треугольную форму, вариант г) описывает цуг волн (часто именуемый «три сестры»). При этом не учтены впадины АВ, так как они находятся ниже значительной высоты волн и рассеянием электромагнитной волны на них можно пренебречь.

При определении ЭПР могут быть рассмотрены обобщения приведенных на рис.2 моделей АВ на случай искривленной геометрии поверхности, также в случае г) могут рассматриваться гребни АВ с треугольной вершиной. Особо отметим существование АВ с гребнем треугольной формы, что следует из теории волн на воде (трохоидальные волны и волны Стокса) и подтверждается экспериментом (см. например, [11]). С позиций электродинамики существует принципиальное различие в рассеянии электромагнитных волн морскими волнами со сглаженным и с треугольным гребнем. В первом случае для определения ЭПР может быть использовано приближение физической оптики, во втором – геометрическая теория дифракции (ГТД). Решение электродинамической задачи для морской волны с треугольным гребнем рассматривалось в работе [12]. Однако для применения работы [12] нужно иметь дифракционные коэффициенты, извлеченные из решения модельной задачи дифракции плоской электромагнитной (ЭМ) волны на однородном диэлектрическом клине. Аналитическое решение последней задачи известно [13, 14]. Также возможно применение численного метода поверхностных интегральных уравнений [15]. Однако реализация этих методов в применении к интересующей нас ситуации требует дополнительной работы. Поэтому в настоящем исследовании было принято максимально простое описание ЭПР АВ в приближении геометрической оптики.

Для оценки возможности радиолокационного наблюдения АВ необходимо иметь, хотя бы приближенно, такие характеристики, как время существования АВ с момента выполнения условия (1) до начала обрушения (развала) АВ; время существования различных форм АВ (гладкий гребень или клин) в процессе ее эволюции; скорости движения АВ на различных участках ее существования; скорость движения окружающего АВ фона обыкновенных волн. К сожалению, информации о временных характеристиках АВ сравнительно меньше, чем о пространственной форме АВ.

В качестве критерия обнаружения АВ с помощью навигационных РЛС, примем условие

$$T_{min} \leq \tau, \quad (2)$$

где за T_{min} примем минимальное время оборотов антенны, в течение которых должна наблюдаться АВ длительностью τ . Согласно требованиям [10] цель должна наблюдаться 8 оборотов антенны из 10-ти, при 20-ти оборотах в минуту это время составляет 24 с.

Наблюдения показывают, что в подавляющем числе случаев АВ возникают неожиданно и время их жизни мало [6,7], составляя единицы секунд для одиночной волны.

Поэтому все возможные случаи наблюдения АВ можно разделить на 3 группы: ненаблюдаемые с помощью обзорных радиолокаторов, как не удовлетворяющие неравенству (2) АВ, наблюдаемые АВ, удовлетворяющие сильному неравенству $T_{min} \ll \tau$ и АВ с временем существования $\tau \approx T_{min}$, обнаружение которых требует особого рассмотрения.

Из экспериментальных данных о времени существования АВ обратим внимание на первое наблюдение солитона Скоттом Расселлом [16], из которого следует возможное время существования АВ 7-14 минут. Теоретические оценки дают время существования от секунд для одиночных АВ до полминуты для цуга АВ [4]. Оценки для цуга АВ в [17] предсказывают существенно большее время: от единиц до десятков минут.

Таким образом, существование долговременных АВ является предметом дискуссии, а использование РЛС для наблюдения АВ является вполне оправданным и не противоречит тому, что существует точка зрения о предпочтительности вероятностного прогноза существования АВ [1,2,7].

В заключение данного пункта отметим, что представляет практический интерес не только обнаружение АВ, но и установление возможности столкновения ее с судном или нефтяной платформой. При этом следует принять во внимание мертвую зону локатора. Для судов больших размеров мертвая зона составляет 500 м, для судов малых размеров может составлять до 50 м. Поскольку наблюдение АВ в мертвой зоне невозможно, на наш взгляд, может быть принято следующее правило: подача сигнала тревоги на судне при подходе АВ к границе мертвой зоны.

Решение уравнения радиолокации для дальности обнаружения АВ

Для решения уравнения радиолокации необходимо знать величину ЭПР АВ. В настоящей работе величина ЭПР выбрана простейшей, а именно для одиночной АВ в предположении существования

одной зеркальной точки. В приближении геометрической оптики для двояко выпуклого диэлектрического тела ЭПР объекта дается формулой

$$\sigma_u = |\Gamma|^2 (0,785 \cdot H \cdot b) \quad (3)$$

где Γ – коэффициент отражения по полю ЭМ волны от плоского слоя морской волны, в круглых скобках - ЭПР идеально проводящего тела двойной кривизны [18], здесь H и b – удвоенные главные радиусы кривизны тела в точке зеркального отражения, $H = H_+ - H_s$.

Используем уравнение радиолокации, приведенное в монографии [19] (формула (10.10)), в пренебрежении ослаблением электромагнитного поля (ЭМП) в атмосфере и осадках, но с учетом отражения ЭМП от морской поверхности.

$$A\sigma_u = r^4 + B\sigma_{уд.м} \cdot r, \quad A = \frac{P_u G^2 \lambda^2}{m_1 P_{ш} (4\pi)^3}, \quad B = \frac{P_u \lambda^2 l_u}{8\pi P_{ш} \theta_\theta \theta_\rho} \quad (4)$$

В (4): P_u – излучаемая мощность, Вт, G - коэф. усиления антенны, λ – длина электромагнитной волны, $P_{ш}$ – мощность шума СВЧ приемника, $\sigma_{уд.м}$ - удельный ЭПР (УЭПР) морской поверхности, l_u – длина СВЧ импульса, θ_θ и θ_ρ - ширины диаграммы направленности антенны по половинной мощности в вертикальной и горизонтальной плоскостях. Длина импульса равна 150 м.

Примем высоту антенны РЛС над поверхностью моря h_a равной 15 м, вероятность ложной тревоги равной 10^{-4} , что соответствует требованиям морского регистра [10], вероятность правильного обнаружения цели - 99,8%. Заданным вероятностям соответствует, согласно графику рис. 10.1. из [19] отношение c/λ для одиночного импульса $m_I = P_u/P_{ш} = 14$. Характеристики антенны: прямоугольный раскрыв длиной 100 см, высотой 6,8 см с равномерным распределением амплитуды и постоянной фазой, длина ЭМ волны 3,2 см, поляризация горизонтальная. Характеристики РЛС для этой длины ЭМ волны возьмем из таблицы 10-1 [19] с отличием мощности РЛС, которую примем 50 кВт. характеристики УЭПР морской поверхности – из таблицы 7-2 [19]. УЭПР морской поверхности из табл. 7.2 пересчитываются для горизонтальной поляризации по формуле [19]

$$\sigma_{уд.м} = \sigma_{75}^{ГБ} + 10 \lg \cos \varphi + 5.84, \text{ дБ} \quad (5)$$

где $\cos \varphi \approx h_a / r$ при $r > 50$ м.

Расчет дальности действия РЛС при ненулевых балльности проводился с учетом рассеяния ЭМ поля назад на РЛС от морского волнения и уменьшения ЭПР АВ за счет закрытия верхней части значительной высотой волн. Результаты расчетов приведены на рис. 3 и 4.

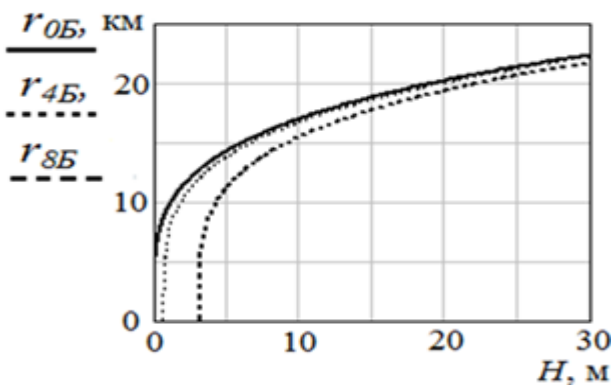


Рис.3. Дальность действия РЛС по цели типа одиночной АВ шириной 1 м.

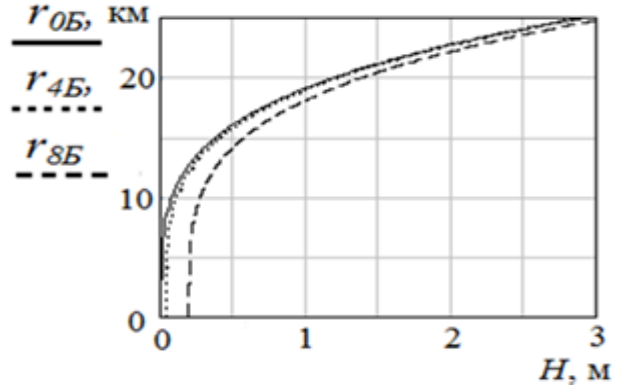


Рис.4. Дальность действия РЛС по цели типа одиночной АВ шириной 16 м.

Здесь и далее на всех рисунках приведена зависимость дальности действия РЛС от превышения высоты АВ над уровнем моря H_+ над значительной высотой волн H_s : $H = H_+ - H_s$.

На рис. 3 и 4 приведены дальности действия РЛС по одиночным АВ для морского волнения в 0, 4 и 8 баллов. Из результатов расчетов следует, что на больших расстояниях влияние морского волнения мало и возрастает с приближением цели к локакатору. Это хорошо известный факт, проявляющийся на экране локакатора в увеличении засветки экрана при движении точки наблюдения к положению РЛС.

Вторая группа расчетов была проведена для модели АВ «белая стена».

ЭПР этой АВ задавалось в виде множества зеркальных точек, расположенных по прямой на высоте $(H_+ - H_-)/2$. Предполагалось также, что отраженное от АВ поле формируется в пределах ширины диаграммы направленности антенны по половинной мощности в горизонтальной плоскости θ_2 . При этом ширина АВ $b \approx r\theta_2$. После подстановки ЭПР цели в уравнение радиолокации получаем, что для модели АВ «белая стена» дальность действия РЛС определяется формулой

$$r^3 = A_1 - B\sigma_{уд.м}, \text{ где } A_1 = 0,014 \cdot A \cdot H \quad (6)$$

В численном коэффициенте в A_1 учтён коэффициент отражения от морской воды на длине ЭМ волны.

Результаты расчетов приведены на рис. 5 и 6 также для волнения в 0, 4 и 8 баллов.

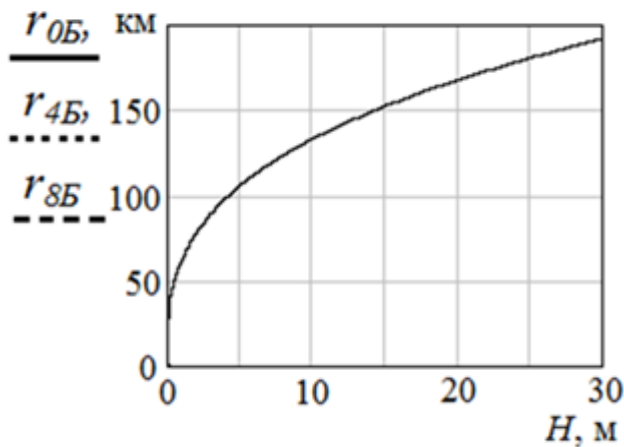


Рис.5. Дальность действия РЛС по цели АВ типа «белая стена» для больших высот АВ.

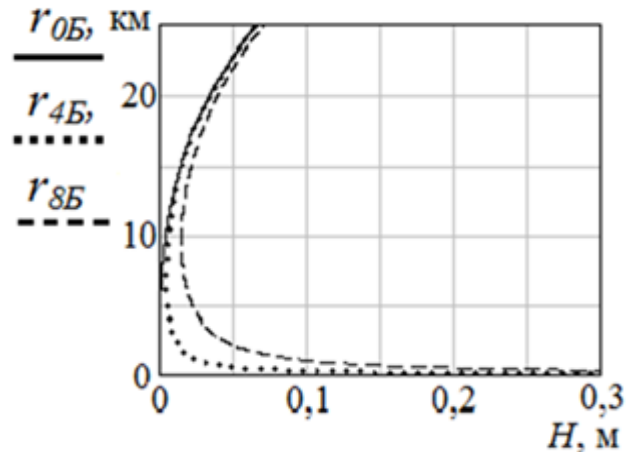


Рис.6. Дальность действия РЛС по цели АВ типа «белая стена» для малых высот АВ.

Из рис. 5 следует, что влияние морского волнения не проявляется при большой высоте АВ. Кривые АВ при разных балльности практически совпадают. Влияние морского волнения становится заметным только при приближении цели к локакатору и малых высотах АВ.

Заключение

Радиолокационные наблюдения АВ представляют интерес для накопления статистических данных об АВ, а также предупреждения экипажа судна или морской платформы о подходе АВ.

Проведенные расчеты дальности обнаружения АВ показывают возможность обнаружения АВ с временем существования, удовлетворяющим неравенству (2), когда АВ наблюдается в течение нескольких минут. Оцифровка записи сигнала от длительно существующих АВ позволит не только наблюдать АВ на экране локакатора, но и сделать выводы о времени ее существования. Энергетического потенциала стандартных обзорных навигационных РЛС достаточно для обнаружения АВ при подходе к мертвой зоне РЛС. Следует ожидать, что обнаружение цуга АВ возможно, если цуг АВ наблюдается в течение 8-ми из 10-ти полных оборотов антенны РЛС. Возможность наблюдения кратковременных одиночных АВ со временем жизни единицы секунд требует дополнительного анализа и будет рассмотрена позднее.

ЛИТЕРАТУРА

1. Чаликов Д.В. О природе экстремальных волн в океане. //Д.В.Чаликов //Фундаментальная и прикладная гидрофизика. –2020. –Т.13. № 4. – С.5-18.–doi: 10.7868/S2073667320040012.
2. Бухановский А.В. Экстремальные и необычные ветровые волны: измерения, расчет, прогноз. /А.В. Бухановский, Л.И. Лопатухин // Фундаментальная и прикладная гидрофизика. –2011.– Т.4. № 4. –С. 5-17.
3. Захаров В.Е., Вычислительные эксперименты и волны-убийцы. / В.Е. Захаров, А.И.Дьяченко //Фундаментальная и прикладная гидрофизика. –2012. –Т.5. №1.– С.64-76.
4. Пелиновский Е.Н. Волны-убийцы. /Е.Н. Пелиновский, А.В Слюняев.//Физика. – 2006.– №2. .– С.29-36.
5. Слюняев А.В. Волны-убийцы: мифы и реальность. / А.В. Слюняев, Е.Н. Пелиновский // Природа. –2021. –№ 10. – С.10-25. –doi: 10.7868/S0032874X21100021.
6. Куркин А.А. Волны-убийцы: факты, теория и моделирование./ А.А. Куркин, Е.Н. Пелиновский. –Изд. 2. –М-Берлин. Директ Медиа. 2016. –178 с. ISBN 978-5-4475-5883-3\
7. Chalikov D.V. Numerical Modelling of Sea Waves. (e-Book) / D.V. Chalikov.– Switzerland: Springer International Publishing, 2016.– 330 p.–doi: 10.1134/S0001433820030032.
8. Rosenthal W. Results of the MAXWAVE Project. www.soest.hawaii.edu/PubServices/2005pdfs.
9. Чаликов Д.В., Портрет волны-убийцы./Д.В.Чаликов.//Фундаментальная и прикладная гидрофизика.– 2012. –Т.5. №1. –С. 5-18.
10. Правила по оборудованию морских судов. Часть 5. Навигационное оборудование. – Санкт - Петербург: Издательство ФАУ Российский морской регистр судоходства, 2021. –268 с.
11. Маслов В.И. Исследование генерирования волны-убийцы в мореходном бассейне. /В.И.Маслов. //Труды Крыловского государственного научного центра. –2019. –S2. – С.91-98. –doi:10.24937/2542-2324-2019-2-S-I-91-98.
12. Кравцов Ю.А. Нерезонансный механизм рассеяния электромагнитных волн на морской поверхности: рассеяние на крутых заостренных волнах. /Ю.А.Кравцов, М.И.Митягина, А.Н. Чурюмов. // Известия ВУЗов, Радиофизика. –1999. – XLI. №3.– С.240-253
13. Daniele V. The Wiener-Hopf Solution of the Isotropic Penetrable Wedge Problem: Diffraction and Total Field. / V. Daniele, G. Lombardi. // IEEE Transactions on Antennas and Propagation, –2011. –V. 59. № 10,– P. 3797-3818. –doi: 10.1109/TAP.2011.2163780
14. Бабич В.М. Задача рассеяния плоской волны прозрачным клином. Вычислительный подход. /В. М. Бабич, Н.В. Мокеева, Б.А. Самокиш.// Радиотехника и электроника.–2012. –Т.57. № 9. –С. 978-986.
15. А.А.Комаров. В.А.Пермяков. Дифракция плоской электромагнитной волны на прямоугольном диэлектрическом клине. Анализ численных результатов. /Комаров А.А., Пермяков В.А. // Журнал радиоэлектроники.– 2011. –№9
16. Додд Р.. Солитоны и нелинейные волновые уравнения. / Додд Р., Дж. Эйлбек, Дж. Гиббон, Моррис Х. // –Москва. МИР. –1988.– 694 с. ISBN 5-03-000732-6.
17. Шургалина Е.Г. Проявление аномально больших волн зыби на фоне слабого ветрового волнения. /Е.Г.Шургалина, Е.Н. Пелиновский.//Фундаментальная и прикладная гидрофизика. –2012.– Т.5. №1.– С. 77-88.
18. Кобак В.О. Радиолокационные отражатели. /В.О.Кобак. //–Москва. Сов. Радио. –1975. –248 с.
19. Красюк Н.П. Влияние тропосферы и подстилающей поверхности на работу РЛС./ Н.П. Красюк, В.Л. Коблов, В.Н. Красюк. // –Москва. – Радио и связь. –1988. -216 с.

НОВЫЙ МЕТОД ПОДАВЛЕНИЯ СПЕКЛ-ШУМОВ В ИЗОБРАЖЕНИЯХ, ПРЕДСТАВЛЕННЫХ ВЫБОРОЧНЫМИ РАСПРЕДЕЛЕНИЯМИ

Анциперов В.Е.

*Институт радиотехники и электроники им. В.А. Котельникова РАН
anticperov@cplire.ru*

В работе обсуждается новый метод нелинейной фильтрации изображений, традиционных для таких областей как рентгеновское сканирование, компьютерная томография, ультразвуковые исследования. Поскольку предлагаемый метод синтезирован в контексте подходов машинного обучения, он использует локально-адаптивный характер фильтрации – вычисление значений параметров осуществляется в рамках метода на основе обучения по выборке данных из самого же изображения. Для этой цели используется специальное представление изображений с помощью выборок отсчетов контролируемого размера (выборочных представлений). Для выборочных представлений предложена порождающая (генеративная) модель идеального изображения, характеризующегося мультипликативными случайными искажениями, обычно трактуемыми как сопровождающий изображения спекл-шум.

Введение

С развитием техники визуализации (в том числе в терагерцовой, в инфракрасной и в рентгеновской областях), а также с увеличением емкости хранения и скорости обработки данных как на обычных компьютерах, так и на специализированных процессорах, интерес к исследованиям в области обработки изображений растет беспрецедентными темпами. Пожалуй, наиболее яркой иллюстрацией этого факта является биомедицина. Медицинское сообщество использует несколько методов получения изображений для диагностики и назначения соответствующих методов лечения. В частности, для сканирования различных органов человека используются такие технологии, как магнитно-резонансная томография (МРТ), компьютерная томография (КТ), рентгеновское сканирование (X) и ультразвук (УЗИ). Поскольку на основе перечисленных технологий часто принимаются ответственные решения как о диагностике, так и о лечении пациентов, требования к качеству формируемых ими цифровых изображений являются очень критичными.

Ухудшение медицинских изображений часто связано с наличием спекл-шума [1]. Спекл-шум — это искажения зернистого типа, которые хорошо известны в системах когерентной визуализации, таких как УЗИ, КТ, радиолокационные синтезированные апертуры (РСА) и т.д. Спекл ухудшает как пространственное разрешение, так и контрастность изображения и поэтому затрудняет их интерпретацию. Кроме того, спекл-шум снижает скорость и точность задач автоматической обработки изображений, таких как сегментация или классификация изображений. Таким образом, чтобы улучшить визуализацию, например анатомии внутренних органов и повысить точность определения их характеристик, спекл следует подавлять, по возможности, не разрушая важные особенности изображений.

Здесь следует однако заметить, что поскольку спекл-шумы, в отличие от белого гауссова шума, не аддитивны сигналу, их подавление традиционными методами линейной фильтрации оказалось малоэффективным. Более перспективными себя показали нелинейные методы, использующие фильтры типа медианных. Последние подавляют шумы не столько за счет усреднения значений изображения по всему окну фильтра, сколько усреднением их только на той части окна, в которой значения изображения отстоят от центрального не более, чем на заданную долю максимального размаха. Поэтому, в частности, для медианных фильтров можно использовать окна большего размера. Развитие идей медианной фильтрации шло в последнее время по нескольким направлениям. Это, во-первых, классические нелинейные фильтры, такие как гомоморфный винеровский, медианный и билатеральный [2]. Во-вторых, фильтрация на основе дифференциальных уравнений в частных производных (PDE) Пероны и Малика [3], известная как метод анизотропной диффузии. В-третьих, подход полной вариации, восходящий к Рудину и Ошеру [4] и основанный на минимизации функции энергии. И, в-четвертых, техника пороговой обработки вейвлет-коэффициентов (вейвлет-сжатия), предложенная Уивером [5] и являющаяся на сегодняшний день одной из наиболее обсуждаемых в области шумоподавления. При вейвлет-сжатии исходное изображение сначала преобразуется в область

вейвлет-коэффициентов, затем к ним применяются методы жесткой либо мягкой пороговой (адаптивной) обработки, после чего при помощи обратного вейвлет-преобразования изображение восстанавливается. Достаточно сложным в процедурах вейвлет-сжатия является вопрос адекватного выбора порогов, обеспечивающий, с одной стороны, эффективное шумоподавление, а с другой, сохраняющий детали (края органов, текстуры тканей, разделительные границы и т.д.), важные для медицинского анализа.

Как выяснилось в последнее время, между перечисленными выше направлениями существуют глубокие связи, позволяющие сводить одни из них к другим. Более того, большинство из них допускают расширение на область методов обучения нейронных сетей (без учителя!) [6]. Уже на сегодняшний день методы анизотропной диффузии, вейвлет-сжатия и вариационные методики, зарекомендовали себя как лучшие инструменты в области архитектуры сверточных нейронных сетей [6]. По этой причине любые исследования в данной области необычайно востребованы.

В данной работе предлагается новый подход к подавлению импульсных шумов типа спеклов. В отличие от подходов, перечисленных выше, мы предлагаем принципиально иной – перцептивное улучшение изображений на основе наиболее адекватных для зрительного восприятия человека представлений регистрируемых данных (а не на формальных мерах искажения изображений). Именно, мы основываем наш подход на разработанном ранее биологически мотивированном представлении изображений выборками отсчетов контролируемого размера (на выборочном представлении) [7]. Поскольку выборочные представления являются случайными объектами, предлагаемый подход является принципиально статистическим. Учитывая, что полное статистическое описание выборочных представлений является произведением плотностей распределения отдельных отсчетов, целью предлагаемого подхода является, по существу, оценка этих плотностей. В связи с этим крайне важен выбор модели параметрических плотностей распределения, максимально адекватной особенностям зрительного восприятия. В следующем разделе подробно рассматривается выбор параметрического семейства в виде системы рецептивных полей и выводится процедура нелинейной фильтрации на основе выборочных представлений в предложенной параметрической модели. Подчеркнем, что мотивация предлагаемых методов и моделей связана с механизмами зрительной системы человека.

Выборочные представления, рецептивные поля и фильтрация спекл-шумов

Перечисленные выше методы визуализации (МРТ, КТ, X и т. д.) основаны на очень разных технологиях, имеют дело с существенно разными типами изображений и в итоге предназначены для разных приложений. Однако в последние годы все чаще во всех возникает однотипная задача – формирование изображений в условиях слабого рабочего излучения. Эти условия могут возникать по разным причинам, например, в оптико-астрофизической съемке из-за удаленности объектов, в рентгеновском диапазоне из-за желания снизить дозы облучения и т. д. Однако, поскольку все излучения имеют общую физическую природу, есть и общие черты, проявляющиеся в пределе малых интенсивностей для всех диапазонов. Последнее проявляется в том, что процесс регистрации слабых излучений – формирования изображений – осуществляется в форме регистрации (фото) отсчетов [7].

Относительно недавно нами был проведен поиск подходящего представления для изображений отсчетного типа, сначала для низкоинтенсивных, а затем для более широкого класса излучений. Найденное в результате представление, названное выборочным, удалось обосновать с помощью концепции идеального устройства формирования изображений. Последнее представляет собой массив (матрицу) идеальных точечных детекторов (джотов, подробности см., например, в [7]). Соответственно, результат регистрации потока фотонов, падающих на чувствительную поверхность Ω идеального устройства формирования изображений – набор отсчетов $X = \{\vec{x}_i\}$, выбирается в качестве представления регистрируемого изображения.

Известно, что представление изображений отсчетами $X = \{\vec{x}_i\}$ описывается статистически как распределение вероятностей N точек $\{\vec{x}_i\}$ некоторого двумерного неоднородного точечного пуассоновского процесса с функцией интенсивности $\nu(\vec{x})$, пропорциональной интенсивности $I(\vec{x})$ регистрируемого на Ω излучения. Однако в общем случае число N отсчетов является случайным, что несколько неудобно (особенно если N достаточно велико). Поэтому наше предложение заключалось в представлении отсчетных изображений наборами точек, аналогичных пуассоновским, но с фиксированным (контролируемым) их общим числом $n < N$. А именно, рассматривая полный набор

отсчетов $X = \{\vec{x}_i\}$ идеального устройства формирования изображений как некоторую генеральную совокупность и делая из нее случайную выборку в n отсчетов $X_n = \{\vec{x}_i\}$, $j = 1, \dots, n$, мы рассматриваем последнюю как желаемое представление изображения, называемое выборочным. Нами было показано [7], что при тех же предположениях, которые использовались для вывода статистики пуассоновского точечного процесса, статистика фиксированного (не случайного) размера n выборки X_n задается плотностями распределения вида:

$$\begin{aligned} \rho(X_n = \{\vec{x}_i\}, | I(\vec{x})) &= \prod_{i=1}^n \rho(\vec{x}_i | I(\vec{x})), \\ \rho(\vec{x}_i | I(\vec{x})) &= I(\vec{x}_i) / \int_{\Omega} I(\vec{x}) d\vec{x}, \end{aligned} \quad (1)$$

где $I(\vec{x})$ – интенсивность излучения, падающего на чувствительную поверхность Ω идеального устройства формирования изображений, отсчеты \vec{x}_i , перенумерованы по порядку внутри X_n .

На сегодняшний день в области обработки изображений укоренилось общее представление о том, что для задач фильтрации наиболее эффективными являются те методы, которые либо априори моделируют изображение и его особенности (байесовские методы), либо моделируют особенности изображений на основе данных самих изображений (эмпирические байесовские методы) [8]. Поскольку под изображением мы подразумеваем регистрируемую интенсивность $I(\vec{x})$, вопрос о моделировании изображений сводится, таким образом, к выбору модели для интенсивности. Положим, что интенсивность может быть смоделирована набором параметров $\vec{\theta} \in \Theta \subset \mathbb{R}^p$, представляющих собой какие-то ее признаки, особенности. Временно не уточняя содержание этих признаков, зафиксируем лишь факт выбора для $I(\vec{x})$ параметрической модели, имеющей конечную размерность p . В результате, согласно (1), статистическое описание отсчетов изображения \vec{x}_i сведется к некоторому параметрическому распределению $\rho(\vec{x}_i | I(\vec{x})) = \rho(\vec{x}_i; \vec{\theta})$, а задача фильтрации – к оцениванию параметров $\vec{\theta} \in \Theta$ на основе выборочного представления $X_n = \{\vec{x}_i\}$, которое, опять же согласно (1), задается произведением плотностей индивидуальных отсчетов:

$$\rho(X_n; \vec{\theta}) = \prod_{i=1}^n \rho(\vec{x}_i; \vec{\theta}). \quad (2)$$

Из (2) следует, что для моделирования изображений необходимо и достаточно определиться с видом параметрической модели $\mathbb{P} = \{\rho(\vec{x}; \vec{\theta}) | \vec{\theta} \in \Theta\}$ плотностей распределения индивидуальных отсчетов. Следуя первоначально выбранной ориентации на механизмы зрительной системы, формализуем для этих целей перцептивно-мотивированную модель \mathbb{P} изображения. Эта модель связана в первую очередь с представлением о рецептивных полях сетчатки [9], поэтому для обоснования модели напомним некоторые основные факты о механизмах нейронного кодирования на периферии зрительной системы.

Начиная с работ Хьюбела и Вязеля 60-х годов прошлого века, вопросы строения и функций рецептивных полей (РП) сетчатки изучены достаточно глубоко [10]. Функции и размеры отдельных РП определяются типами связанных с ними ганглиозных клеток (выходных нейронов сетчатки). Количество типов последних превышает ~20, но большинство из них (~70%) относятся к двум основным – карликовым и зонтичным клеткам, причем каждый тип имеет еще 2 подтипа - ON и OFF клетки. Чтобы не перегружать изложение, рассмотрим далее только семейство карликовых клеток, кодирующих пространственное распределение интенсивности в поле изображения. Подтипы ON- и OFF- клеток различаются по реакции на характер освещения/затемнения соответствующих РП в соответствии с центрально-антагонистической структурой последних. В частности, ON-клетки активируются при стимуляции центра РП и тормозятся при стимуляции концентрического окружения. И наоборот, OFF-клетки активируются при стимуляции окружения РП и ингибируются при стимуляции центра. В известных математических моделях рецептивное поле ON-клетки имеет центр (С) в виде узкого гауссова профиля пространственной активации фоторецепторов и более широкого концентрического профиля торможения в антагонистическом окружении (S), для OFF-клеток

активация и торможение меняются местами. Этот тип моделей принято обозначать аббревиатурой DoG (difference of Gaussian) [9].

Что же касается пространственного расположения системы рецептивных полей, то установлено, что некоторые пары ON- и OFF- клеток имеют почти полностью перекрывающиеся РП, в то время как поля разных пар практически не перекрываются. При этом неперекрывающиеся пары соседних РП плотно прилегают друг к другу, образуя своеобразную мозаику, плотно заполняющую все поле зрения сетчатки Ω [11]. С учетом изложенных фактов формализуем параметрическую модель семейства плотностей вероятностей $\mathbb{P} = \{\rho(\vec{x}; \vec{\theta}) | \vec{\theta} \in \Theta\}$ (1) в виде смеси K пар компонент $\{C_k(\vec{x}), S_k(\vec{x})\}$, $k = 1, \dots, K$:

$$\rho(\vec{x}; \vec{\theta}) = \sum_{k=1}^K w_k C_k(\vec{x}) + v_k S_k(\vec{x}), \quad (3)$$

где $\vec{\theta} = \{w_k, v_k\}$ – положительные веса смеси, параметры модели. Компоненты смеси $C_k(\vec{x})$ и $S_k(\vec{x})$ представляют собой компактный центр и концентрическое антагонистическое окружение k -го РП. Эти компоненты задаются положительными плотностями распределения вероятностей, имеющими общий компактный носитель $\Delta_k = \{\vec{x} | C_k(\vec{x}), S_k(\vec{x}) \neq 0\}$:

$$\int_{\Delta_k} C_k(\vec{x}) d\vec{x} = \int_{\Delta_k} S_k(\vec{x}) d\vec{x} = 1. \quad (4)$$

Множество носителей всех РП $\{\Delta_k\}$ составляет разбиение общего поле зрения сетчатки, т. е. все они попарно не пересекаются, но вместе плотно покрывают Ω . Это свойство носителей РП приводит к тому, что компоненты разных рецептивных полей ортогональны друг другу на Ω :

$$\int_{\Omega} C_k(\vec{x}) C_l(\vec{x}) d\vec{x} = \int_{\Omega} S_k(\vec{x}) C_l(\vec{x}) d\vec{x} = \int_{\Omega} S_k(\vec{x}) S_l(\vec{x}) d\vec{x} = 0, \quad k \neq l. \quad (5)$$

Что же касается компонент $C_k(\vec{x}), S_k(\vec{x})$ имеющих общий носитель, примем, что их собственные носители $\Delta_k^c, \Delta_k^s \subset \Delta_k$ также осуществляют разбиение общего носителя: $\Delta_k = \Delta_k^c \cup \Delta_k^s$, $\Delta_k^c \cap \Delta_k^s = \emptyset$. Тем самым для них будут выполняться соотношения:

$$\int_{\Omega} C_k(\vec{x}) C_k(\vec{x}) d\vec{x} = \frac{1}{\sigma_k^c}, \quad \int_{\Omega} S_k(\vec{x}) C_k(\vec{x}) d\vec{x} = 0, \quad \int_{\Omega} S_k(\vec{x}) S_k(\vec{x}) d\vec{x} = \frac{1}{\sigma_k^s}, \quad (6)$$

где σ_k^c и σ_k^s являются обратными средним значениям $\overline{C_k(\vec{x})}$ и $\overline{S_k(\vec{x})}$ на их же носителях $\Delta_k^c, \Delta_k^s \subset \Delta_k$. По существу константы σ_k^c и σ_k^s задают эффективные площади носителей: $\sigma_k^c \overline{C_k(\vec{x})} = 1$, $\sigma_k^s \overline{S_k(\vec{x})} = 1$. Итого, на основе (5) и (6) можно заключить, что система компонент $\{C_k(\vec{x}), S_k(\vec{x})\}$ в модели (3) представляет собой множество ортогональных функций, подобных системе ортогональных вейвлетов, либо косинус-компонент популярных в ЦОС ортогональных преобразованиях изображений. Отметим здесь лишь тот факт, что введенная система компонент $\{C_k(\vec{x}), S_k(\vec{x})\}$ отличается от традиционных систем ортогональных функций тем, что все они неотрицательны и нормированы не в L_2 , а в L_1 норме.

Основываясь на свойствах ортогональности компонент (3) можно также, как в классических ортогональных представлениях, выразить веса $\vec{\theta} = \{w_k, v_k\}$ через моделируемую плотность $\rho(\vec{x}; \vec{\theta})$:

$$\begin{aligned} w_k &= \sigma_k^c \int_{\Omega} C_k(\vec{x}) \rho(\vec{x}; \vec{\theta}) d\vec{x} = \sigma_k^c \int_{\Delta_k^c} C_k(\vec{x}) \rho(\vec{x}; \vec{\theta}) d\vec{x}, \\ v_k &= \sigma_k^s \int_{\Omega} S_k(\vec{x}) \rho(\vec{x}; \vec{\theta}) d\vec{x} = \sigma_k^s \int_{\Delta_k^s} S_k(\vec{x}) \rho(\vec{x}; \vec{\theta}) d\vec{x}. \end{aligned} \quad (7)$$

Соотношения (7) только связывают параметры $\vec{\theta} = \{w_k, v_k\}$ с плотностью распределения, но не определяют их ввиду зависимости $\rho(\vec{x}; \vec{\theta})$ от $\vec{\theta}$. Однако, вспоминая о выборочном представлении $X_n = \{\vec{x}_i\}$ как о наборе независимых наблюдений с распределением $\rho(\vec{x}; \vec{\theta})$ можно, воспользовавшись идеей Донохо и Джонстона [12] о асимптотической замене согласно закону больших чисел ожидаемых значений компонент $C_k(\vec{x}), S_k(\vec{x})$ их выборочными средними:

$$\begin{aligned} w_k &= \frac{\sigma_k^c}{n} \sum_{\vec{x}_i \in \Delta_k^c} C_k(\vec{x}_i), \\ v_k &= \frac{\sigma_k^s}{n} \sum_{\vec{x}_i \in \Delta_k^s} S_k(\vec{x}_i). \end{aligned} \quad (8)$$

Таким образом, можно, по крайней мере приближенно, вычисляя на основе выборочного распределения $X_n = \{\vec{x}_i\}$ правые части (8) найти параметры модели $\vec{\theta} = \{w_k, v_k\}$ и решить тем самым задачу фильтрации, как это было разъяснено выше. Более того, можно приближения (8) сделать еще более простыми, хотя и менее точными, если воспользоваться равномерным приближением для компонент $C_k(\vec{x}_i) \approx \bar{C}_k(\vec{x}) = (\sigma_k^c)^{-1}$ и $S_k(\vec{x}_i) \approx \bar{S}_k(\vec{x}) = (\sigma_k^s)^{-1}$. Как следует из (8) оценками параметров-весов будут в этом случае $w_k = n_k^c/n$ и $v_k = n_k^s/n$, где n_k^c и n_k^s – числа отсчетов X_n , попавших в Δ_k^c и Δ_k^s соответственно. Отсюда следует, что для приближенного восстановления изображений в соответствии с моделью (3) достаточно только чисел n_k^c и n_k^s отсчетов в центрах/окружении рецептивных полей. Другими словами, для задач фильтрации представление изображений может быть сведено к «представлению числа заполнений» $Y_n = \{n_k^c, n_k^s\}$.

Ввиду грубости представления $Y_n = \{n_k^c, n_k^s\}$ изображение (3) может оказаться все еще сильно зашумленным. Дальнейшее улучшение его качества здесь возможно при обращении к имеющейся априорной информации о параметрах (в данном случае $\{n_k^c, n_k^s\}$). Учитывая сходство предложенной модели (3) с вейвлет-представлениями, можно обратиться, в частности, к очень эффективному подходу к шумоподавлению изображений при сохранении деталей, известному как пространственная адаптация с помощью вейвлет-сжатия [13].

Однако, в отличие от традиционного метода вейвлет-сжатия, исходящего из простой аддитивной модели связи между вейвлет-коэффициентами $\{\omega_k\}$, рассчитанными по данным наблюдений, и «реальными», также случайными коэффициентами $\{\theta_k\}$, зашумленной версией которых являются наблюдаемые: $\omega_k = \theta_k + \epsilon_k z$, где z – стандартная нормальная случайная переменная, а ϵ_k – масштабный коэффициент шума [13], в нашей модели спекл-шумы являются скорее мультипликативными. Более того, вместо гауссовой модели данных $\{\omega_k\}$, в предложенном в работе подходе модель данных для $\{n_k^c, n_k^s\}$ является пуассоновской. Все эти обстоятельства существенно усложняют анализ статистических связей и синтез процедуры фильтрации в выбранной модели. Тем не менее, нам удалось и в этих условиях синтезировать новый метод фильтрации, который на данный момент имеет следующий вид коррекции рассчитанных по выборочному представлению параметров $Y_n = \{n_k^c, n_k^s\}$ до оптимально сжатых $\bar{Y}_n = \{\bar{n}_k^c, \bar{n}_k^s\}$:

$$\begin{aligned} \bar{n}_k^c &\approx \begin{cases} \delta_c^k (n_k + 1), & |n_k^c - \hat{n}_k^c| < D\sqrt{n_k} \\ (n_k^c + 1), & |n_k^c - \hat{n}_k^c| > D\sqrt{n_k} \end{cases} \\ \bar{n}_k^s &\approx \begin{cases} \delta_s^k (n_k + 1), & |n_k^s - \hat{n}_k^s| < D\sqrt{n_k} \\ (n_k^s + 1), & |n_k^s - \hat{n}_k^s| > D\sqrt{n_k} \end{cases}. \end{aligned} \quad (9)$$

где $n_k = n_k^c + n_k^s$ – полное число отсчетов на k -м РП, $\hat{n}_k^c = \frac{\sigma_c^k}{\sigma_c^k + \sigma_s^k} n_k$ – апостериорная оценка n_k^c по полному числу отсчетов n_k , в предположении однородности интенсивности (отсутствия контраста) на РП. Величина порога D определяется исключительно априорными параметрами:

$$D = \sqrt{2\delta_c^k \delta_s^k \ln \frac{p\sqrt{\delta_c^k \delta_s^k \bar{v}}}{\sqrt{2\pi(1-p)}}}, \quad (10)$$

где $\delta_c^k = \sigma_c^k / (\sigma_c^k + \sigma_s^k)$, $\delta_s^k = \sigma_s^k / (\sigma_c^k + \sigma_s^k)$, $\delta_c^k + \delta_s^k = 1$, p – априорная вероятность отсутствия контраста на Δ_k , \bar{v} – априорное среднее числа отсчетов на k -м РП.

Заключение

Предложенный в статье подход, основанный на системе рецептивных полей, оказался содержательным в связи с открывающимися в его рамках новыми возможностями синтеза реальных алгоритмов нелинейной фильтрации изображений. Разработанное для этих целей специальное представление изображений (выборочные представления) позволило, с одной стороны, избежать проблем, связанных с размерами растровых (битмап) представлений изображений, а, с другой стороны, открыло широкие возможности для адаптации методов машинного обучения.

Особенностью предлагаемого подхода является концепция рецептивных полей. С одной стороны, он обеспечивает адекватное для человеческого восприятия качество изображения, а с другой эффективно преодолевает известные алгоритмические проблемы с большим количеством смесей компонентов.

Отметим здесь, что предлагаемый подход имеет естественное расширение на область методов сжатия параметров, а последняя, как выяснилось недавно, имеет многочисленные, нетривиальные связи с такими областями машинного обучения, как методы анизотропной диффузии, вейвлет подходы и вариационные методики, зарекомендовавшие себя как лучшие инструменты в области архитектуры сверточных нейронных сетей [14].

Работа выполнена за счет бюджетного финансирования в рамках государственного задания в ИРЭ им. В.А. Котельникова РАН (ГЗ “РЭЛДИС”).

ЛИТЕРАТУРА

1. Dougherty G. Digital Image Processing for Medical Applications / Cambridge: Cambridge University Press, 2009. doi:10.1017/CBO9780511609657.
2. Tomasi C, Manduchi R. Bilateral filtering for gray and color images. // Sixth International Conference on Computer Vision. no. 98CH36271.IEEE, 1998. pp. 839-846. doi: 10.1109/ICCV.1998.710815.
3. Perona P., Malik J. Scale-space and edge detection using Anisotropic Diffusion. // IEEE Trans on Pattern Analysis and Machine Intelligence, vol. 12, Jul 1990, pp. 629 -639.
4. Rudin L.I., Osher S., Fatemi E. Nonlinear total variation based noise removal algorithms // Physica 0: Nonlinear Phenomena, vol. 60, Nov 1992. pp. 259-268.
5. Weaver J.B., et. al. Filtering noise from images with wavelet transforms // Magn Reson Med, vol. 21, Oct 1991. pp. 288-295.
6. Alt T., Peter P., Weickert J., Schrader K. Translating Numerical Concepts for PDEs into Neural Architectures. // Elmoataz A., Fadili et. al. (eds) Scale Space and Variational Methods in Computer Vision. Lecture Notes in Computer Science, vol 12679. Springer, Cham. doi: 10.1007/978-3-030-75549-2_24.
7. Antsiperov V. Perceptual Images Compression Based on a System of Receptive Fields // Pattern Recognit. Image Anal. no. 32, 2022. Pp. 501–510. doi: 10.1134/S105466182203004X.
8. Milanfar P. A Tour of Modern Image Filtering: New Insights and Methods, Both Practical and Theoretical // IEEE signal processing magazine, vol. 30, no. 1, 2013. pp. 106–128. doi: 10.1109/MSP.2011.2179329.
9. Cho M.W., Choi M.Y. A model for the receptive field of retinal ganglion cells // Neural Networks, vol. 49, 2014. pp .51–58. doi: 10.1016/j.neunet.2013.09.005.
10. Schiller P.H., Tehovnik E.J. Vision and the Visual System // Oxford: Oxford University Press, 2015. doi: 10.1093/acprof:oso /9780199936533.001.0001.
11. Gauthier J. L., Field G. D., et. al. Receptive Fields in Primate Retina Are Coordinated to Sample Visual Space More Uniformly // PLoS Biology, vol. 7, 2009. doi: 10.1371/journal.pbio.1000063.
12. Donoho D. L., Johnstone J. M. Ideal spatial adaptation by wavelet shrinkage // Biometrika, vol. 81, no. 3, 1994. pp. 425–455. doi: 10.1093/biomet/81.3.425.
13. Chipman H. A., Kolaczyk E. D., McCulloch R. E. Adaptive Bayesian Wavelet Shrinkage // Journal of the American Statistical Association, vol. 92, no. 440, 1997. pp. 1413–1421, doi: 10.1080/01621459.1997.10473662.
14. Alt T., Weickert J., Peter P. Translating Diffusion, Wavelets, and Regularization into Residual Networks, arXiv:2002.02753 [cs.LG], 2020. doi: 10.48550/arXiv.2002.02753.

МИНИМАКСНАЯ ОПТИМИЗАЦИЯ КОДЕРА И ДЕКОДЕРА В МІМО СИСТЕМЕ С ОДНОКАНАЛЬНЫМ МНОЖЕСТВЕННЫМ ДОСТУПОМ

Маврычев Е.А.

Нижегородский государственный технический университет им Р.Е. Алексеева
mavrychev.eugene@mail.ru

В данной работе рассматривается МІМО система передачи данных, в которой осуществляется множественный доступ за счет пространственного разделения пользователей. Предусматривается система с разделением по времени нисходящего и восходящего каналов. Разделение пользователей выполняется с помощью линейного пространственного кодирования и декодирования с выделением одного пространственного канала для каждого пользователя. Оптимизация пространственного кодера и декодера основывается на минимизации максимальной среднеквадратической ошибки, получаемой у наихудшего пользователя. Предлагается итерационный алгоритм оптимизации, на каждом шаге которого уточняется корреляционная матрица помех множественного доступа. Численные примеры демонстрирует характеристики, достигаемые в итерационной процедуре оптимизации.

Введение

В настоящее время технология МІМО для передачи данных является одной из ключевых технологий в беспроводных компьютерных сетях и мобильных сетях связи 4G и 5G, позволяющая повысить пропускную способность [1, 2]. Дальнейшее развитие связано с направлением, называемым massive МІМО [3], которое, в том числе, является актуальным для систем связи миллиметрового диапазона (системы mmWave) [5, 6].

Одним из наиболее распространенных сценариев в системах massive МІМО является многопользовательская система, в которой базовая станция (или точка доступа) с большим количеством антенн обслуживает пользователей, осуществляя пространственное разделение пользователей. Часто рассматривается система, в которой пользователи имеют одиночные антенны, при этом пространственная обработка выполняется только на базовой станции [3, 6]. Одним из основных критериев, используемых при оптимизации систем связи с множественным доступом, является минимизация максимальной среднеквадратической ошибки (СКО) или минимизации ошибки для наихудшего пользователя, что получило название оптимизация «по справедливости», так как данный критерий основан на распределении ресурсов между пользователями так, чтобы выровнять качество обслуживания пользователей [6, 7].

Оптимизация кодера и декодера в МІМО системе, в которой используются разнесенные антенны на прием и передачу, рассматривалась в работах [8-10]. В этих работах в качестве критерия рассматривается некоторая выпуклая функция от матрицы СКО. Алгоритмы оптимизации многоканальных МІМО систем с множественным доступом, в которых на пользовательских терминалах также используются разнесенные антенны, предложены в работах [11-13]. Минимаксный критерий для СКО рассматривался в статье [13].

В настоящей работе рассматривается оптимизация кодера в многопользовательской МІМО системе, в которой для каждого пользователя выделяется один пространственный канал, аналогично [10]. Предлагается итерационный метод, на каждой итерации которого решается выпуклая оптимизационная задача при условии, что корреляционная матрица помехи множественного доступа известна. Эта матрица уточняется на каждом шаге итерационной процедуры. Результаты моделирования показывают эффективность предлагаемых методов оптимизации линейных кодеров и сходимости итерационного алгоритма.

Модель МІМО системы

Рассмотрим многопользовательскую МІМО систему, в которой базовая станция имеет M антенн для передачи и приема данных K пользователям, у каждого из которых N антенн. Предполагается дуплексная передача данных в режиме временного разделения: нисходящий канал – передача данных от базовой станции к пользователям, восходящий канал – передача данных от пользователей к базовой станции. Разделение пользователей осуществляется только за счет пространственной обработки

сигналов в ММО системе, которая реализуется в линейном пространственном кодере на передачу и линейном пространственном декодере на прием.

Рассмотрим вначале модель сигналов в нисходящем канале. Пусть $\mathbf{x} = [x_1, \dots, x_M]^T \in \mathbb{C}^M$ – вектор комплексных амплитуд сигнала, излучаемого передающими антеннами базовой станции, а на приемной стороне обозначим $\mathbf{y}_k = [y_{k1}, \dots, y_{kN}]^T \in \mathbb{C}^N$ – вектор принимаемого сигнала k -го пользователя, где $(\cdot)^T$ – операция транспонирования, \mathbb{C} – множество комплексных чисел. Считаем, что канал является стационарным частотно-неселективным и описывается матрицей коэффициентов передачи $\mathbf{H}_k \in \mathbb{C}^{N \times M}$, в которой (n, m) -элемент является коэффициентом передачи из m -ой передающей антенны в n -ую приемную антенну k -го пользователя. Тогда вектор принимаемого сигнала для k -го пользователя представляется в виде

$$\mathbf{y}_k = \mathbf{H}_k \mathbf{x} + \mathbf{v}_k. \quad (1)$$

Рассмотрим линейное кодирование и декодирование сигналов в ММО системе. Пусть для k -го пользователя необходимо передать информационный символ s_k , принадлежащий некоторому дискретному множеству, определяющему вид модуляции сигнала. Будем считать, что средняя мощность символа равна $E\{|s_{k,l}|^2\} = 1$, где операция $E\{\cdot\}$ означает статистическое усреднение. Вектор передаваемого сигнала \mathbf{x} представляет собой линейную комбинацию сигналов s_1, \dots, s_K , предназначенных различным пользователям, и записывается в виде

$$\mathbf{x} = \sum_{k=1}^K \mathbf{f}_k s_k, \quad (2)$$

где $\mathbf{f}_k \in \mathbb{C}^M$, $k = 1, \dots, K$ – вектор кодирования для k -го пользователя. Средняя излучаемая мощность базовой станции равна

$$P_{BS} = E\{\mathbf{x}^H \mathbf{x}\} = \sum_{k=1}^K \mathbf{f}_k^H \mathbf{f}_k \leq P \quad (3)$$

и ограничена величиной P . При этом каждое отдельное слагаемое в сумме (3) является средней мощностью, выделяемой для k -го пользователя, равной $\varphi_k = \mathbf{f}_k^H \mathbf{f}_k$.

Оценка информационного вектора на приемной стороне y -го пользователя записывается в виде линейного преобразования принятого вектора \mathbf{y}_k с помощью вектора линейного декодера $\mathbf{g}_k \in \mathbb{C}^N$ и представляет как

$$\hat{s}_k = \mathbf{g}_k^H \mathbf{y}_k = \mathbf{g}_k^H \mathbf{H}_k \mathbf{f}_k s_k + \mathbf{g}_k^H \mathbf{H}_k \sum_{\substack{i=1 \\ i \neq k}}^K \mathbf{f}_i s_i + \mathbf{g}_k^H \mathbf{v}_k. \quad (4)$$

В восходящем канале k -ый пользователь передает на базовую станцию символ \mathbf{s}_k , который в антенной решетке преобразуется вектором кодирования $\tilde{\mathbf{f}}_k \in \mathbb{C}^N$. Вектор комплексных амплитуд излучаемого сигнала $\mathbf{x}_k = [x_{k,1}, \dots, x_{k,N}]^T \in \mathbb{C}^N$ для k -го пользователя имеет вид

$$\mathbf{x}_k = \tilde{\mathbf{f}}_k s_k, \quad (5)$$

а средняя излучаемая мощность k -ым пользователем, ограниченная величиной \tilde{P} , равна

$$P_{user,k} = E\{\mathbf{x}_k^H \mathbf{x}_k\} = \tilde{\mathbf{f}}_k^H \tilde{\mathbf{f}}_k \leq \tilde{P}. \quad (6)$$

Канал при передаче сигналов от k -го пользователя до базовой станции описывается матрицей $\mathbf{H}_k^T \in \mathbb{C}^{M \times N}$. Тогда вектор принимаемого сигнала на базовой станции записывается как

$$\mathbf{y} = \sum_{k=1}^K \mathbf{H}_k^T \mathbf{x}_k + \mathbf{v}. \quad (7)$$

Оценка информационного вектора на базовой станции, полученного от k -го пользователя, записывается в виде линейного преобразования принятого вектора \mathbf{y} с помощью вектора линейного декодера $\tilde{\mathbf{g}}_k \in \mathbb{C}^M$ и представляет как

$$\hat{s}_k = \tilde{\mathbf{g}}_k^H \mathbf{y} = \tilde{\mathbf{g}}_k^H \mathbf{H}_k^T \tilde{\mathbf{f}}_k s_k + \tilde{\mathbf{g}}_k^H \sum_{\substack{i=1 \\ i \neq k}}^K \mathbf{H}_i^T \mathbf{f}_i s_i + \tilde{\mathbf{g}}_k^H \mathbf{v}. \quad (8)$$

Минимаксная оптимизация СКО

При передаче данных в качестве метрики целесообразно использовать СКО в виде $\varepsilon_k^2 = E\{|\hat{s}_k(t) - s_k(t)|^2\}$, которая характеризует качество связи для k -го пользователя. СКО декодирования символа k -го пользователя, зависящая от коэффициентов векторов кодирования и декодирования, представляется в виде

$$\varepsilon_k^2(\mathbf{f}_k, \mathbf{g}_k) = |\mathbf{g}_k^H \mathbf{H}_k \mathbf{f}_k - 1|^2 + \mathbf{g}_k^H \mathbf{Q}_k \mathbf{g}_k, \quad \tilde{\varepsilon}_k^2(\tilde{\mathbf{f}}_k, \tilde{\mathbf{g}}_k) = |\tilde{\mathbf{g}}_k^H \mathbf{H}_k^T \tilde{\mathbf{f}}_k - 1|^2 + \tilde{\mathbf{g}}_k^H \tilde{\mathbf{Q}}_k \tilde{\mathbf{g}}_k \quad (9)$$

для нисходящего и восходящего канала, соответственно, где $\mathbf{Q}_k \in \mathbb{C}^{N \times N}$ - корреляционная матрица помех множественного доступа и собственного шума в приемной антенной решетке k -го пользователя, $\tilde{\mathbf{Q}}_k \in \mathbb{C}^{M \times M}$ - корреляционная матрица помех множественного доступа и собственного шума в приемной антенной решетке базовой станции при выделении сигнала k -го пользователя. Эти корреляционные матрицы имеют вид

$$\mathbf{Q}_k = \sum_{\substack{i=1 \\ i \neq k}}^K \mathbf{H}_i \mathbf{f}_i \mathbf{f}_i^H \mathbf{H}_i^H + \mathbf{I}_N, \quad \tilde{\mathbf{Q}}_k = \sum_{\substack{i=1 \\ i \neq k}}^K \mathbf{H}_i^T \mathbf{f}_i \mathbf{f}_i^H \mathbf{H}_i^* + \mathbf{I}_M. \quad (10)$$

Оптимальные векторы декодирования, которые позволяют минимизировать СКО $\varepsilon_k^2(\mathbf{f}_k, \mathbf{g}_k)$ и $\tilde{\varepsilon}_k^2(\tilde{\mathbf{f}}_k, \tilde{\mathbf{g}}_k)$, представляют собой хорошо известные решения оптимальной винеровской фильтрации и записываются в виде [8]

$$\mathbf{g}_k = (\mathbf{H}_k \mathbf{f}_k \mathbf{f}_k^H \mathbf{H}_k^H + \mathbf{Q}_k)^{-1} \mathbf{H}_k \mathbf{f}_k, \quad \tilde{\mathbf{g}}_k = (\mathbf{H}_k^T \tilde{\mathbf{f}}_k \tilde{\mathbf{f}}_k^H \mathbf{H}_k^* + \tilde{\mathbf{Q}}_k)^{-1} \mathbf{H}_k^T \tilde{\mathbf{f}}_k \quad (11)$$

для нисходящего и восходящего канала, соответственно. Если выражения для оптимального вектора декодирования подставить в выражения для СКО (9), то получим

$$e_k^2(\mathbf{f}_k) = (1 + \mathbf{f}_k^H \mathbf{H}_k^H \mathbf{Q}_k^{-1} \mathbf{H}_k \mathbf{f}_k)^{-1}, \quad \tilde{e}_k^2(\tilde{\mathbf{f}}_k) = (1 + \tilde{\mathbf{f}}_k^H \mathbf{H}_k^* \tilde{\mathbf{Q}}_k^{-1} \mathbf{H}_k^T \tilde{\mathbf{f}}_k)^{-1}. \quad (12)$$

Сначала рассмотрим оптимизацию в нисходящем канале. Будем минимизировать максимальную ошибку $\max_k [e_1^2(\mathbf{f}_1), \dots, e_K^2(\mathbf{f}_K)]$ или ошибку для наихудшего пользователя. Тогда задача оптимизации с учетом ограничений на излучаемую мощность представляется в виде

$$\min_{\mathbf{f}_1, \dots, \mathbf{f}_K} \max_k [e_1^2(\mathbf{f}_1), \dots, e_K^2(\mathbf{f}_K)], \quad s.t. \quad \sum_{l=1}^K \mathbf{f}_l^H \mathbf{f}_l \leq P, \quad (13)$$

из которой можно определить векторы кодирования.

Минимальное значение $\varepsilon_k^2(\mathbf{f}_k)$ принимает при условии, что

$$\mathbf{f}_k = \varphi_k^{0.5} \mathbf{u}_k, \quad (14)$$

где \mathbf{u}_k - собственный вектор матрицы $\mathbf{H}_k^H \mathbf{Q}_k^{-1} \mathbf{H}_k$, соответствующий максимальному собственному числу, которое обозначим λ_k , $\varphi_k = \mathbf{f}_k^H \mathbf{f}_k$ - мощность, выделяемая для k -го пользователя.

Тогда задачу оптимизации (3) можно преобразовать к задаче распределения мощности между пользователями и записать в виде

$$\min_{\varphi_1, \dots, \varphi_K} \max_k [e_1^2(\varphi_1), \dots, e_K^2(\varphi_K)], \quad s.t. \quad \sum_{l=1}^K \varphi_l \leq P. \quad (15)$$

Учитывая, что при оптимальном значении вектора кодирования (14) имеем равенство $\mathbf{f}_k^H \mathbf{H}_k^H \mathbf{Q}_k^{-1} \mathbf{H}_k \mathbf{f}_k = \lambda_k \varphi_k$, а также вводя дополнительную переменную t , оптимизационную задачу (15) перепишем в виде

$$\begin{aligned} & \min_{\varphi_1, \dots, \varphi_K} t, \\ & \text{s.t. } t \geq (1 + \lambda_k \varphi_k)^{-1}, \quad k=1, \dots, K, \\ & \sum_{l=1}^K \varphi_l \leq P. \end{aligned} \quad (16)$$

Задача (16) является выпуклой оптимизационной задачей и решается методом множителей Лагранжа, при котором оптимизируется функция Лагранжа

$$L(t, \varphi_1, \dots, \varphi_K, \nu_0, \nu_1, \dots, \nu_K) = t + \sum_{l=1}^K \nu_l (t^{-1} - 1 - \lambda_l \varphi_l) + \nu_0 \sum_{l=1}^K \varphi_l - \nu_0 P, \quad (17)$$

где $\nu_0, \nu_1, \dots, \nu_K$ - неизвестные множители Лагранжа. Оптимизация функции (17) приводит к следующему аналитическому решению для распределения мощности между пользователями

$$\varphi_k = \frac{P}{\lambda_k \sum_{l=1}^K \lambda_l^{-1}}, \quad k=1, \dots, K. \quad (18)$$

Рассмотрим решение для векторов кодирования в восходящем канале. Критерий оптимизации для наихудшего пользователя формулируется в следующем виде

$$\min_{\tilde{\mathbf{f}}_1, \dots, \tilde{\mathbf{f}}_K} \max_k [\tilde{e}_1^2(\tilde{\mathbf{f}}_1), \dots, \tilde{e}_K^2(\tilde{\mathbf{f}}_K)], \quad \text{s.t. } \tilde{\mathbf{f}}_k^H \tilde{\mathbf{f}}_k \leq \tilde{P}, \quad k=1, \dots, K. \quad (19)$$

Если предполагать, что в выражении (12) матрица $\mathbf{N}_k^* \tilde{\mathbf{Q}}_k^{-1} \mathbf{N}_k^T$ не зависит от векторов кодирования, то задача (19) представляется как K независимых оптимизационных задач, в каждой из которых минимизируется $\tilde{e}_k^2(\tilde{\mathbf{f}}_k)$. Минимальное значение $\tilde{e}_k^2(\tilde{\mathbf{f}}_k)$ принимает при условии, что

$$\tilde{\mathbf{f}}_k = \sqrt{\tilde{P}} \tilde{\mathbf{u}}_k, \quad (20)$$

где $\tilde{\mathbf{u}}_k$ - собственный вектор матрицы $\mathbf{N}_k^* \tilde{\mathbf{Q}}_k^{-1} \mathbf{N}_k^T$, соответствующий максимальному собственному числу.

Итерационный алгоритм оптимизации

Отметим, что решения (14) и (20) для векторов кодирования в нисходящем и восходящем каналах являются условными, так как в них используются корреляционные матрицы помех \mathbf{Q}_k и $\tilde{\mathbf{Q}}_k$, которые в свою очередь зависят от векторов кодирования. Поэтому задачи (13) и (19) являются невыпуклыми. В связи с этим предлагается итерационный алгоритм решения этих задач, в котором на каждой итерации используются оценки корреляционных матриц, полученных на предыдущих итерациях с последующим нахождением аналитических решений (14) и (20).

На первой итерации алгоритма оптимизации используются случайные начальные приближения векторов кодирования, которые записываются в виде

$$\mathbf{f}_k^{(0)} = \sqrt{\frac{P}{K \|\boldsymbol{\xi}_k\|}} \boldsymbol{\xi}_k, \quad \tilde{\mathbf{f}}_k^{(0)} = \sqrt{\frac{\tilde{P}}{\|\boldsymbol{\zeta}_k\|}} \boldsymbol{\zeta}_k, \quad (21)$$

где $\boldsymbol{\xi}_k, \boldsymbol{\zeta}_k$ - случайные гауссовские векторы с нулевыми математическими ожиданиями, единичными дисперсиями и некоррелированными между собой элементами.

На текущей i -ой итерации оценка корреляционных матриц помех выполняется с использованием векторов кодирования на предыдущей итерации

$$\mathbf{Q}_k^{(i)} = \sum_{\substack{l=1 \\ l \neq k}}^K \mathbf{N}_k \mathbf{f}_l^{(i-1)} \mathbf{f}_l^{(i-1)H} \mathbf{N}_k^H + \mathbf{I}_N, \quad \tilde{\mathbf{Q}}_k^{(i)} = \sum_{\substack{l=1 \\ l \neq k}}^K \mathbf{N}_l^T \tilde{\mathbf{f}}_l^{(i-1)} \tilde{\mathbf{f}}_l^{(i-1)H} \mathbf{N}_l^* + \mathbf{I}_M. \quad (22)$$

Тогда решение для векторов кодирования на i -ой итерации записывает

$$\mathbf{f}_k^{(i)} = \sqrt{\varphi_k^{(i)}} \mathbf{u}_k^{(i)}, \quad \tilde{\mathbf{f}}_k^{(i)} = \sqrt{\tilde{P}} \tilde{\mathbf{u}}_k^{(i)}, \quad (23)$$

где распределение мощности

$$\varphi_k^{(i)} = \frac{P}{\lambda_k^{(i)} \sum_{l=1}^K (\lambda_l^{(i)})^{-1}}, \quad k = 1, \dots, K. \quad (24)$$

После выполнения итерационной процедуры определяются векторы декодирования в соответствии с выражениями (11).

Результаты моделирования

Рассмотрим численный пример, демонстрирующий эффективность предлагаемого подхода. Полагаем, что число антенн на базовой станции равно $M=24$, а число антенн у пользователей $N=4$. Коэффициенты передачи канальной матрицы \mathbf{H} задаются комплексными гауссовскими случайными величинами с нулевыми средними, дисперсиями, равными единице, и некоррелированными между собой элементами. При моделировании полагается, что канальная матрица является точно известной. В каждом статистическом эксперименте рассматривается случайная реализация канальной матрицы. Выполняется 500 статистических экспериментов для оценки СКО.

Результаты оптимизации для нисходящего канала показаны на рис. 1 и 2, а результаты оптимизации для восходящего канала приведены на рис. 3 и 4. На рис. 1 и рис. 3 показаны зависимости максимальной СКО от числа пользователей при различном числе итераций для нисходящего и восходящего каналов, соответственно. На рис. 2 и рис. 4 показаны зависимости максимальной СКО от излучаемой мощности для различного числа пользователей для нисходящего и восходящего каналов соответственно. При этом число итераций алгоритма оптимизации равно трем.

Заключение

В данной работе рассмотрена MIMO система с множественным доступом, в которой используются антенные решетки как на базовой станции, так и на терминалах пользователей. Множественный доступ обеспечивается за счет пространственного разделения пользователей, для каждого из которых формируется один пространственный канал. Предложен алгоритм оптимизации пространственных кодеров и декодеров в нисходящем и восходящем каналах. Оптимизация основана на критерии минимакса СКО, известном как «принцип по справедливости». С помощью математического моделирования получены зависимости СКО от числа пользователей сети и излучаемой мощности, подтверждающие характеристики оптимизации кодера и декодера MIMO системы.

ЛИТЕРАТУРА

1. Telatar I.E. Capacity of Multi-antenna Gaussian channels // European Transactions on Telecommunications. vol. 10, no. 6. 1999. doi: 10.1002/ett.4460100604.
2. Ермолаев В.Т., Маврычев Е.А., Флакман А.Г. Применение адаптивных антенных решеток для повышения темпа передачи информации в перспективных системах связи // Успехи современной радиоэлектроники. 2001. – № 8. С. 50-58.
3. Lu L., Li G.Y., Swindlehurst A.L., Ashikhmin A., Zhang R. An overview of massive MIMO: benefits and challenges // IEEE Journal of selected topics in signal processing. vol. 8, no. 5. 2014. pp. 742-758. doi: 10.1109/JSTSP.2014.2317671.
4. Swindlehurst A.L., Ayanoglu E., Heydari P., and Capolino F. Millimeter-wave massive MIMO: The next wireless revolution? // IEEE Communication Mag. vol. 52, no. 9, Sep. 2014. pp. 56–62. doi: 10.1109/MCOM.2014.6894453.
5. Heath R.W., González-Prelcic N., Rangan S., Roh W., and Sayeed A.M. An overview of signal processing techniques for millimeter wave MIMO systems // IEEE J. Sel. Topics Signal Process. vol. 10, no. 3. Apr. 2016. pp. 436–453. doi: 10.1109/JSTSP.2016.2523924.
6. Manskani E., Sidiropoulos N.D., Luo Z.-Q., and Tassiulas L. Convex approximation techniques for joint multiuser downlink beamforming and admission control // IEEE Transaction Wireless Communications. vol. 7, no. 7. 2008. pp. 2682–2693. doi: 10.1109/TWC.2008.070104.

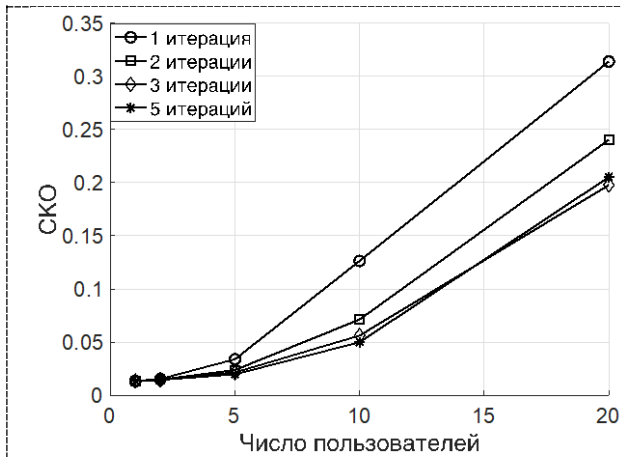


Рис. 1. Зависимость СКО от числа пользователей для нисходящего канала.

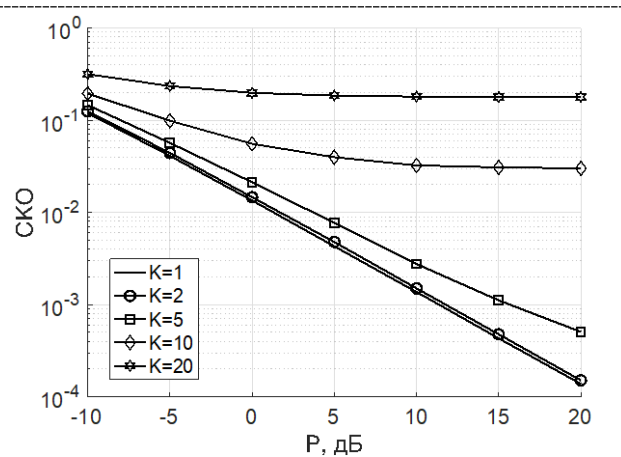


Рис. 2. Зависимость СКО от излучаемой мощности для нисходящего канала.

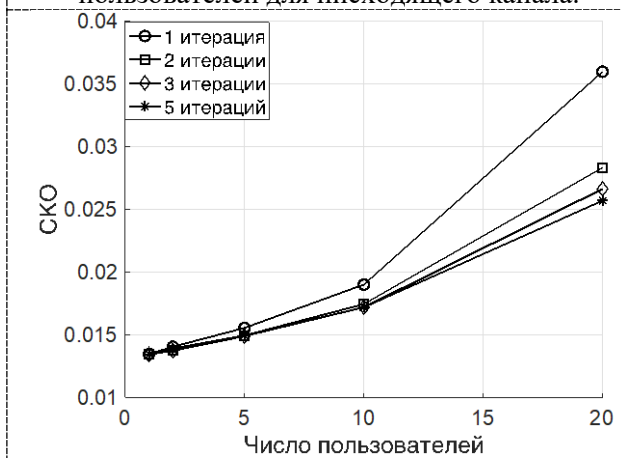


Рис. 3. Зависимость СКО от числа пользователей для восходящего канала.

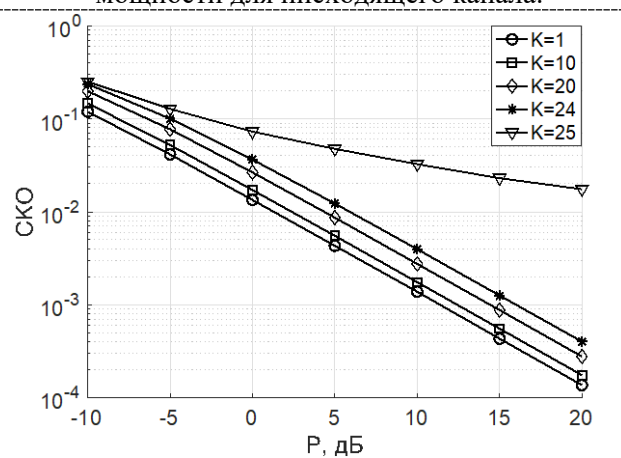


Рис. 4. Зависимость СКО от излучаемой мощности для восходящего канала.

7. Liu Y.-F., Dai Y.-H., Luo Z.-Q. Max-min fairness linear transceiver design for a multi-user MIMO interference channel // IEEE Transactions on Signal Processing. vol. 61, no. 9. 2013. pp. 2413–2423. doi: 10.1109/icc.2011.5963039.

8. Scaglione A., Stoica P., Barbarossa S., Giannakis G.B., and Sampath H. Optimal designs for space-time linear precoders and decoders // IEEE Transaction Signal Processing. vol. 50, no. 5. May 2002. pp. 1051–1064. doi: 10.1109/78.995062.

9. Palomar D.P., Cioffi J.M., and Lagunas M.A. Joint Tx-Rx beamforming design for multicarrier MIMO channels: a unified framework for convex optimization // IEEE Transaction Signal Processing. vol. 51, no. 9. Sep. 2003. pp. 2381–2401. doi: 10.1109/TSP.2003.815393.

10. Palomar D.P., Cioffi J.M., Lagunas M.A., and Iserle A.P. Convex optimization theory applied to joint beamforming design in multicarrier MIMO channels // IEEE International Conference on Communications. 2003. 11-15 May 2003, doi:10.1109/ICC.2003.1204611.

11. Spencer Q.H., Swindlehurst A.L., and Haardt M. Zero-forcing methods for downlink spatial multiplexing in multiuser MIMO channels // IEEE Transaction Signal Processing. vol. 52, no. 2. Feb. 2004. pp. 461–471. doi: 10.1109/TSP.2003.821107.

12. Serbetli S., Yener A. Transceiver optimization for multiuser MIMO systems // IEEE Transaction Signal Processing. vol. 52, no. 1. Jan. 2004. pp. 214–226. doi: 10.1109/TSP.2003.819988

13. Shi S., Schubert M., and Boche H. Downlink MMSE transceiver optimization for multiuser MIMO systems: MMSE balancing // IEEE Transaction Signal Processing. vol. 56, no. 8. Aug. 2008. pp. 3702–3712. doi: 10.1109/TSP.2008.920487.

МЕТОД СОБСТВЕННЫХ ВЕКТОРОВ ДЛЯ РАСПРЕДЕЛЕННОЙ АДАПТИВНОЙ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ В СЕНСОРНЫХ СЕТЯХ

Маврычев Е.А.

*Нижегородский государственный технический университет им Р.Е. Алексеева
mavrychev.eugene@mail.ru*

В работе рассматривается адаптивная обработка сигналов в распределенной системе сенсоров, принимающих полезный сигнал на фоне помех. Предполагается, что система является полностью распределенной, не имеющей общего центра обработки данных, для которой используется распределенный алгоритм адаптивной обработки сигналов. Реализация распределенного алгоритма основывается на методе собственных векторов, в котором для вычисления весового вектора используется подпространство собственных векторов выборочной корреляционной матрицы. Процедура вычисления собственных векторов использует степенной метод, который легко реализуется в распределенной форме с применением алгоритма консенсусного усреднения. Сходимость характеристик распределенного алгоритма, основанного на итерационных процедурах, показана с помощью математического моделирования.

Введение

Беспроводные сенсорные сети являются быстрорастущей технологией, которая обеспечивает автоматизированный сбор данных для мониторинга окружающей среды и различных технических процессов [1]. Особое место занимают сети, узлы которых являются автономными агентами [2], использующие получаемую от датчиков (сенсоров) информацию для принятия решений. Такие сети можно назвать интеллектуальными сенсорными сетями. Объединение и совместная обработка сигналов в сети позволяет улучшить качество информации, получаемой агентами сети. В данных системах целесообразно применять распределенные алгоритмы обработки сигналов [1-7]. Иногда такие алгоритмы, которые определяются наличием трех факторов - отсутствие общего центра, равноправие всех узлов и формирование на каждом узле распределенной оценки информационных параметров, называют полностью распределенными.

В работах [1, 3] рассматривается один из базовых алгоритмов распределенной обработки – алгоритм консенсуса, который позволяет вычислить среднее значение величин, распределенных в узлах сети. Адаптивные алгоритмы оценки параметров в сети на основе среднеквадратической ошибки представлены в работах [4, 5]. Методы децентрализованной оценки подпространства сигналов корреляционной матрицы были предложены в [6, 7]. Распределенный алгоритм в антенной системе для оценки угловых положений источников сигналов разработан в [8]. В работах [6-8] для оценки подпространства сигналов корреляционной матрицы используется степенной метод вычисления собственных векторов матрицы [9]. Степенной метод вычисления собственных векторов близок к адаптивному алгоритму, основанному на разложении весового вектора в базис степенных векторов, который рассмотрен в [10].

В данной работе для реализации адаптивного алгоритма в сенсорной сети применяется метод собственных векторов корреляционной матрицы [11], обладающий повышенной устойчивостью к неточностям оценки корреляционной матрицы входного процесса, в том числе в присутствии полезного сигнала. Для реализации распределенного алгоритма применяется степенной метод вычисления собственных векторов, в котором для выполнения операций суммирования элементов, определенных в различных узлах сети, используется консенсусное усреднение. Для подтверждения качества работы алгоритма было проведено математическое моделирование, в котором получены значения выходного отношения сигнал/шум+помеха (ОСШП) от числа итераций степенного метода и консенсусного усреднения.

Модель системы

Рассматривается сенсорная сеть, состоящая из N сенсоров, распределенных в пространстве. Полагаем, что сеть имеет произвольную топологию, которая описывается графом $G(\mathcal{N}, \mathcal{E})$, где $\mathcal{N} \equiv \{1, 2, \dots, N\}$ – множество вершин графа, содержащее номера узлов сети и \mathcal{E} – множество ребер, элементы которого состоят из пар номеров узлов, соединенных ребром. Топологию сети можно также описывать с помощью совокупности множеств $\mathcal{N}_1, \mathcal{N}_2, \dots, \mathcal{N}_N$, где множество \mathcal{N}_n содержит номера узлов, с

которыми n -ый узел имеет соединения, или узлы из множества \mathcal{N}_n называют соседями n -го узла. Если узлы n и m имеют соединение, т.е. $m \in \mathcal{N}_n$, то это означает, что между ними существует линия связи и они могут обмениваться данными между собой.

Каждый узел сети $n \in \mathcal{N}$ принимает комплексный сигнал $x_n(l) \in \mathbb{C}$ дискретного времени $l=1 \dots L$, который представляет собой суперпозицию полезного сигнала $s_n(l)$, сигнала помехи $i_n(l)$ и собственного шума $v_n(l)$. Принимаемый сигнал n -ым узлом запишем следующим образом

$$x_n(l) = s_n(l) + i_n(l) + v_n(l). \quad (1)$$

Будем рассматривать узкополосную модель полезного сигнала, поэтому компонента полезного сигнала на n -ом сенсоре представляется в виде произведения $s_n(l) = a_n s_0(l)$, где $s_0(l)$ является комплексной огибающей полезного сигнала, описывающей временную зависимость, а коэффициент a_n описывает пространственный отклик полезного сигнала, который считаем априорно известным.

Модель сигнала (1) представим в векторном виде с учетом узкополосной модели

$$\mathbf{x}(l) = \mathbf{a} s_0(l) + \mathbf{i}(l) + \mathbf{v}(l), \quad (2)$$

где $\mathbf{x}(l) = [x_1(l), \dots, x_N(l)]^T \in \mathbb{C}^N$ – вектор принимаемого сигнала, $\mathbf{a} = [a_1, \dots, a_N]^T \in \mathbb{C}^N$ – вектор пространственного отклика, $\mathbf{i}(l) = [i_1(l), \dots, i_M(l)]^T \in \mathbb{C}^N$ – вектор помех и $\mathbf{v}(l) = [v_1(l), \dots, v_N(l)]^T \in \mathbb{C}^N$ – вектор собственных шумов, $(\cdot)^T$ – операция транспонирования.

Оптимальной пространственной обработкой в сенсорной сети является весовое суммирование сигналов, принятых различными узлами сети с весами, определяемыми вектором весовых коэффициентов

$$\mathbf{w}_{opt} = \mathbf{R}_{i+v}^{-1} \mathbf{a}, \quad (3)$$

где \mathbf{R}_{i+v} – корреляционная матрица смеси внешних помех и собственных шумов.

В условиях априорной неопределенности относительно корреляционной матрицы \mathbf{R}_{i+v} используется адаптивная обработка, при которой весовой вектор вычисляется на основе непосредственного обращения оценки корреляционной матрицы $\hat{\mathbf{R}}$ и записывается в виде

$$\mathbf{w} = \hat{\mathbf{R}}^{-1} \mathbf{a}. \quad (4)$$

Оценка корреляционной матрицы вычисляется по обучающей выборке принимаемого сигнала, в которой отсутствует полезный сигнал. Однако, эта оценка может быть заменена на оценку корреляционной матрицы в присутствии полезного сигнала в соответствии с моделью (2) и может быть записана как выборочная матрица входного процесса

$$\hat{\mathbf{R}} = \frac{1}{L} \sum_{l=1}^L \mathbf{x}(l) \mathbf{x}^H(l), \quad (5)$$

где $(\cdot)^H$ – операция Эрмитова сопряжения.

Непосредственное вычисление оценки (5) и весового вектора (4) может быть реализовано, если все данные в сети доступны в общем центре. При отсутствии общего центра требуется использование распределенных вычислений, в которых узлы сети оперируют собственными сигналами, а также обмениваются данными промежуточных вычислений с соседними узлами.

Метод собственных векторов

Метод собственных векторов корреляционной матрицы основан на использовании вместо обратной выборочной корреляционной матрицы (4) проектора на подпространство полезного сигнала и внешних помех. Тогда весовой вектор представляется в следующем виде [11]

$$\mathbf{w} = \mathbf{U}_{s+i} \Lambda_{s+i}^{-1} \mathbf{U}_{s+i}^H \mathbf{a}, \quad (6)$$

где оценка корреляционной матрицы записывается в виде разложения в базис собственных векторов

$$\hat{\mathbf{R}} = \mathbf{U}_{s+i} \Lambda_{s+i} \mathbf{U}_{s+i}^H + \mathbf{U}_v \Lambda_v \mathbf{U}_v^H, \quad (7)$$

где $\mathbf{U}_{s+i} = [\mathbf{u}_1, \dots, \mathbf{u}_{K+1}]$ – матрица размерности $N \times (K+1)$, состоящая из собственных векторов выборочной корреляционной матрицы $\hat{\mathbf{R}}$ подпространства полезного сигнала и помехи, $\Lambda_{s+i} = \text{diag}\{\lambda_1, \dots, \lambda_{K+1}\}$ – диагональная матрица размерности $(K+1) \times (K+1)$ собственных чисел, соответствующих собственным векторам \mathbf{U}_{s+i} , $\mathbf{U}_v = [\mathbf{u}_{K+2}, \dots, \mathbf{u}_N]$ – матрица размерности $N \times (N-K-1)$, состоящая из собственных векторов

выборочной корреляционной матрицы $\hat{\mathbf{R}}$ подпространства собственного шума, $\mathbf{\Lambda}_v = \text{diag}\{\lambda_{K+2}, \dots, \lambda_N\}$ – диагональная матрица размерности $(N-K-1) \times (N-K-1)$ собственных чисел, соответствующих собственным векторам \mathbf{U}_v . Величина K является размерностью подпространства внешних помех и равна рангу корреляционной матрицы внешних помех $\mathbf{R}_i = E\{\mathbf{i}(I)\mathbf{i}^H(I)\}$.

Вычислительно эффективным алгоритмом определения собственных векторов матрицы является степенной алгоритм [6, 9]. Суть алгоритма заключается в том, что для произвольного начального приближения $\mathbf{u}_1(0)$ итерационная процедура

$$\mathbf{u}_1(i) = \frac{1}{\lambda_1(i)} \hat{\mathbf{R}} \mathbf{u}_1(i-1), \quad (8)$$

где

$$\lambda_1(i) = \|\hat{\mathbf{R}} \mathbf{u}_1(i-1)\| \quad (9)$$

сходится к собственному вектору, соответствующему максимальному собственному числу Эрмитовой матрицы $\hat{\mathbf{R}}$, где $\|\cdot\|$ - норма вектора второго порядка. При этом оценка максимального собственного числа на i -ой итерации будет равна $\lambda_1(i)$.

Для того чтобы найти второй собственный вектор, необходимо матрицу $\hat{\mathbf{R}}$ умножить на матрицу-проектор, которая является ортогональной подпространству, связанному с вектором \mathbf{u}_1

$$\hat{\mathbf{R}}_1 = (\mathbf{I}_N - \mathbf{u}_1 \mathbf{u}_1^H) \hat{\mathbf{R}}. \quad (10)$$

Далее выполняется итерационная процедура поиска второго собственного вектора и собственного числа в соответствии с (8), (9), где вместо $\hat{\mathbf{R}}$ используется $\hat{\mathbf{R}}_1$.

Таким образом, вычисление матриц \mathbf{U}_{s+i} и $\mathbf{\Lambda}_{s+i}$ можно реализовать в виде последовательной процедуры нахождения, на каждом шаге которой реализуется итерационный алгоритм (8), (9). Последовательность шагов степенного алгоритма вычисления собственных векторов приведена в таблице 1.

Таблица 1. Степенной метод вычисления собственных векторов.

№ шага	Описание	Выражение
1	Инициализация	$\mathbf{u}_1(0), \dots, \mathbf{u}_{K+1}(0) \sim \mathcal{CN}(0, \mathbf{I}_N),$ $\hat{\mathbf{R}}_0 = \hat{\mathbf{R}}$
2	Поиск k -го собственного вектора	$k \leftarrow k+1$
3	Итерационная процедура	$i \leftarrow i+1$
4	Степенная итерация вычисления собственного вектора	$\mathbf{v}_k(i) = \hat{\mathbf{R}}_{k-1} \mathbf{u}_k(i-1)$
5	Вычисление собственного числа	$\lambda_k(i) = \ \mathbf{v}_k(i)\ $
6	Нормировка собственного вектора	$\mathbf{u}_k(i) = \mathbf{v}_k(i) / \lambda_k(i)$
7	Переход на шаг 3, если $i < I$	
8	Ортогонализация проекции на вектор $\mathbf{u}_k(I)$ в корреляционной матрице	$\hat{\mathbf{R}}_k = (\mathbf{I}_N - \mathbf{u}_k(I) \mathbf{u}_k^H(I)) \hat{\mathbf{R}}_{k-1}$
9	Переход на шаг 2, если $k < K+1$	
10	Результат	$\mathbf{u}_1(I), \dots, \mathbf{u}_{K+1}(I), \lambda_1(I), \dots, \lambda_{K+1}(I)$

Распределенный метод собственных векторов

В распределенной обработке сигналов применяются алгоритмы, которые не требуют сбора всех данных в общем центре обработки, а предполагают только обмен данными между соседними узлами сети. Базовым алгоритмом распределенной обработки сигналов является алгоритм консенсуса, позволяющий вычислить среднее значение величин, определенных в узлах сети. Рассмотрим алгоритм консенсуса для усреднения некоторой величины z

$$z = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N z_n, \quad (11)$$

где z_1, \dots, z_N – величины, определенные в соответствующих узлах сети.

Обозначим $\mathbf{z}(i)=[z_1(i), \dots, z_N(i)]^T$ – распределенное решение после i -ой итерации консенсусного алгоритма, при этом начальное приближение вводится как $\mathbf{z}(0)=[z_1, \dots, z_N]^T$. Согласно алгоритму усреднения на основе консенсуса значение в n -ом узле после i -ой итерации запишем как [3]

$$z_n(i) = z_n(i-1) + \sum_{m \in \mathcal{N}_n} \alpha_{n,m} (z_m(i-1) - z_n(i-1)) \quad (12)$$

или в матричной форме

$$\mathbf{z}(i) = \mathbf{A}\mathbf{z}_n(i-1), \quad (13)$$

где \mathbf{A} матрица размерности $N \times N$, содержащая весовые коэффициенты $\{\alpha\}_{n=1, m=1}^N$ для консенсусного усреднения. Матрица \mathbf{A} должна удовлетворять следующим условиям [4] $\mathbf{A}=\mathbf{A}^T$, $\mathbf{A}\mathbf{1}_N = \mathbf{1}_N$, где $\mathbf{1}_N$ – единичный вектор размерности $N \times 1$, а также $\alpha_{n,m} = 0$, $m \notin \mathcal{N}_n$. Существует несколько подходов для выбора весовой матрицы. Будем использовать весовые коэффициенты, предложенные в [3], получившие название Metropolis-Hastings, которые позволяют найти несмещенную оценку среднего значения.

Результат выполнения алгоритма консенсусного усреднения будем обозначать оператором $\mathcal{A}_{n=1}^N \{z_n\}$, который возвращает вектор (13), выполненный за определенное число итераций.

Вычислительные операции степенного алгоритма, представленного в таблице 1, можно представить как результат нескольких последовательных операций взвешенного суммирования. Эти операций можно выполнить с помощью распределенного усреднения на основе алгоритма консенсуса. Для этого ненормированный собственный вектор на i -ой итерации степенного метода (8) можно переписать в виде

$$\mathbf{v}_1(i) = \frac{1}{L} \sum_{l=1}^L \mathbf{x}(l)\mathbf{x}^H(l)\mathbf{u}_1(i-1). \quad (14)$$

Для того чтобы вычислить компоненты собственного вектора на соответствующих узлах сети, необходимо выполнить распределенные вычисления величин $\mathbf{x}^H(l)\mathbf{u}_1(i-1)$. Тогда для оценки первого собственного вектора на i -ой итерации необходимо выполнить L консенсусных усреднений величин $\mathbf{x}_n^*(l)\mathbf{u}_{1,n}(i-1)$ и (14) можно переписать в виде

$$\mathbf{v}_1(i) = \frac{1}{L} \sum_{l=1}^L \mathbf{x}(l)\mathcal{A}_{n=1}^N \{x_n^*(l)\mathbf{u}_{1,n}(i-1)\}. \quad (15)$$

Ненормированный k -ый собственный вектор представляется в виде выражения

$$\begin{aligned} \mathbf{v}_k(i) &= \frac{1}{L} \sum_{l=1}^L \left(I - \sum_{l=1}^{k-1} \mathbf{u}_l \mathbf{u}_l^H \right) \mathbf{x}(l)\mathbf{x}^H(l)\mathbf{u}_k(i-1) = \\ &= \left(I - \sum_{l=1}^{k-1} \mathbf{u}_l \mathbf{u}_l^H \right) \underbrace{\sum_{l=1}^L \mathbf{x}(l)\mathbf{x}^H(l)\mathbf{u}_k(i-1)}_{\tilde{\mathbf{v}}_k(i)} = \left(I - \sum_{l=1}^{k-1} \mathbf{u}_l \mathbf{u}_l^H \right) \tilde{\mathbf{v}}_k(i), \end{aligned} \quad (16)$$

которое также легко представляется в распределенном виде. Последовательность шагов распределенного алгоритма вычисления собственных векторов приведена в таблице 2.

Таблица 2. Распределенный метод собственных векторов.

№ шага	Описание	Выражение
1	Инициализация	$\mathbf{u}_1(0), \dots, \mathbf{u}_{K+1}(0) \sim \mathcal{CN}(0, \mathbf{I}_N)$,
2	Поиск k -го собственного вектора	$k \leftarrow k+1$
3	Итерационная процедура	$i \leftarrow i+1$
4	Степенная итерация вычисления собственного вектора	$\tilde{\mathbf{v}}_k(i) = \frac{1}{L} \sum_{l=1}^L \mathbf{x}(l) \mathcal{A} C_{n=1}^N \{x_n^*(l) u_{l,n}(i-1)\}$ $\mathbf{v}_k(i) = \tilde{\mathbf{v}}_k(i)$
5	Ортогональное проектирование	$l \leftarrow l+1$
6	Ортогональное проектирование на $\mathbf{u}_l(l) \mathbf{u}_l^H(l)$	$\mathbf{v}_k(i) \leftarrow \mathbf{v}_k(i) - \mathbf{u}_l(l) \mathcal{A} C_{n=1}^N \{u_{l,n}^*(l) \tilde{\mathbf{v}}_{l,n}(i)\}$
7	Переход на шаг 5, если $l < k$	
8	Вычисление собственного числа	$\lambda_k(i) = (\mathcal{A} C_{n=1}^N \{\tilde{\mathbf{v}}_{1,n}^2(i)\})^{0.5}$
9	Нормировка собственного вектора	$\mathbf{u}_k(i) = \mathbf{v}_k(i) / \lambda_k(i)$
10	Переход на шаг 3, если $i < I$	
11	Переход на шаг 2, если $k < K+1$	
12	Результат	$\mathbf{u}_1(I), \dots, \mathbf{u}_{K+1}(I), \lambda_1(I), \dots, \lambda_{K+1}(I)$

Результаты моделирования

Рассмотрим сенсорную сеть, состоящую из двенадцати узлов ($N=12$). В каждом статистическом эксперименте будем рассматривать детерминированную топологию сети, в которой каждый узел имеет 4 или 5 соседних узла. Длина выборки входного процесса задается равной $L=100$. Вектор пространственного отклика \mathbf{a} в каждом эксперименте является случайным вектором, у которого каждая компонента имеет фазу с равномерным распределением на интервале $[0, 2\pi]$ и амплитуду, равную единице. Комплексная амплитуда полезного сигнала $s_0(l)$ моделируется как белый гауссовский случайный процесс с нулевым математическим ожиданием и единичной дисперсией. Помеха с шумом представляет собой гауссовский случайный процесс с корреляционной матрицей

$$\mathbf{R}_{i+n} = \sum_{k=1}^K \mathbf{g}_k \mathbf{g}_k^H + \mathbf{I}_N, \quad (16)$$

где K – ранг матрицы помехи, который задан равным $K=3$, \mathbf{g}_k – вектор пространственного отклика k -го помехового сигнала с равномерным распределением фаз у каждой компоненты вектора и единичной амплитудой.

В качестве характеристики, показывающей качество обработки сигналов, используется отношение сигнал/шум+помеха (ОСШП), которое получается усреднением по 10000 статистическим экспериментам. На рис. 1 показаны зависимости ОСШП от числа итераций, используемых в степенном алгоритме вычисления собственных векторов (степенной метод собственных векторов (МСВ)) и распределенном МСВ. При этом число итераций консенсусного усреднения в распределенном алгоритме задано равным 50. Для сравнения приведены горизонтальные линии, показывающие значения ОСШП для оптимального весового вектора (3), весового вектора на основе обращения выборочной корреляционной матрицы (ОВКМ) (4) и весового вектора для МСВ (6). Как видно из рис. 1 для достижения качества, сравнимого с точным вычислением собственных векторов, достаточно 2-х итераций степенного алгоритма. На рис. 2 показана зависимость ОСШП распределенного МСВ от числа итераций консенсусного усреднения, при этом число итераций степенного метода равно трем. Из рис. 2 видно, что при выполнении более 25-ти итераций эффективность распределенного алгоритма приближается к методу собственных векторов.

Заключение

В данной работе рассмотрен распределенный алгоритм адаптивной обработки сигналов в сенсорных сетях. Рассмотрена сеть автономных агентов с полностью распределенной архитектурой. Предложен адаптивный алгоритм, основанный на методе собственных векторов, который реализуется

в распределенном виде с использованием степенного метода вычисления собственных векторов. Вычислительные процедуры распределенного алгоритма строятся на основе операций консенсусного усреднения. Численный пример демонстрирует эффективность распределенной обработки сигналов на основе метода собственных векторов.

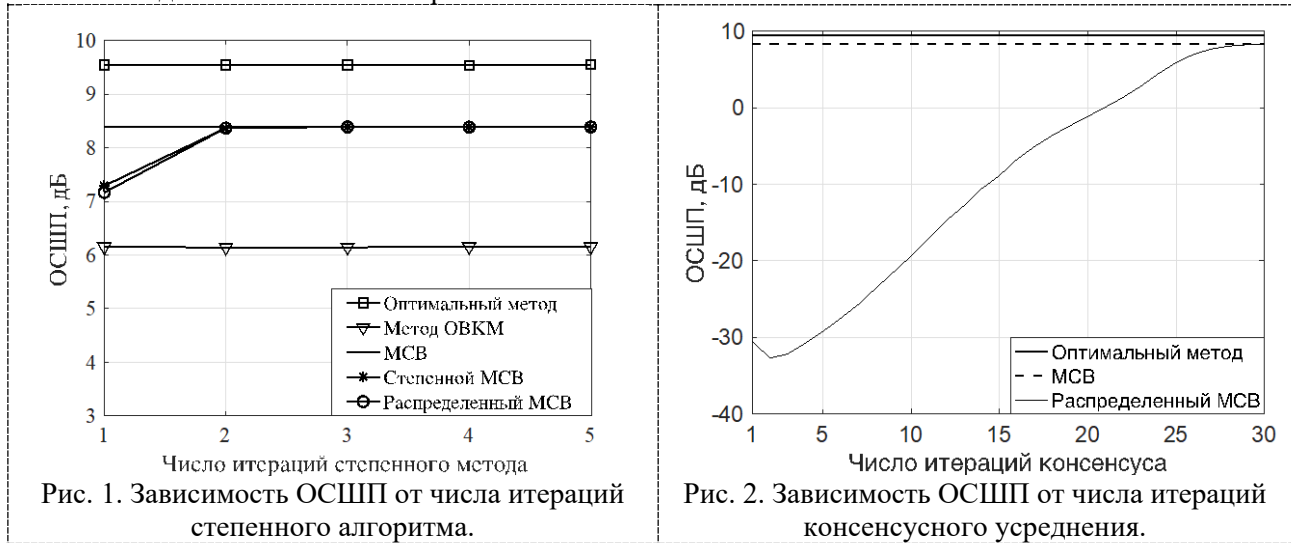


Рис. 1. Зависимость ОСШП от числа итераций степенного алгоритма.

Рис. 2. Зависимость ОСШП от числа итераций консенсусного усреднения.

ЛИТЕРАТУРА

1. Olfati-Saber R., Fax J.A., and Murray M. Consensus and cooperation in networked multi-agent systems // Proceedings of the IEEE. vol. 95. Jan. 2007. pp. 215–233. doi: 10.1109/JPROC.2006.887293.
2. Sayed A. Adaptation, learning, and optimization over networks // Now Found. and Trends, 2014.
3. Xiao L. and Boyd S. Fast linear iterations for distributed averaging // Syst. Control Lett. vol. 53, no. 1. Sept. 2004. pp. 65–78. doi: 10.1016/j.sysconle.2004.02.022.
4. Schizas I.D., Ribeiro A., and Giannakis G.B. Consensus in ad hoc WSNs with noisy links - Part I: Distributed estimation of deterministic signals // IEEE Trans. Signal Process. vol. 56. Jan. 2008. pp. 350–364. doi: 10.1109/TSP.2007.906734.
5. Takahashi N., Yamada I., Sayed A.H. Diffusion least-mean squares with adaptive combiners: formulation and performance analysis // IEEE Trans. Signal Process. vol. 58, no 9. Sep. 2010. pp. 4795–4810. doi: 10.1109/TSP.2010.2051429.
6. Scaglione A., Pagliari R., and Krim H. The decentralized estimation of the sample covariance // 42nd Asilomar Conf. on Signals, Systems and Computers. 26–29 Oct. 2008. doi: 10.1109/ACSSC.2008.5074720.
10. Palomar D.P., Cioffi J.M., Lagunas M.A., and Iserle A.P. Convex optimization theory applied to joint beamforming design in multicarrier MIMO channels // IEEE International Conference on Communications. 2003. 11–15 May 2003, doi:10.1109/ICC.2003.1204611.
7. Li L., Scaglione A., Manton J.H. Distributed principal subspace estimation in wireless sensor networks // IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing. vol. 5, no 4. Aug. 2011. pp. 725–738. doi: 10.1109/JSTSP.2011.2118742.
8. Suleiman W., Vaheed A.A., Pesavento M., Zoubir A.M. Decentralized direction-of-arrival estimation for arbitrary array geometries // 24th European Signal Processing Conference (EUSIPCO). 2016. doi: 10.1109/EUSIPCO.2016.7760583.
9. Stewart G. Matrix algorithms // SIAM: Society for Industrial and Applied Mathematics. 1998.
10. Ermolayev V.T., Flaksman A.G. Signal processing in adaptive arrays using power basis // International Journal of Electronics. vol. 75, no. 4. 1993. pp. 753–765. doi: 10.1080/00207219308907153
11. Ермолаев В.Т., Родыгин Ю.Л., Флакман А.Г. Методы определения вектора пространственной адаптивной обработки в антенных решетках при короткой выборке помехи // Изв. ВУЗов Радиофизика. - 1994. - Том. 37, № 4. С. 493–509.

ДВУХЭТАПНАЯ ОБРАБОТКА РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СИГНАЛОВ С СОГЛАСОВАННОЙ ФИЛЬТРАЦИЕЙ И РАЗРЕЖЕННЫМ ВОССТАНОВЛЕНИЕМ

Пехтерев А.П.¹, Маврычев Е.А.²

*¹ПАО «НПО «Алмаз» им. академика А.А. Расплетина
redskin2@mail.ru*

*²Нижегородский государственный технический университет им Р.Е. Алексеева
mavrychev.eugene@mail.ru*

В данной работе предлагается метод повышенного разрешения в импульсном когерентном радиолокаторе с антенной решеткой. Рассматривается задача обнаружения-разрешения сигналов с использованием метода разреженного восстановления, обладающего повышенным разрешением. Один из наиболее часто используемых подходов разреженного восстановления основан на регуляризации квадрата ошибки нормой первого порядка вектора неизвестных параметров, который получил название LASSO. Данный подход приводит к задаче выпуклого программирования, которая эффективно решается с помощью проксимального градиентного алгоритма (алгоритм ISTA/FISTA). Для снижения вычислительных затрат предлагается использовать двухэтапный алгоритм, в котором на первом этапе производится корреляционная обработка сигналов с локализацией целей в пространстве параметров, а на втором этапе реализуется алгоритм FISTA в выделенных на первом этапе областях. Результаты статистического моделирования показывают высокую эффективность предлагаемого метода.

Введение

Обнаружение сигналов является ключевой задачей в радиолокации. Если обнаруживаемые сигналы имеют случайные параметры, такие как дальность, угловое положение, радиальная скорость, то выполняется многоканальная корреляционная обработка и сравнение корреляционных сумм с порогом [1]. Однако, такой алгоритм является оптимальным при обнаружении одиночного сигнала, а при обнаружении-разрешении нескольких сигналов корреляционный алгоритм не оптимален, и его разрешающая способность ограничивается релейским пределом разрешения [1]. Известны различные методы повышенного разрешения сигналов, представленные, например, в монографиях [2, 3]. В последние годы широкое распространение получил подход, основанный на разреженном восстановлении сигналов [4, 5], в том числе для задач радиолокации [6-9]. В работах [6, 7] рассматриваются вопросы применения разреженного восстановления в радиолокационном обнаружении и измерении параметров. В работах [8, 9] рассматривается использование методов разреженного восстановления в ММО радаров для оценки угловых положений целей с повышенным разрешением.

Одним из принципиальных вопросов в задаче разреженного восстановления является решение невыпуклой оптимизационной задачи, имеющей экспоненциальную сложность [5]. Эффективным методом является регуляризация квадрата ошибки на основе нормы первого порядка вектора неизвестных параметров [11, 12], получившая широкое распространение в обработке сигналов и машинном обучении. В настоящей работе рассматривается применение данного метода для обнаружения сигналов в импульсном когерентном радиолокаторе с цифровой антенной решеткой.

Хорошо известно, что применение алгоритмов повышенного разрешения, в том числе, алгоритмов разреженного восстановления, требует существенных вычислительных затрат, снижение которых является актуальной задачей для практической реализации данных алгоритмов. В связи с этим предлагается двухэтапный алгоритм обнаружения-разрешения целей, в котором на первом этапе реализуются корреляционный метод и локализация целей по координатам дальность – угловое положение – радиальная скорость. На втором этапе реализуется метод разреженного восстановления на основе регуляризации квадрата ошибки нормой первого порядка в алфавитном базисе, полученном при локализации целей на первом этапе. Представляется пример математического моделирования, показывающий высокую эффективность предложенного алгоритма.

Модель радиолокационного сигнала

Рассмотрим импульсный когерентный радиолокатор с цифровой антенной решеткой, состоящей из N элементов. Полагаем, что радиолокатор излучает последовательность из M зондирующих импульсов с периодом повторения T . Зондирующие импульсы имеют длительность T_{pulse} и внутриимпульсную модуляцию, описываемую функцией изменения фазы $\psi(t)$. Комплексная огибающая зондирующих импульсов имеет вид

$$c(t) = \begin{cases} e^{j\psi(t)}, & 0 \leq t \leq T_{pulse}, \\ 0, & t > T_{pulse}. \end{cases} \quad (1)$$

Комплексная огибающая сигнала $x_{n,m}(t)$ для n -го приемного канала ($n = 1, \dots, N$), принятого при облучении m -ым импульсом ($m = 1, \dots, M$), является суммой сигналов, отраженных от K целей и записывается как

$$x_{n,m}(t) = \sum_{k=1}^K \tilde{h}_k c(t - \tilde{\tau}_k) e^{j\tilde{\omega}_k(m-1)T} e^{j2\pi d/\lambda(n-1)\sin\tilde{\theta}_k} + v_{n,m}(t), \quad (2)$$

где $\tilde{h}_1, \dots, \tilde{h}_K$ – комплексные амплитуды отраженных сигналов, $\tilde{\tau}_1, \dots, \tilde{\tau}_K$ – временные задержки отраженных сигналов, $\tilde{\omega}_1, \dots, \tilde{\omega}_K$ – доплеровские смещения круговой частоты отраженных сигналов, $\tilde{\theta}_1, \dots, \tilde{\theta}_K$ – направления прихода отраженных сигналов, $v_{n,m}(t)$ – комплексный шум приемного устройства.

Дискретные отсчеты входного сигнала для n -го антенного канала, включающие M периодов зондирования, представим в виде вектора-столбца

$$\mathbf{x}_n = [x_{n,1}(0), \dots, x_{n,1}(\Delta t(L-1)), x_{n,2}(0), \dots, x_{n,M}(\Delta t(L-1))]^T \in \mathbb{C}^{LM}, \quad n = 1, \dots, N, \quad (3)$$

где Δt – интервал дискретизации, L – число дискретных отсчетов внутри одного периода зондирования, $(\cdot)^T$ означает операцию транспонирования. Тогда вектор входных сигналов, собранных со всех антенных каналов, представим в виде

$$\mathbf{x} = [\mathbf{x}_1^T, \mathbf{x}_2^T, \dots, \mathbf{x}_N^T]^T \in \mathbb{C}^{LMN}. \quad (4)$$

Отраженный сигнал в модели (2) можно представить в виде трех компонент, зависящих от информационных параметров τ , ω , θ , которые можно записать в виде векторов

$$\begin{aligned} \mathbf{a}(\theta) &= [1, e^{j2\pi d/\lambda \sin\theta}, \dots, e^{j2\pi d/\lambda(N-1)\sin\theta}]^T \in \mathbb{C}^N, \\ \mathbf{b}(\omega) &= [1, e^{j\omega T}, \dots, e^{j\omega(M-1)T}]^T \in \mathbb{C}^M, \\ \mathbf{c}(\tau) &= [c(-\tau\Delta t), c((t-\tau)\Delta t), \dots, c((t-\tau)\Delta t(L-1))]^T \in \mathbb{C}^L. \end{aligned} \quad (5)$$

Тогда выражение (2) можно переписать в векторном виде

$$\mathbf{x} = \sum_{k=1}^K \tilde{h}_k \mathbf{a}(\tilde{\theta}_k) \otimes [\mathbf{b}(\tilde{\omega}_k) \otimes \mathbf{c}(\tilde{\tau}_k)] + \mathbf{v}, \quad (6)$$

где \otimes – операция Кронекерова произведения векторов или матриц, $\mathbf{v} \in \mathbb{C}^{LMN}$ – вектор шума.

Разреженное восстановление

Для использования подхода, основанного на разреженной аппроксимации, рассмотрим представление модели (2) и (6) в разреженном виде. По всем информационным параметрам τ , ω , θ введем дискретизацию в виде

$$\Theta \triangleq \{\theta_1, \dots, \theta_J\}, \quad \Omega \triangleq \{\omega_1, \dots, \omega_J\}, \quad \Gamma \triangleq \{\tau_1, \dots, \tau_L\} \quad (7)$$

и будем полагать, что параметры целей принадлежат множествам (7), т.е. $\tilde{\tau}_k \in \Gamma$, $\tilde{\omega}_k \in \Omega$, $\tilde{\theta}_k \in \Theta$ для $\forall k = 1, \dots, K$. Без ограничения общности будем полагать, что дискретные отсчеты в выражении (3) совпадают с множеством Γ , т.е. можно записать, что $\tau_l = \Delta t(l-1)$, $l = 1, \dots, L$.

Введем вектор, зависящий от трех информационных параметров

$$\mathbf{s}(\theta_i, \omega_j, \tau_l) = \mathbf{a}(\theta_i) \otimes [\mathbf{b}(\omega_j) \otimes \mathbf{c}(\tau_l)] \quad (8)$$

и матрицу алфавита

$$\mathbf{S} = \begin{bmatrix} \mathbf{s}(\theta_1, \omega_1, \tau_1) & \mathbf{s}(\theta_1, \omega_1, \tau_2) & \dots & \mathbf{s}(\theta_j, \omega_j, \tau_{l_j}) \end{bmatrix} \in \mathbb{C}^{LMN \times KL}. \quad (9)$$

Тогда вектор сигнала (6) перепишем в следующем виде

$$\mathbf{x} = \mathbf{S}\mathbf{h} + \mathbf{v}, \quad (10)$$

где $\mathbf{h} \in \mathbb{C}^{KL \times 1}$ – разреженный вектор комплексных амплитуд сигнала, содержащий K ненулевых компонент $\tilde{h}_1, \dots, \tilde{h}_K$, соответствующих информационным параметрам $\{\tilde{\theta}_1, \tilde{\omega}_1, \tilde{\tau}_1\}, \dots, \{\tilde{\theta}_K, \tilde{\omega}_K, \tilde{\tau}_K\}$. На рис. 1 показан пример для наглядного представления разреженного вектора, зависящего от трех параметров с тремя ненулевыми элементами, соответствующих комплексным амплитудам сигналов, отраженных от целей.

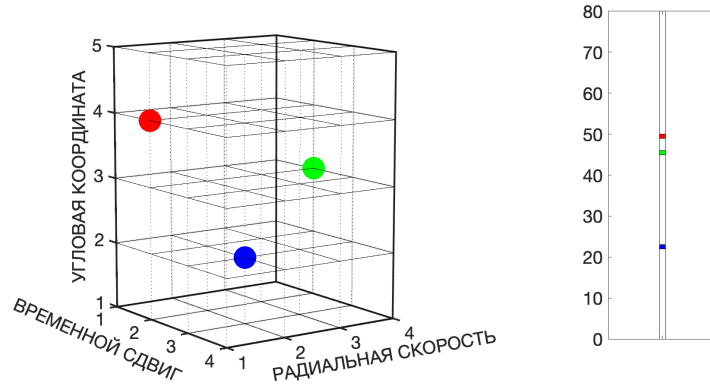


Рис. 1. Представление разреженного вектора в пространстве параметров.

Как правило, задача разреженного восстановления формулируется как минимизация нормы нулевого порядка вектора параметров при условии, что квадрат ошибки между принятым сигналом и его моделью не превышает заданную величину. Однако, эта задача не выпуклая и не имеет решения полиномиальной сложности. Один из часто используемых подходов заключается в переходе к задаче минимизации квадрата ошибки с регуляризацией нормой первого порядка вектора параметров, которая имеет вид

$$\min_{\mathbf{h}} \|\mathbf{x} - \mathbf{S}\mathbf{h}\|^2 + \lambda \|\mathbf{h}\|_1, \quad (11)$$

где λ - коэффициент регуляризации.

Задача (11) в литературе получила название LASSO [10]. Решение задачи (11) при корректном выборе коэффициента регуляризации является разреженным и, как правило, близким к решению исходной задачи минимизации нормы нулевого порядка. Кроме того, целевая функция в (11) является выпуклой, что дает возможность найти ее глобальный минимум с помощью алгоритмов полиномиальной сложности. Задача (11) может быть сведена к одной из канонических форм выпуклой оптимизации и решена с использованием стандартных методов выпуклого математического программирования. Однако, чаще всего используются алгоритмы градиентного типа, а именно проксимальный градиентный алгоритм ISTA [10].

Алгоритм ISTA является итерационным алгоритмом, в качестве начального приближения $\mathbf{h}^{(0)}$ используется случайный вектор. Далее выполняется итерационная процедура, в которой на i -ой итерации выполняется градиентный спуск, представляемый в виде

$$\mathbf{h}^{(i)} = \mathbf{h}^{(i-1)} - \gamma \mathbf{S}^H (\mathbf{x} - \mathbf{S}\mathbf{h}^{(i-1)}), \quad (12)$$

в котором к значению вектора $\mathbf{h}^{(i-1)}$, полученного на предыдущей итерации выполняется приращение, пропорциональное градиенту квадрата ошибки с противоположным знаком, где $(\cdot)^H$ – Эрмитово сопряжение. Скалярный коэффициент γ является шагом градиентного алгоритма или коэффициентом сходимости.

После градиентного приращения к полученному вектору $\mathbf{h}^{(i)}$ применяется проксимальная операция

$$\mathbf{h}^{(i)} = \mathbf{S}_\lambda(\hat{\mathbf{h}}^{(i)}), \quad (13)$$

где функция $\mathbf{S}_\lambda(\mathbf{h})$ является проксимальным оператором, действующим на каждый элемент вектора \mathbf{h} следующим образом

$$[S_\lambda(\hat{\mathbf{h}})]_q = \frac{\hat{h}_q}{|\hat{h}_q|} \max\{|\hat{h}_q| - \lambda, 0\}, \quad q = 1, \dots, JLL. \quad (14)$$

В результате применения проксимального оператора (14) получаем текущее значение оценки вектора комплексных амплитуд. Доказано, если выбрать коэффициент сходимости из условия $\gamma \ll 1/\|\mathbf{S}\|^2$, то алгоритм сходится к глобальному минимуму. Критерием остановки градиентного спуска является условие

$$\|\mathbf{h}^{(i)} - \mathbf{h}^{(i-1)}\| \leq \delta \quad (15)$$

при выполнении которого итерационная процедура останавливается, а полученное значение $\mathbf{h}^{(i)}$ является оценкой комплексных амплитуд, где δ - малая величина, характеризующая точность сходимости к экстремуму целевой функции (11). Если условие (15) не выполняется, то осуществляется переход на следующую итерацию градиентного алгоритма (12), при этом $i \leftarrow i + 1$.

Алгоритм FISTA, используемый для ускорения сходимости алгоритма ISTA, состоит из следующих шагов, выполняемых на каждой итерации

$$\hat{\mathbf{h}}^{(i)} = \mathbf{S}_\lambda(\mathbf{h}^{(i)} - \gamma \mathbf{S}^H(\mathbf{x} - \mathbf{S}\mathbf{h}^{(i)})), \quad (16)$$

$$\mathbf{h}^{(i+1)} = \hat{\mathbf{h}}^{(i)} - \frac{t_i - 1}{t_{i+1}}(\hat{\mathbf{h}}^{(i)} - \hat{\mathbf{h}}^{(i-1)}), \quad \text{где } t_{i+1} = \frac{1 + \sqrt{1 + 4t_i^2}}{2}. \quad (17)$$

Начальное приближение $\hat{\mathbf{h}}^{(0)}$ задается случайным вектором, при этом $\mathbf{h}^{(0)} = \hat{\mathbf{h}}^{(0)}$.

Двухэтапный алгоритм

В практических задачах размерность вектора входных сигналов \mathbf{x} и разреженного вектора комплексных амплитуд \mathbf{h} могут быть очень большими, что приводит к существенным, а иногда непреодолимым вычислительным сложностям в реализации алгоритма ISTA/FISTA. В связи с этим важнейшим направлением для практической реализации алгоритмов разреженного восстановления является снижение размерности неизвестного вектора комплексных амплитуд \mathbf{h} или размерности алфавита, задаваемого матрицей алфавита \mathbf{S} .

Один из очевидных подходов заключается в применении на первом этапе традиционной корреляционной обработки сигналов, в результате которой может быть получена следующая функция, зависящая от трех параметров целей

$$f(\theta, \omega, \tau) = |\mathbf{s}^H(\theta, \omega, \tau)\mathbf{x}|^2, \quad \theta \in \Theta, \tau \in \mathcal{T}, \omega \in \Omega. \quad (18)$$

Далее выполняется выделение локальных максимумов, превышающих пороговые уровни, т.е. локализация целей с разрешающей способностью соответствующей обычному релеевскому пределу. Будем считать, что в результате получено K_1 локальных максимумов $\{\theta'_1, \omega'_1, \tau'_1\}, \dots, \{\theta'_{K_1}, \omega'_{K_1}, \tau'_{K_1}\}$. В окрестности каждого локального максимума формируется область значений параметров, совокупность которых по всем K_1 выделенным локальным максимумам, образует множество параметров $\Theta_1, \Omega_1, \mathcal{T}_1$ с размерностями I_1, J_1, L_1 , соответственно. Таким образом, дальнейший поиск целей на втором этапе осуществляется на множестве $\Theta_1, \Omega_1, \mathcal{T}_1$.

Численные результаты

Рассмотрим пример, в котором РЛС имеет линейную антенную решетку из $N=8$ элементов. Зондирование производится последовательностью прямоугольных видеоимпульсов с числом импульсов, равным $M=6$. Число дискретных отсчетов внутри одного периода зондирования равно $L=16$. Длительность зондирующего импульса составляет четыре дискретных отсчета.

Обнаружение сигналов производится на фоне белого гауссовского шума с нулевым математическим ожиданием и единичной дисперсией. Пусть принимаемый сигнал содержит эхо-

сигналы, отраженные от $K=3$ целей. Считаем, что комплексные амплитуды целей имеют гауссовское распределение с нулевым математическим ожиданием и дисперсией, являющейся переменным параметром, которая определяет величину отношения сигнал/шум (ОСШ). Статистическое моделирование проводилось усреднением по ансамблю в 1000 реализаций.

Будем сравнивать вероятность правильного обнаружения-разрешения целей для корреляционной обработки, алгоритма разреженного восстановления FISTA и двухэтапного алгоритма. Успешным обнаружением-разрешением будем считать случай, когда восстановленный элемент вектора комплексных амплитуд совпадает по параметрам с истинным или занимает одно из соседних по отношению к истинному положение, при этом минимальная амплитуда восстановленных сигналов превышает максимальные шумовые значения.

Для реализации алгоритма разреженного восстановления FISTA введем дискретизацию параметров с их общим количеством по угловой координате $I=30$, доплеровской частоте $J=30$ и дальности $L=16$. Для двухэтапного алгоритма размерность множеств параметров Θ_1, Ω_1, T_1 для разреженного восстановления, который получен в результате первого этапа, имеет следующие значения $I_1=10, J_1=10, L_1=4$, т.е. сокращается в

$$\frac{I JL}{I_1 J_1 L_1} = 36 \text{ раз.} \quad (19)$$

Для сравнения вероятностей обнаружения-разрешения выбираем уровень порога для корреляционной обработки и значение параметра регуляризации λ для алгоритма FISTA, которые обеспечивают вероятность ложной тревоги, равную 10^{-4} .

На рис. 2 показаны зависимости вероятности правильного обнаружения-разрешения сигналов от ОСШ для корреляционной обработки, алгоритма FISTA, двухэтапного алгоритма. Как видно из рисунка вероятность обнаружения-разрешения для разреженного восстановления существенно превосходит вероятность обнаружения-разрешения обычной корреляционной обработки. При этом двухэтапный алгоритм имеет почти такие же характеристики обнаружения-разрешения, как и исходный алгоритм FISTA.

Заключение

Таким образом, в работе предложен двухэтапный алгоритм обнаружения сигналов в радиолокаторе с антенной решеткой с когерентным накоплением импульсов. Данный подход основан на предварительной корреляционной обработке с локализацией целей, по результатам которой формируется алфавит на дискретном множестве параметров, используемый для разреженного восстановления. Задача разреженного восстановления сигналов ставится как минимизация квадрата ошибки с регуляризацией нормой первого порядка разреженного вектора комплексных амплитуд. Для ее решения используется проксимальный градиентный алгоритм ISTA/FISTA. Математическое моделирование демонстрирует высокую эффективность данного алгоритма.

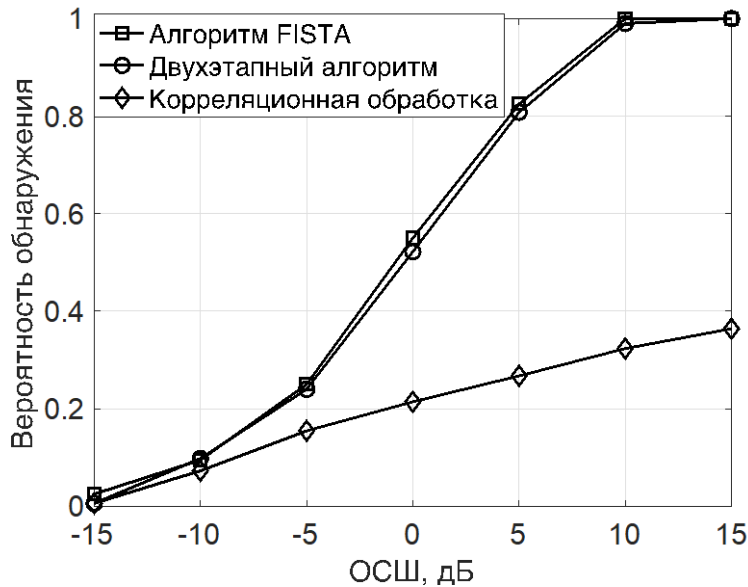


Рис. 2. Зависимость вероятности разрешения от ОСШ.

ЛИТЕРАТУРА

1. Ширман Я.Д, Манжос В.Н. Теория и техника обработки радиолокационной информации на фоне помех. – М.: Радио и связь, 1981, 416 с.
2. Караваев В.В., Сазонов В.В. Статистическая теория пассивной локации. – М.: Радио и связь, 1987, 240 с.
3. Марпл-мл. С.Л. Цифровой спектральный анализ и его приложения. Пер. с англ. – М.: Мир, 1990, 584 с.
4. Donoho D.L. Compressed sensing // IEEE Trans. on Information Theory. vol. 52, no. 4. 2006. pp. 1289–1306. doi: 10.1109/TIT.2006.871582.
5. Foucart S., Rauhut H. A. Mathematical introduction to compressive sensing. – Birkhäuser, 2013, 625 p.
6. Herman M., Strohmer T. High-resolution radar via compressed sensing // IEEE Trans. Signal Processing. vol 57, no. 6. 2009. pp. 2275–2284. doi: 10.1109/TSP.2009.2014277.
7. Ender J.H.G. On compressive sensing applied to radar // Signal Processing. vol. 90, no. 5. May 2010. pp. 1402–1414. doi: 10.1016/j.sigpro.2009.11.009.
8. Yao Y., Petropulu A.P., and Poor H.V. MIMO radar using compressive sampling // IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing. vol. 4, no. 1, 2010. pp. 146–163. doi: 10.1109/JSTSP.2009.2038973.
9. Rossi M., Haimovich A.M., and Eldar Y.C. Spatial compressive sensing for MIMO radar // IEEE Trans. Signal Processing. vol. 62, no. 2. 2014. pp. 419-430. doi: 0.1109/TSP.2013.2289875.
10. Tibshirani R. Regression shrinkage and selection via the Lasso // Journal of the Royal Statistical Society Series B. vol. 58, no. 1. 1996. pp. 267-288.
11. Beck A. and Teboulle M. A Fast iterative shrinkage-thresholding algorithm for linear inverse problems // SIAM Journal on Imaging Sciences. no. 2. 2009. pp. 183-202. doi: 10.1137/080716542.

ЛИНЕЙНОЕ ПРОСТРАНСТВЕННОЕ КОДИРОВАНИЕ В СОВМЕСТНОЙ МІМО СИСТЕМЕ РАДИОЛОКАЦИИ И РАДИОСВЯЗИ С МИНИМИЗАЦИЕЙ ИЗЛУЧАЕМОЙ МОЩНОСТИ

Штарев Д.В.¹, Маврычев Е.А.²

¹ПАО «НПО «Алмаз» им. академика А.А. Расплетина

dshtarev@lemz.ru

²Нижегородский государственный технический университет им Р.Е. Алексеева

mavrychev.eugene@mail.ru

В данной работе разрабатывается метод оптимального линейного кодирования в передающей антенной решетке в совместной МІМО системе радиосвязи и радиолокации, в которой используются общие сигналы для многопользовательской передачи данных и радиолокационного зондирования. Критерием оптимальности является минимальная излучаемая мощность при заданном качестве обслуживания пользователей и радиолокационного наблюдения. величиной, определяющей качество обслуживания как для передачи данных, так и для радиолокации, является отношение сигнал/шум+помеха. Кроме того, используется ограничение на излучаемую мощность отдельными антенными каналами. Оптимизационная задача приближенно приводится к выпуклой задаче с полупределенными условиями, которые решаются с помощью хорошо известного алгоритма внутренней точки, имеющего полиномиальную сложность. Проведено статистическое моделирование, в результате которого получены оптимальные характеристики совместной системы, а именно, зависимости излучаемой мощности от порогового отношения сигнал/шум.

Введение

Актуальным направлением развития средств радиосвязи и радиолокации являются системы совместного использования радиочастотных ресурсов как для радиосвязи, так и для радиолокации, что получило широкое освещение в литературе [1-6]. В таких системах возникает ряд задач, в том числе связанных с оптимизацией пространственной обработки и формирования сигналов. Вопросы оптимизации формирования сигналов в антенной решетке на передачу или пространственного кодирования рассматриваются в работах [3-6].

В статье [3] предлагается два подхода при совместном использовании антенной решетки в МІМО системе радиолокации и радиосвязи, при которых задача оптимизации амплитудно-фазового распределения ставится как минимизация квадрата ошибки между реальной и желаемой диаграммами направленности антенной решетки с условием обеспечения заданного качества обслуживания пользователей. Более сложная целевая функция рассматривается в статье [4], которая дополнительно включает слагаемое, позволяющее уменьшить уровень боковых лепестков диаграммы направленности МІМО радара. Минимизация излучаемой мощности при достижении качества обслуживания не хуже заданного рассматривалась в работе [7] для задач радиосвязи с множественным доступом и пространственным разделением пользователей, в работе [8] для задачи радиолокационного обнаружения. Оптимизация пространственного кодирования в совместной системе радиолокации и многоадресной связи с использованием критерия минимума излучаемой мощности предложена в [6].

В данной статье рассматривается совместная МІМО система с антенной решеткой на передачу, в которой осуществляется передача данных нескольким пользователям и одновременное зондирование заданного сектора пространства. Предполагается, что совокупность сигналов, предназначенных различным пользователям, используется совместно для МІМО радара. Разделение пользователей осуществляется за счет пространственной обработки, при этом совокупность сигналов является ортогональной на более длинном временном интервале, соответствующему времени радиолокационного наблюдения. Качество радиосвязи и радиолокационного наблюдения характеризуется отношением сигнал/шум (ОСШ) для радиолокации и отношением сигнал/шум+помеха (ОСШП) для радиосвязи. Целью работы является разработка алгоритма оптимизации пространственного линейного кодера сигналов в совместной МІМО системе. Полученные оптимизационные задачи приближенно сводятся к задачам выпуклой оптимизации, которые могут быть решены с помощью известных алгоритмов математического программирования [9, 10]. Представленные численные примеры демонстрируют характеристики предложенного подхода.

Модель системы

Рассмотрим совместную ММО систему для передачи данных и радиолокации, в которой базовая станция с антенной решеткой, состоящей из N элементов, обслуживает M пользователей, осуществляя пространственное разделение, и выполняет радиолокационное зондирование. Передача данных и радиолокационное зондирование осуществляются одновременно, для этого используются M символов, которые представим в виде вектора $\mathbf{s}(t) = [s_1(t), \dots, s_M(t)]^T \in \mathbb{C}^M$, при этом символ $s_m(t)$, $m = 1, \dots, M$ несет информацию для m -го пользователя.

Будем полагать, что средняя мощность каждого символа равна единице или $E\{|s_m(t)|^2\} = 1$, $m = 1, \dots, M$, где $E\{\cdot\}$ – статистическое усреднение. Считаем, что выполняется условие ортогональности излучаемых символов на интервале времени T , являющееся временем наблюдения при радиолокационном зондировании. При этом временная структура и модуляция сигналов $s_m(t)$, $m = 1, \dots, M$ может быть произвольной. Условие ортогональности запишем в виде

$$\frac{1}{T} \int_0^T s_{m_1}(t) s_{m_2}^*(t - \tau) dt = \begin{cases} r(\tau), & m_1 = m_2, \\ 0, & m_1 \neq m_2, \end{cases} \quad m_1, m_2 = 1, \dots, M. \quad (1)$$

Комплексные амплитуды излучаемого сигнала в N элементной антенной решетке будем представлять в виде вектора $\mathbf{x}(t) = [x_1(t), \dots, x_N(t)]^T \in \mathbb{C}^N$. Пространственное кодирование сигнала является линейным преобразованием вектора $\mathbf{s}(t)$ в вектор излучаемых комплексных амплитуд $\mathbf{x}(t)$ и представляется в виде

$$\mathbf{x}(t) = \sum_{m=1}^M \mathbf{f}_m s_m(t), \quad (2)$$

где $\mathbf{f}_1, \dots, \mathbf{f}_M \in \mathbb{C}^N$ – векторы линейного кодирования. Вектор кодирования \mathbf{f}_m , $m = 1, \dots, M$ содержит весовые коэффициенты, с которыми символ $s_m(t)$ суммируется с другими символами в элементах передающей антенной решетки.

Среднюю излучаемую мощность можно записать в виде

$$P = E\{\|\mathbf{x}(t)\|_2^2\} = \sum_{m=1}^M \mathbf{f}_m^H \mathbf{f}_m, \quad (3)$$

где $\|\cdot\|_2$ – норма второго порядка вектора.

Средняя мощность, излучаемая n -ым антенным элементом,

$$p_n = E\{|x_n(t)|^2\} = \sum_{m=1}^M \mathbf{f}_m^H \mathbf{E}_n \mathbf{f}_m, \quad (4)$$

где \mathbf{E}_n матрица, у которой элемент (n, n) равен единице, а остальные элементы равны нулю.

Пусть каждый пользователь осуществляет прием данных на одиночную антенну. Тогда сигнал, принимаемый m -ым пользователем, представим в виде

$$y_m(t) = \mathbf{h}_m^H \mathbf{x}(t) + v_m(t), \quad (5)$$

где $\mathbf{h}_m = [h_1, \dots, h_N]^H \in \mathbb{C}^N$ – вектор коэффициентов передачи сигнала от элементов передающей решетки базовой станции к m -му пользователю, $v_m(t)$ – шум приемника m -го пользователя со средней мощностью, равной $E\{|v_m(t)|^2\} = 1$.

Сигнал в приемнике, отраженный от цели, находящейся в направлении θ относительно передающей станции, запишем в виде

$$z(t) = \sigma \mathbf{a}^H(\theta) \mathbf{x}(t - \tau) + v_0(t), \quad (6)$$

где σ – коэффициент, учитывающий все энергетические параметры системы, включая эффективную поверхность рассеяния цели, потери при распространении, усиление антенны на прием и т.д., $\mathbf{a}(\theta) = [a_1(\theta), a_2(\theta), \dots, a_N(\theta)]^T \in \mathbb{C}^N$ – вектор фазового распределения, характеризующий отклик сигнала, приходящего с направления θ , τ – время задержки сигнала, $v_0(t)$ – шум радиолокационного приемника, мощность которого будем считать нормированной и равной $E\{|v_0(t)|^2\} = 1$.

Критерии качества и постановка задачи

Рассмотрим метрики, которые характеризуют качество передачи данных и радиолокационного зондирования. Качеством обслуживания для системы радиосвязи служит вероятность ошибочного приема, а для системы радиолокации - вероятность правильного обнаружения при фиксированной вероятности ложной тревоги. В обоих случаях параметры качества обслуживания связаны монотонной функциональной зависимостью с ОСШП или ОСШ.

Сигнал (5), принимаемый m -ым пользователем, перепишем в виде выражения

$$y_m(t) = \mathbf{h}_m^H \mathbf{f}_m s_m(t) + \sum_{\substack{l=1 \\ l \neq m}}^M \mathbf{h}_m^H \mathbf{f}_l s_l(t) + v_m(t), \quad (7)$$

в котором первое слагаемое является полезным сигналом, а остальные слагаемые – смесь помех множественного доступа и собственного шума приемника. Тогда ОСШП для m -го пользователя запишем в виде

$$\rho_m = \mathbf{f}_m^H \mathbf{h}_m \mathbf{h}_m^H \mathbf{f}_m \left(\sum_{\substack{l=1 \\ l \neq m}}^M \mathbf{f}_l^H \mathbf{h}_m \mathbf{h}_m^H \mathbf{f}_l + 1 \right)^{-1}. \quad (8)$$

На приемной стороне ММО радара выполняется разделение ортогональных сигналов, в результате которого выделяются M комплексных амплитуд

$$z_m(t) = \sigma \mathbf{a}^H(\theta) \mathbf{f}_m r(t - \tau) + \tilde{v}_m(t) \quad (9)$$

При обнаружении цели выделенные сигналы $\mathbf{z}_1(\mathbf{t}), \dots, \mathbf{z}_M(\mathbf{t})$ когерентно суммируются, а ОСШ для направления θ будет представляться в виде

$$\mu(\theta) = \sigma^2 \sum_{m=1}^M \mathbf{f}_m^H \mathbf{a}(\theta) \mathbf{a}^H(\theta) \mathbf{f}_m. \quad (10)$$

Оптимизация пространственного кодирования заключается в выборе векторов кодирования $\mathbf{f}_1, \dots, \mathbf{f}_M$ в соответствии с выбранным критерием качества. Будем рассматривать оптимизацию линейного кодера на основе критерия минимума излучаемой мощности. Данный принцип основывается на том, чтобы обеспечить решение задач радиолокации и радиосвязи с заданным качеством обслуживания, используя минимальную излучаемую мощность. Математически задачу оптимизации линейного кодера запишем в виде

$$\min_{\mathbf{f}} P, \quad \text{s.t.} \quad \rho_m \geq \rho_0, \quad m = 1, \dots, M; \quad \mu(\theta_k) \geq \mu_0, \quad k = 1, \dots, K. \quad (11)$$

В задаче (11) целевой функцией является полная излучаемая мощность, определяемая выражением (3). Функциями условий являются неравенства, согласно которым ОСШП для каждого обслуживаемого пользователя и ОСШ для каждого зондируемого направления должны быть не меньше пороговых значений ρ_0 и μ_0 , соответственно. Условие $\rho_m \geq \rho_0$ обеспечивает вероятность ошибочного приема для m -го пользователя не выше заданной, условие $\mu(\theta_k) \geq \mu_0$ обеспечивает вероятность обнаружения не ниже заданной для цели в направлении θ_k , $k = 1, \dots, K$, где K – количество рассматриваемых угловых положений в секторе обзора.

Однако, для практической реализации представляет интерес задача с дополнительными ограничениями на индивидуальные мощности, излучаемые отдельными антенными элементами, в виде $p_n \leq P_1$. Такие ограничения связаны с использованием в каждом антенном канале усилителей, имеющих предельно допустимую мощность.

Метод решения оптимизационной задачи

Оптимизационную задачу (11) представим следующим образом

$$\min_{\mathbf{f}_1, \dots, \mathbf{f}_M} \sum_{m=1}^M \mathbf{f}_m^H \mathbf{f}_m, \quad s.t. \quad \frac{\mathbf{f}_m^H \mathbf{H}_m \mathbf{f}_m}{\sum_{l=1, l \neq m}^M \mathbf{f}_l^H \mathbf{H}_m \mathbf{f}_l + 1} \geq \rho_0, \quad m=1, \dots, M,$$

$$\sum_{l=1}^M \mathbf{f}_l^H \mathbf{A}_k \mathbf{f}_l \geq \mu_0 / \sigma^2, \quad k=1, \dots, K,$$

$$\sum_{l=1}^M \mathbf{f}_l^H \mathbf{E}_n \mathbf{f}_l \leq P_1 \quad n=1, \dots, N,$$
(12)

где $\mathbf{H}_m = \mathbf{h}_m \mathbf{h}_m^H$, $m=1, \dots, M$ и $\mathbf{A}_k = \mathbf{a}(\theta_k) \mathbf{a}^H(\theta_k)$, $k=1, \dots, K$.

Задача (12) относится к классу задач квадратичного программирования с квадратичными условиями (QCQP) [9], [10] и является невыпуклой оптимизационной задачей. Общий подход к решению невыпуклых QCQP задач рассмотрен в [9] и заключается в аппроксимации условий исходной QCQP задачи с помощью линейных условий и условия неотрицательной определенности матрицы, т.е. сведению к задаче полуопределенного программирования, которая является выпуклой. Для приведения задачи (12) к задаче полуопределенного программирования введем матрицы $\mathbf{F}_m = \mathbf{f}_m \mathbf{f}_m^H$, $m=1, \dots, M$, которые являются неотрицательно определенными $\mathbf{F}_m \succeq \mathbf{0}$, т.е. имеют неотрицательные собственные числа, а также имеют ранг, равный единице $\text{rank}\{\mathbf{F}_m\}=1$. Используя данное обозначение, а также используя обозначение операции следа матрицы в виде $\text{Tr}\{\cdot\}$, задачу оптимизации (12) можно переписать в эквивалентном виде

$$\min_{\mathbf{F}_1, \dots, \mathbf{F}_M} \sum_{m=1}^M \text{Tr}\{\mathbf{F}_m\}, \quad s.t. \quad \text{Tr}\{\mathbf{H}_m \mathbf{F}_m\} - \rho_0 \left(\sum_{l=1, l \neq m}^M \text{Tr}\{\mathbf{H}_m \mathbf{F}_l\} + 1 \right) \geq 0, \quad m=1, \dots, M,$$

$$\sum_{l=1}^M \text{Tr}\{\mathbf{A}_k \mathbf{F}_l\} \geq \mu_0 / \sigma^2, \quad k=1, \dots, K,$$

$$\sum_{l=1}^M \text{Tr}\{\mathbf{E}_n \mathbf{F}_l\} \leq P_1 \quad n=1, \dots, N,$$

$$\mathbf{F}_m \succ \mathbf{0}, \quad \text{rank}\{\mathbf{F}_m\}=1, \quad m=1, \dots, M.$$
(13)

В задаче (13) целевая функция и все условия в виде неравенств являются линейными, условия неотрицательной определенности $\mathbf{F}_m \succeq \mathbf{0}$, $m=1, \dots, M$ являются выпуклыми [10]. Невыпуклыми условиями являются условия $\text{rank}\{\mathbf{F}_m\}=1, \dots, M$. Для решения задачи (13) используется ее аппроксимация, в которой исключаются невыпуклые условия $\text{rank}\{\mathbf{F}_m\}=1, \dots, M$. Тогда получим задачу, относящуюся к классу задач полуопределенного программирования (semidefinite programming - SDP). Данная задача может быть решена с использованием стандартных средств математического программирования на основе алгоритма внутренней точки [10].

Из полученных решений $\mathbf{F}_1^*, \dots, \mathbf{F}_M^*$ задачи SDP необходимо найти решения исходной задачи (12). Один из способов в выборе векторов кодирования представляется в виде

$$\mathbf{f}_m = \sqrt{\lambda_m^{\max}} \mathbf{u}_m^{\max}, \quad m=1, \dots, M,$$
(14)

где λ_m^{\max} - максимальное собственное число матрицы \mathbf{F}_m^* , \mathbf{u}_m^{\max} - собственный вектор матрицы \mathbf{F}_m^* , которому соответствует максимально собственное число.

В численных экспериментах установлено, что матрицы $\mathbf{F}_1^*, \dots, \mathbf{F}_M^*$, как правило, имеют либо только одно ненулевое собственное число, либо одно собственное число, которое существенно превышает все остальные собственные числа. В первом случае решение SDP задачи совпадает с решением задачи (13), так как выполнено условие $\text{rank}\{\mathbf{F}\}=1$, т.е. решение $\mathbf{F}_1^*, \dots, \mathbf{F}_M^*$ является оптимальным решением (13). Во втором случае решение $\mathbf{F}_1^*, \dots, \mathbf{F}_M^*$ является не точным для задачи (13), а решение (14) будет приближенным для исходной задачи (12).

Отметим, что область пересечения условий задачи (12) может образовывать пустое множество, т.е. оптимизационная задача может быть несовместной. Это означает, что выделенного бюджета мощности

недостаточно, чтобы обеспечить заданное минимальное качество обслуживания для всех пользователей и всех направлений в секторе радиолокационного наблюдения.

Результаты моделирования

Рассмотрим численные примеры оптимизации линейного кодирования в совместной системе радиосвязи и радиолокации. Моделирование выполняется в среде MATLAB с использованием пакета CVX [11], предназначенного для решения выпуклых оптимизационных задач. Будем рассматривать линейную эквидистантную антенную решетку с числом элементов, равным $N=16$, и с шагом между излучателями, равным половине длины волны. Максимальная мощность, излучаемая одним элементом, равна $P_1=10$ дБ. Коэффициенты передачи каналов связи моделируются как случайные величины с комплексным нормальным распределением с нулевым средним и дисперсией, равной единице, что соответствует релейской модели канала. Моделируемые характеристики усредняются по 500-м реализациям.

Рассмотрим пример, в котором обслуживается шесть пользователей ($M=6$), а радиолокационный обзор выполняется в секторе $\pm 10^\circ$, при этом направления, в которых задаются ограничения на мощность отраженного сигнала, $\theta_k = (k-1)^\circ$, $k=1, \dots, K$, где $K=21$ - число направлений. На рис. 1 показаны зависимости излучаемой мощности от требуемой пороговой величины ОСШ ρ_0 для радиосвязи при различных значениях величины порогового ОСШ для радиолокации $\mu_0 / \sigma^2 = 10, 15, 20$ дБ. Отметим, что в данном случае начальный участок кривых (при малом значении ρ_0) является пологим, так как излучаемая мощность определяется величиной порогового ОСШ для радиолокации μ_0 / σ^2 . Далее начинается более резкое нарастание излучаемой мощности, переходящее в линейный рост. Это означает, что при больших значениях ρ_0 излучаемая мощность определяется потребностями радиосвязи. Кривые имеют обрыв на уровне предельной излучаемой мощности $P=NP_1=22$ дБ, так как оптимизационная задача становится несовместной, т.е. бюджета мощности не хватает для того, чтобы обеспечить качество обслуживания не хуже заданного.

Во втором примере на рис. 2 показаны зависимости излучаемой мощности от числа обслуживаемых пользователей. Величина порогового ОСШ для каждого пользователя соответствует значению $\rho_0 = 10$ дБ. Различными кривыми на рис. 2 соответствуют различные значения порогового ОСШ для радиолокации, а именно $\mu_0 / \sigma^2 = 10, 20$ дБ (на рис. 2 обозначено как " μ "), а также различная величина сектора радиолокационного обслуживания с количеством точек, в которых задаются ограничения на ОСШ, равным $K=1, 11, 31$. При этом направления задаются выражением $\theta_k = (k - (K-1)/2)^\circ$, $k=1, \dots, K$. Из рис. 2 видно, что при увеличении числа пользователей, затраты излучаемой мощности увеличиваются. Однако, чем больше сектор радиолокационного обслуживания и ОСШ для радиолокации, тем более плавный рост излучаемой мощности можно наблюдать.

Заключение

В работе рассматривается оптимизация кодирования сигнала в антенной решетке совмещенной ММО системы радиолокации и многопользовательской передачи данных. Предложен критерий оптимизации, основанный на минимизации суммарной излучаемой мощности, что обеспечивает заданное качество работы системы с минимальными затратами энергии. Задачи оптимизации линейного кодирования были сведены к выпуклым задачам полуопределенного программирования. Представленные результаты моделирования подтверждают характеристики оптимального кодирования.

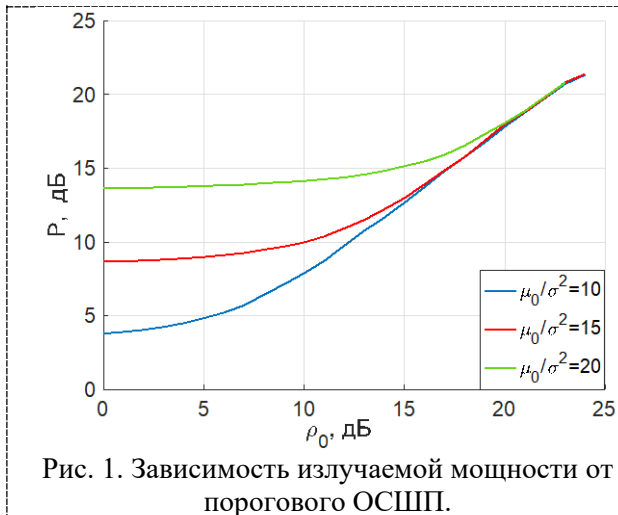


Рис. 1. Зависимость излучаемой мощности от порогового ОСШП.

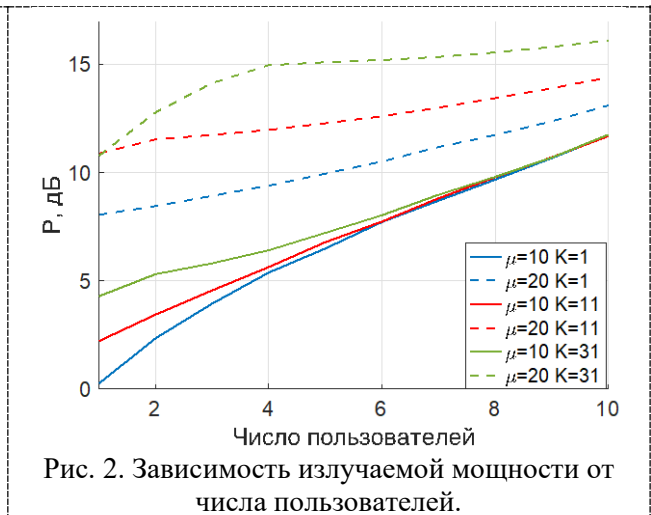


Рис. 2. Зависимость излучаемой мощности от числа пользователей.

ЛИТЕРАТУРА

1. Ma D., Shlezinger N., Huang T., Liu Y., and Eldar Y.C. Joint radar-communications strategies for autonomous vehicles // *IEEE Signal Processing Mag.* vol. 37, no. 4. 2020. pp. 85-97. doi: 10.1109/MSP.2020.2983832.
2. Zheng L., Lops M., Eldar Y.C., Wang X. Radar and communication co-existence: an overview // *IEEE Signal Processing Mag.* vol. 36, no. 5, 2019. pp. 85-99. doi: 10.1109/MSP.2019.2907329.
3. Liu F., Masouros C., Li A., Sun H., and Hanzo L. MU-MIMO communications with MIMO radar: from co-existence to joint transmission // *IEEE Trans. on Wireless Communication.* vol. 17, no. 4, 2018. pp. 2755 – 2770. doi: 10.1109/TWC.2018.2803045.
4. Liu X., Huang T., Shlezinger N., Liu Y., Zhou J., and Eldar Y.C. Joint transmit beamforming for multiuser MIMO communications and radar // *IEEE Trans. on Signal Processing*, vol. 68, pp. 3929–3944, 2020. doi: 10.1109/TSP.2020.3004739.
5. Liu X., Huang T., Liu Y. Transmit design for joint MIMO radar and multiuser communications with transmit covariance constraint // *IEEE Journal on Selected Areas in Communications.* vol. 40, no. 6. 2022, pp. 1932–1950, 2020. doi: 10.1109/JSAC.2022.3155512.
6. Штарев Д.В., Маврычев Е.А. Пространственное линейное кодирование сигналов в совместной системе радиолокации и многоадресной радиосвязи // *Изв. ВУЗов России. Радиоэлектроника – 2022. Том 25, № 1. С. 17-27.*
7. Matskani E., Sidiropoulos N.D., Luo Z.-Q., Tassiulas L. Convex approximation techniques for joint multiuser downlink beamforming and admission control // *IEEE Trans. Wireless Communications.* vol. 7, no. 7. 2008. pp. 2682– 2693. doi: 10.1109/TWC.2008.070104.
8. Кричигин А.В., Маврычев Е.А. Энергетическая эффективность и распределение ресурсов для обнаружения целей в некооперативной радиолокационной сети // *Радиолокация, навигация, связь. труды конф. –Воронеж, 2022, – Том 3, С. 312-322.*
9. Luo Z.-Q., Ma W.-K., So A. M.-C., Ye Y., and Zhang S. Semidefinite relaxation of quadratic optimization problems // *IEEE Signal Processing Mag.* vol. 27, no. 3. 2010. pp. 20-34. doi: 10.1109/MSP.2010.936019.
10. Boyd S., Vandenberghe L. *Convex Optimization* // Cambridge University Press. 2004. doi: 10.1017/CBO9780511804441.
11. Grant M.C., Boyd S.P. *The CVX Users' Guide.* <http://cvxr.com/cvx/>.

ПРИМЕНЕНИЕ МАТЕМАТИЧЕСКОГО АППАРАТА И КОМПЬЮТЕРНОГО АНАЛИЗА ПРИ ПРОЕКТИРОВАНИИ АНТЕННЫХ РЕШЁТОК ДЛЯ БЕСПИЛОТНЫХ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ

Крылова М.А., Сотникова Н.В., Страхов С.Ю.

*Балтийский государственный технический университет «ВОЕНМЕХ» им. Д.Ф. Устинова,
г. Санкт-Петербург*

krylova_ma@voenmeh.ru, sotnikova_nv@voenmeh.ru, strakhov_siu@voenmeh.ru

Представлено применение численного моделирования и компьютерного анализа фазированной антенной решётки из печатных излучателей для применения на борту беспилотного летательного аппарата. Описана математическая модель и получены характеристики единичной печатной прямоугольной антенны и антенной решётки на её основе. Проведено сравнение результатов численного и компьютерного моделирования, которое позволяет сделать вывод о достоверности компьютерного анализа и возможности его применения в дальнейших разработках.

Технология активных фазированных антенных решеток (АФАР) предполагает использование определенным образом расположенных антенных элементов, при этом относительная фаза каждого излучателя может изменяться для управления диаграммой направленности. Луч такой антенной системы с помощью электроники может быть ориентирован в различных направлениях, что также снимает ограничения в скорости изменения направления и надежности, присущих механически управляемым антеннам. В результате значительно уменьшаются размеры, вес и энергопотребление, что делает эту технологию привлекательной для оборонной промышленности.

Широко распространённое в наше время применение беспилотных летательных аппаратов для дистанционного зондирования земной поверхности накладывает дополнительные ограничения на проектируемые антенные системы – компактность, небольшой вес, технологичность и невысокая стоимость производства. Использование антенных решёток на основе печатных излучателей позволит учесть данные требования.

Описание математического аппарата

Для построения системы АФАР выбрана печатная антенна с прямоугольной излучающей поверхностью (печатный резонатор). Возбуждение излучателя осуществляется с помощью коаксиальной линии (рисунок 1).



Рисунок 1 – Внешний вид печатной прямоугольной антенны (вид сверху) и распределение электрической составляющей поля в резонаторе излучателя

Для работы прямоугольных печатных излучателей применяется нижний тип резонанса, который определяется из условий

$$L \approx \lambda_{\text{л}}/2, \quad (1)$$

$$\lambda_{\text{л}} = \frac{\lambda}{\sqrt{\epsilon_r}}, \quad (2)$$

где λ_d – длина волны в полосковой линии передачи.

Резонансная частота прямоугольного излучателя определяется размером стороны, параллельно которой смещается точка питания излучателя

$$f_p = 0,48 * \frac{c}{L\sqrt{\epsilon_r}}, \quad (3)$$

где ϵ_r – относительная диэлектрическая проницаемость материала подложки;

L – длина прямоугольной излучающей поверхности;

c – скорость света.

Другой размер W прямоугольного полоскового резонатора называется шириной и в основном определяет входное сопротивление излучателя. Входное сопротивление в точке резонанса чисто активное и равно

$$R_{вх} \approx \frac{60\lambda}{W} \sin^2 \left(\frac{\pi y_0}{L} \right), \quad (4)$$

где y_0 – смещение точки питания.

Входное сопротивление антенны регулируется подбором положения точки питания. В случае печатного излучателя прямоугольной формы оно максимально при питании с края (несколько сотен ом) и изменяется пропорционально $\sin^2(\pi y_0/L)$ при расположении точки подключения питающей линии на расстоянии y_0 от кромки излучателя (исключая центр антенны). Выбор правильного положения точки питания при сохранении настройки на резонанс устраняет необходимость применения отдельных согласующих устройств.

Резонансная длина находится по формуле

$$L = \frac{\lambda}{2\sqrt{\epsilon_{eff}}} - \Delta L, \quad (5)$$

где ΔL – величина поправки для резонансной длины, учитывающая краевой эффект;

ϵ_{eff} – эффективная диэлектрическая проницаемость;

λ – длина волны излучения.

Учет излучения на торце печатной антенны сокращает длину на следующую величину

$$\Delta L = \frac{0,824(\epsilon_{eff}+0,3)(W+0,264h)}{(\epsilon_{eff}-0,258)(W+0,8h)} \cdot 10^{-3}. \quad (6)$$

Эффективная диэлектрическая проницаемость определяется в соответствии с формулой

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r+1}{2} + \frac{\epsilon_r-1}{2\sqrt{1+10h/W}}, \quad (7)$$

где h – толщина диэлектрического основания.

Ширина резонатора определяется в соответствии с формулой

$$W = \sqrt{\frac{h\lambda}{\epsilon_r} \left[\ln \left(\frac{\lambda}{h\epsilon_r} \right) - 1 \right]}. \quad (8)$$

Толщина диэлектрического основания выбирается исходя из диапазона, представленной формулой

$$h \approx (0,1 \dots 0,01)\lambda. \quad (9)$$

В [1] для определения диаграммы направленности (ДН) резонансного прямоугольного излучателя в плоскости XOZ применяется формула

$$E_{XOZ} = \frac{2\cos\theta \cdot \cos\left(\frac{k_0L}{2}\sin\theta\right)}{\sqrt{\xi^2 + [\epsilon_r \cos\theta \operatorname{ctg}(\xi k_0h)]^2}} \cdot \frac{\epsilon_r}{\xi}. \quad (10)$$

Сечение ДН плоскостью YOZ вычисляется в соответствии с

$$E_{YOZ} = \frac{2\cos\theta}{\sqrt{\cos^2\theta + [\xi \operatorname{ctg}(\xi k_0h)]^2}} \left[\frac{\sin\left(\frac{k_0W}{2}\sin\theta\right)}{\frac{k_0W}{2}\sin\theta} \right], \quad (11)$$

где

$$\xi = \sqrt{\epsilon_r - \sin^2\theta}. \quad (12)$$

При оценке коэффициента направленного действия (КНД) и коэффициента усиления (КУ) прямоугольных печатных резонаторов следует учитывать, что их коэффициент полезного действия (КПД) лежит в пределах 50...80% ввиду наличия потерь мощности в пластине и экране, неидеальной структуры диэлектрика подложки, а также из-за ответвления части подводимой к антенне мощности в возникающую поверхностную волну.

По определению, направленность антенны определяется по формуле

$$D = \frac{U_{max}}{U_0} = \frac{4\pi U_{max}}{P_{rad}} . \quad (13)$$

Для печатного прямоугольного излучателя

$$U_{max} = \frac{|V_0|^2}{2\eta_0\pi^2} \left(\frac{\pi W}{\lambda}\right)^2 , \quad (14)$$

$$P_{rad} = \frac{|V_0|^2}{2\eta_0\pi} \int_0^\pi \left[\frac{\sin\left(\frac{k_0 W}{2} \cos \theta\right)}{\cos \theta} \right]^2 \sin^3 \theta d\theta . \quad (15)$$

К недостаткам печатных антенн относится их относительная узкополосность: $2\Delta f/f < 5\%$. Полоса пропускания BW печатного излучателя оценивается по формуле

$$BW \approx \frac{A \cdot h}{\lambda \sqrt{\epsilon_r}} \cdot \sqrt{\frac{W}{L}} , \% , \quad (16)$$

где

$$A = 180 \text{ для } \frac{h}{\lambda \sqrt{\epsilon_r}} \leq 0,045 ,$$

$$A = 200 \text{ для } 0,045 < \frac{h}{\lambda \sqrt{\epsilon_r}} < 0,075 ,$$

$$A = 220 \text{ для } \frac{h}{\lambda \sqrt{\epsilon_r}} \geq 0,075 .$$

Формула для определения множителя направленности плоской фазированной антенной решетки (рисунок 2) AF имеет вид:

$$AF = \sum_{n=1}^N I_{1n} \left[\sum_{m=1}^M I_{m1} e^{i(m-1)(k_0 d_x \sin \theta \cos \phi + \beta_x)} \right] e^{i(n-1)(k_0 d_y \sin \theta \sin \phi + \beta_y)} , \quad (17)$$

где M – количество излучателей по оси x (рисунок 6);

N – количество излучателей по оси y ;

I_{mn} – амплитуда тока в соответствующем элементе АР;

d_x – расстояние между отдельными излучателями по оси x ;

d_y – расстояние между отдельными излучателями по оси y [2].

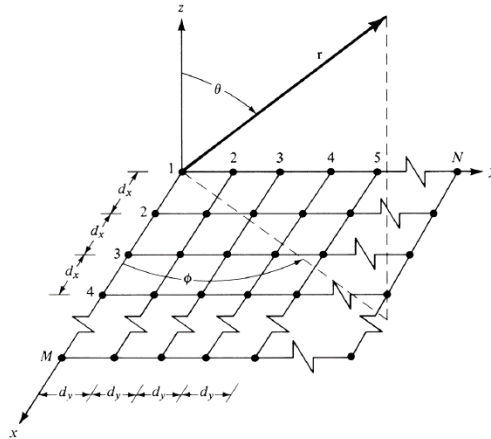


Рисунок 2 – Геометрия плоской антенной решётки

Множитель направленности является функцией геометрии массива антенной решетки (АР) и фазы возбуждения. Изменяя разделение или фазы между элементами можно управлять характеристиками множителя и общего поля излучения антенной системы.

Также справедлива формула

$$AF = S_{xm} S_{yn} , \quad (18)$$

где

$$S_{xm} = \sum_{m=1}^M I_{m1} e^{i(m-1)(k_0 d_x \sin \theta \cos \phi + \beta_x)} , \quad (19)$$

$$S_{yn} = \sum_{n=1}^N I_{1n} e^{i(n-1)(k_0 d_y \sin \theta \sin \phi + \beta_y)} . \quad (20)$$

Если амплитуда возбуждения всего массива АР однородна ($I_{mn} = I_0$), то формулу (17) можно переписать в виде

$$AF = I_0 \sum_{m=1}^M e^{i(m-1)(k_0 d_x \sin \theta \cos \phi + \beta_x)} \sum_{n=1}^N e^{i(n-1)(k_0 d_y \sin \theta \sin \phi + \beta_y)} . \quad (21)$$

Нормированный множитель направленности АР равен

$$AF_n(\theta, \phi) = \left[\frac{1}{M} \frac{\sin(\frac{M}{2}\psi_x)}{\sin(\frac{\psi_x}{2})} \right] \left[\frac{1}{N} \frac{\sin(\frac{N}{2}\psi_y)}{\sin(\frac{\psi_y}{2})} \right], \quad (22)$$

где

$$\psi_x = k_0 d_x \sin \theta \cos \phi + \beta_x, \quad (23)$$

$$\psi_y = k_0 d_y \sin \theta \sin \phi + \beta_y. \quad (24)$$

Направленность антенной решетки для позиции $\theta = \theta_0$ и $\phi = \phi_0$ определяется выражением

$$D_0 = \frac{4\pi [AF(\theta_0, \phi_0)] [AF(\theta_0, \phi_0)]^* |_{max}}{\int_0^{2\pi} \int_0^\pi [AF(\theta_0, \phi_0)] [AF(\theta_0, \phi_0)]^* \sin \theta d\theta d\phi}. \quad (25)$$

Численное и компьютерное моделирование

Диапазон рабочих частот проектируемой антенной системы лежит в пределах 12...18 ГГц. Таким образом, центральная частота будет определяться в соответствии с формулой

$$f_{ц} = \frac{f_{ниж} + f_{верх}}{2} = \frac{12 + 18}{2} = 15 \text{ ГГц}, \quad (26)$$

где $f_{ниж}$ – нижний порог полосы частот;

$f_{верх}$ – верхний порог полосы частот.

Соответственно, рабочая длина волны излучения составляет

$$\lambda = \frac{c}{f_{ц}} = \frac{3 \cdot 10^8}{15 \cdot 10^9} = 0,02 \text{ м} = 2 \text{ см} = 20 \text{ мм}. \quad (27)$$

Параметры диэлектрической подложки:

- материал диэлектрической подложки: RT/Duroid 5880;
- толщина основания $h = 0,05\lambda = 1 \text{ мм}$;
- диэлектрическая проницаемость $\epsilon_r = 2,20$;
- тангенс угла потерь в диэлектрике $tg\delta = 1,5 \cdot 10^{-3}$.

Ширина резонатора W равняется

$$W = \sqrt{\frac{1 \cdot 10^{-3} \cdot 0,02}{2,20}} \left[\ln \left(\frac{0,02}{1 \cdot 10^{-3} \cdot 2,20} \right) - 1 \right] = 6,304 \cdot 10^{-3} \text{ м} = 6,3 \text{ мм}. \quad (28)$$

Эффективная диэлектрическая проницаемость составляет

$$\epsilon_{eff} = \frac{2,20 + 1}{2} + \frac{2,20 - 1}{2\sqrt{1 + 10 \cdot 1 \cdot 10^{-3} / (6,3 \cdot 10^{-3})}} = 1,612. \quad (29)$$

Величина поправки для резонансной длины

$$\Delta L = \frac{0,824(1,612 + 0,3)(6,304 \cdot 10^{-3} + 0,264 \cdot 1 \cdot 10^{-3})}{(1,612 - 0,258)(6,304 \cdot 10^{-3} + 0,8 \cdot 1 \cdot 10^{-3})} \cdot 10^{-3} = 3,579 \cdot 10^{-4} \text{ м}. \quad (30)$$

Длина резонатора L равна

$$\Delta L = \frac{0,02}{2\sqrt{1,612}} - 3,579 \cdot 10^{-4} = 7,5 \cdot 10^{-3} \text{ м} = 7,5 \text{ мм}. \quad (31)$$

Волновое число

$$k_0 = \frac{2\pi}{0,02} = 314,159. \quad (32)$$

Смещение точки питания

$$y_0 = 1,29 \text{ мм} = 1,29 \cdot 10^{-3} \text{ м}. \quad (33)$$

Характеристическое сопротивление волновой линии

$$Z_0 = \frac{60 \cdot 0,02}{6,304 \cdot 10^{-3}} \sin^2 \left(\frac{\pi \cdot 1,29 \cdot 10^{-3}}{7,5 \cdot 10^{-3}} \right) = 50,154 \text{ Ом}. \quad (34)$$

Импеданс свободного пространства

$$\eta_0 = 120\pi \text{ Ом}. \quad (35)$$

Коэффициенты масштабного множителя

$$V_0 = 1, r = 1. \quad (36)$$

Полоса пропускания прямоугольного печатного излучателя BW

$$\frac{h}{\lambda\sqrt{\epsilon_r}} = \frac{1 \cdot 10^{-3}}{0,02 \cdot \sqrt{2,20}} = 0,034 \leq 0,045 \text{ следовательно, } A = 180. \quad (37)$$

$$BW = \frac{180 \cdot 1 \cdot 10^{-3}}{0,02 \cdot \sqrt{2,20}} \cdot \sqrt{\frac{6,304 \cdot 10^{-3}}{7,5 \cdot 10^{-3}}} = 5,56\%. \quad (38)$$

Направленность рассматриваемого единичного печатного излучателя составляет

$$U_{max} = \frac{1}{2 \cdot 376,991 \cdot \pi^2} \left(\frac{\pi \cdot 6,304 \cdot 10^{-3}}{0,02} \right)^2 = 1,177 \cdot 10^{-4}, \quad (39)$$

$$P_{rad} = \frac{1}{2 \cdot 376,991 \cdot \pi} \int_0^\pi \left[\frac{\sin\left(\frac{314,159 \cdot 6,304 \cdot 10^{-3}}{2} \cos \theta\right)}{\cos \theta} \right]^2 \sin^3 \theta d\theta = 5,178 \cdot 10^{-4}, \quad (40)$$

$$D = \frac{4\pi \cdot 1,318 \cdot 10^{-4}}{5,178 \cdot 10^{-4}} = 6,096. \quad (41)$$

Применяя формулы (10) и (11) в Mathcad, были получены сечения нормированной ДН прямоугольного резонатора в плоскостях Е ($\varphi = 0^\circ$) и Н ($\varphi = 90^\circ$) (рисунок 3).

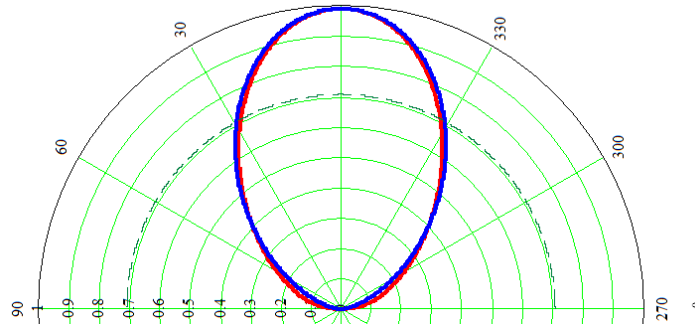


Рисунок 3 – Нормированные сечения ДН единичной прямоугольной печатной антенны в плоскостях Е ($\varphi = 0^\circ$, красный график) и Н ($\varphi = 90^\circ$, синий график) в полярной системе координат

Для расчётов была выбрана антенная решетка 8x8 элементов. Расстояние между центрами излучающих площадок в направлении x составляет $20 \cdot 10^{-3} \text{ м} = 20 \text{ мм}$, в направлении y это $18 \cdot 10^{-3} \text{ м} = 18 \text{ мм}$. Все излучатели запитываются одинаковым током с фазой для организации максимального усиления в направлении, перпендикулярном плоскости антенной решетки.

Согласно формуле (23), были получены сечения нормированной диаграммы направленности антенной решетки из прямоугольных печатных излучателей в Е- и Н-плоскости (рисунок 4).

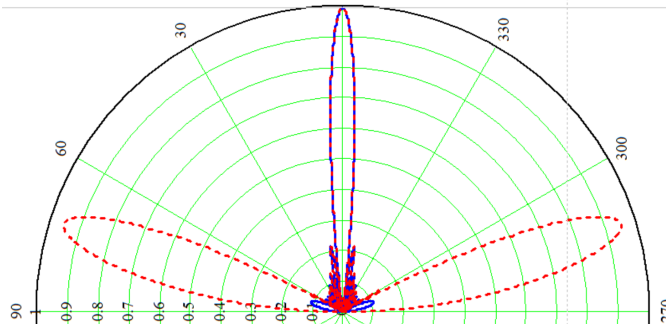


Рисунок 4 – Нормированные сечения ДН антенной решётки из прямоугольных излучателей в плоскостях Е ($\varphi = 0^\circ$, красный график) и Н ($\varphi = 90^\circ$, синий график) в полярной системе координат

КНД антенной решетки составляет

$$D_0 = \frac{4\pi \cdot (6,304 \cdot 10^{-3}) \cdot (7,5 \cdot 10^{-3})}{0,02^2} = 95,3. \quad (42)$$

В целях освоения инструмента – программного комплекса электромагнитного анализа Ansys Electronics (ANSYS HFSS) и последующего сравнения полученных результатов с численным моделированием был выполнен компьютерный анализ рассматриваемой антенной решетки. На рисунке 5 представлены объемная ДН (слева) антенной системы и сечения ДН (справа) в плоскостях Е ($\varphi = 0^\circ$, красный график) и Н ($\varphi = 90^\circ$, зеленый график), полученные в результате компьютерного моделирования.

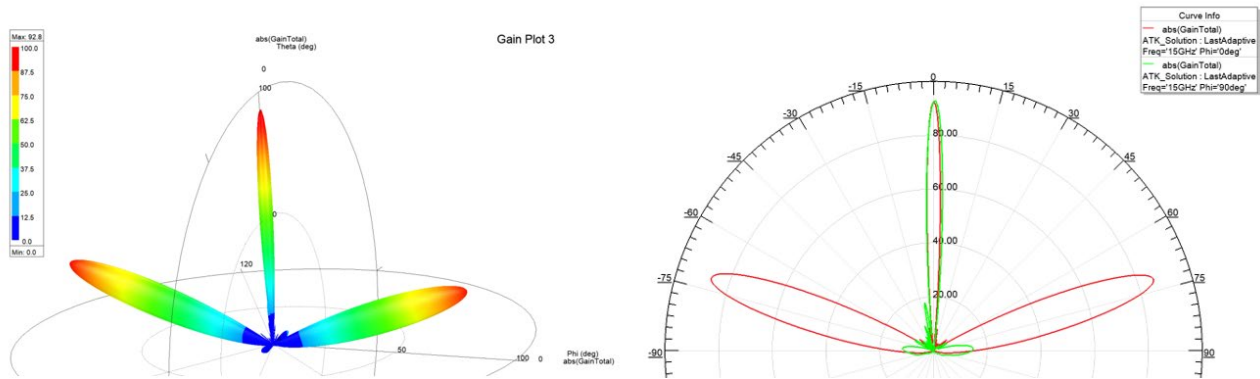


Рисунок 5 – ДН АФАР, полученные в результате компьютерного моделирования

При наложении графиков сечений ДН плоскостями Е и Н, полученных с помощью численного и компьютерного моделирования, можно сделать вывод, что полученные результаты оказались достаточно схожими.

Ширина основного луча в направлении $(0^{\circ}, 0^{\circ})$ составляет $5,6^{\circ}$ ($0,049$ рад) в обоих рассматриваемых плоскостях (численное моделирование), и $4,3^{\circ}$ ($0,075$ рад) в плоскости Е, $5,1^{\circ}$ ($0,089$ рад) в плоскости Н (компьютерное моделирование). Боковые лепестки, полученные двумя методами, совпадают по общему количеству, но при моделировании в ANSYS они оказались смещены к плоскости АР. Это объясняется учетом объемной модели самой АР при компьютерном анализе, в математическом моделировании рассматриваются только общие характеристики АР, а не её «физическая» модель.

В результате сравнения полученных данных можно сделать вывод, что компьютерное моделирование даёт нам результаты, схожие с данными по итогу проведения численного анализа [3,4]. Использование компьютерного моделирования при дальнейших работах позволит существенно снизить временные затраты на исследования. Также применение программного обеспечения для электромагнитного анализа даст более точные характеристики, так как численное моделирование не учитывает многие факторы, которые могут повлиять на итоговые результаты (представленные аналитические выражения позволяют лишь оценить параметры излучателя и антенного комплекса без учёта внешних факторов).

Работа по проекту выполнена в соответствии с Дополнительным соглашением от 09.06.2020 №075-03-2020-045/2 Между Минобрнауки и БГТУ «ВОЕНМЕХ» им. Д.Ф. Устинова на выполнение государственного задания по теме «Разработка фундаментальных основ создания и управления группировками высокоскоростных беспилотных аппаратов космического и воздушного базирования и группами робототехнических комплексов наземного базирования» (шифр «Роботы – 2024»), код научной темы FZWF-2020-0013.

ЛИТЕРАТУРА

1. Воскресенский Д.И., Гостюхин В.Л., Максимов В.М., Пономарев Л.И. Устройства СВЧ и антенны. Учебное пособие. — 2-е издание, дополненное и переработанное. — Москва: Радиотехника, 2006. — 376 с.: ил. — ISBN 5-88070-086-0.
2. Вахитов М.Г., Клыгач Д.С. Моделирование конформной антенной решётки для беспилотного летательного аппарата. Журнал радиоэлектроники [электронный журнал]. 2021. №3. <https://doi.org/10.30898/1684-1719.2021.3.7>
3. Крылова М.А. Исследование диаграммы направленности активной фазированной антенной решетки из излучателей Вивальди с помощью компьютерного моделирования // Молодежь. Техника. Космос: труды тринадцатой общерос. молодежн. науч.-техн. конф. В 2 т. Т. 2. / Балт. гос. техн. ун-т. — СПб., 2021. — 340 с. (Библиотека журнала «Военмех. Вестник БГТУ», № 77).
4. Крылова М.А., Сотникова Н.В., Страхов С.Ю. Применение математического моделирования для оценки параметров активных фазированных антенных решёток при изменении состава излучателей //

сборник трудов VI научно-практической конференции РАРАН «Радиоэлектронное и ракетное вооружение ВМФ: взгляд в будущее» 17 июня 2021г. Приложение к научно-техническому сборнику «Корабельные и бортовые многоканальные информационно-управляющие системы», выпуск №36.

МИКРОВОЛНОВОЕ ДИСТАНЦИОННОЕ ЗОНДИРОВАНИЕ ИЗ КОСМОСА ПЕРЕХОДНОЙ ЗОНЫ ОКЕАН-МАТЕРИК

Митник Л.М.¹, Баранюк А.В.¹, Митник М.Л.¹, Караев В.Ю.², Панфилова М.А.²

¹Тихоокеанский океанологический институт им. В.И. Ильичева ДВО РАН

lm_mitnik@mail.ru

²Институт прикладной физики РАН

volody@ipfan.ru, marygo@mail.ru

Исследование переходной зоны океан-материк и получение оперативной информации о быстро протекающих в ней гидрометеорологических процессах является актуальной научной и прикладной задачей. В работе рассмотрено применение пассивных и активных микроволновых (МВ) измерений при изучении опасных атмосферных явлений, наблюдающихся над океаном и над материковыми покровами. Данные пассивного МВ зондирования позволяют восстановить температуру поверхности океана и земных покровов, скорость приводного ветра, водозапас облаков и паросодержание атмосферы над океаном, интенсивность дождя, выделить зоны глубокой конвекции, определить площадь затопленных земель и др. По радиолокационным данным можно оценить сплоченность морского льда и распределение осадков, исследовать влияние береговой орOGRAPHии на поле ветра и др. Приведены примеры обработки радиометрических и радиолокационных измерений со спутников GCOM-W1, GPM, Radarsat-2 и др., полученных над супертайфуном Hinnamnor, который 28 августа - 6 сентября перемещался над северо-западной частью Тихого океана. Подчеркнута эффективность совместного анализа дистанционных данных, полученных в МВ, ИК и видимом диапазонах.

Введение

В докладе межправительственной группы экспертов по изменению климата (Рабочая группа 1) отмечено, что количество экстремальных явлений в 2021 году является беспрецедентным за всю историю наблюдений, и оно будет расти по мере усиления глобального потепления. Последствия экстремальных явлений, сопровождающихся штормовым ветром, интенсивными осадками и наводнениями, особенно разрушительны, откуда следует настоятельная необходимость их изучения, опираясь на результаты моделирования и дистанционных наблюдений в различных спектральных диапазонах. Особую важность представляют данные спутникового микроволнового (МВ) зондирования характеристик атмосферы, океана и суши независимо от времени суток и облачности. В последние десятилетия надежным источником глобальной количественной информации об окружающей среде стали используемые в работе измерения сканирующих МВ радиометров, дождевых радаров и радаров с синтезированной апертурой. Мониторинг перемещения и оценка изменчивости пространственного распределения содержания воды в облаках и интенсивности осадков, скорости ветра и высоты волн в различных погодных системах особенно при приближении и выходе их на сушу позволяет улучшить прогноз опасных явлений, повысить заблаговременность выпуска предупреждений и снизить связанный с ними экономический ущерб.

Для иллюстрации принятой методики обработки и анализа данных рассмотрена изменчивость характеристики тайфуна Hinnamnor в северо-западной части Тихого океана в сентябре 2022 года.

Спутниковые данные

При изучении тайфунов и других опасных природных явлений в качестве основного источника количественной информации о подстилающей поверхности и атмосфере использовались пассивные (радиометрические) и активные (радиолокационные) микроволновые измерения с зарубежных и российских спутников, находящихся в открытом доступе [1, 2]. Пассивные МВ данные были получены многоканальными сканирующими радиометрами AMSR2 со спутника GCOM-W1, GMI со спутника GPM и МТВЗА-ГЯ со спутника "Метеор-М" № 2-2 [3-8]. Радиолокационные данные включали измерения двухчастотного дождевого радиолокатора со спутника GPM и изображения радаров с синтезированной апертурой (РСА), установленных на спутниках Sentinel-1 и Radarsat-2.

Обработка данных МВ радиометров и определение параметров атмосферы и океана выполнялись по алгоритмам [5-6, 9-12]. Изображения РСА были загружены с сайтов ESA и NOAA или переданы ТОИ для проектов с JAXA. Для интерпретации данных привлекались видимые и ИК-изображения, MODIS со спутников Aqua и Terra, показания метеостанций, карты синоптического анализа Японского метеорологического агентства, данные радиозондов и иная сопутствующая информация.

Циклоны, выходящие с океана на сушу

Внетропические и тропические циклоны являются неотъемлемой частью атмосферной циркуляции. Большая часть циклонов образуется и перемещается над океаном. Прохождение циклонов вблизи от побережья и выход на сушу сопровождается ураганным ветром, высокими волнами, повышением уровня океана (штормовым нагоном), сильными и продолжительными осадками. Осенью 2022 года над северо-западной частью Тихого океана наблюдались супертайфуны Hinnamnor (28 августа – 6 сентября) и Nanmadol (9–20 сентября). Тайфуны образовались над теплыми тропическими водами океана между 20 и 22 с.ш. При движении по параболическим траекториям в северном направлении (рис. 1) тайфуны воздействовали на остров Тайвань, Корейский полуостров, Японию и Приморский край, что привело к наводнениям, оползням и гибели людей.

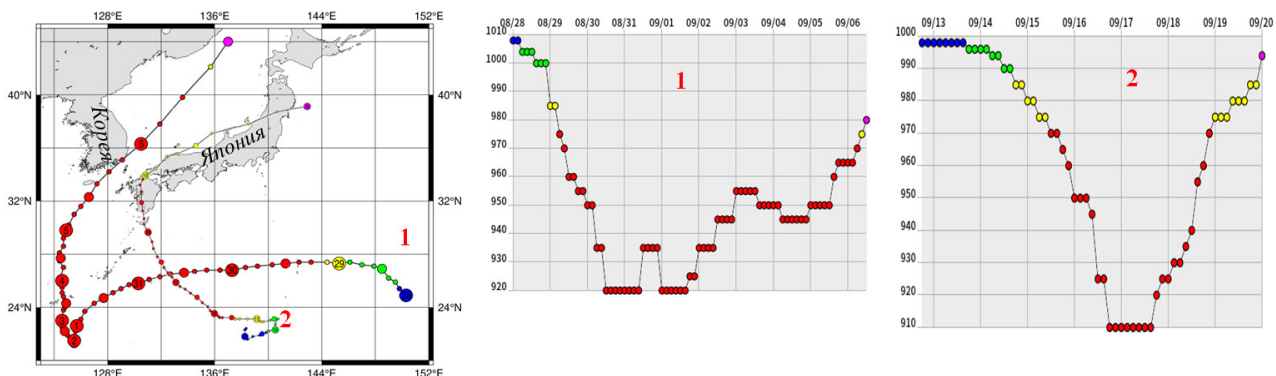


Рис. 1. Траектории и давление в центре (в миллибарах) тайфунов Hinnamnor (1) и Nanmadol (2) в конце августа – сентябре 2022 года над северо-западной частью Тихого океана. Цифры в кружках или рядом – дата положения центра в 00 UTC

Тайфун Hinnamnor

На рис. 2 приведены результаты МВ зондирования тайфуна над Восточно-Китайским морем 3 сентября 2022 года при его смещении на север (рис. 1). Центр - глаз тайфуна - обладает заметным яркостным контрастом относительно стены глаза. Контраст отрицателен в полях скорости ветра W и водозапаса облаков Q , так как в центре значения W и Q малы или облачность отсутствует. Контраст положителен в полях яркостных температур $T_{\gamma}^{\Gamma, B}(\nu)$ на частотах $\nu=89$ и $183,31 \pm 7$ ГГц из-за рассеяния

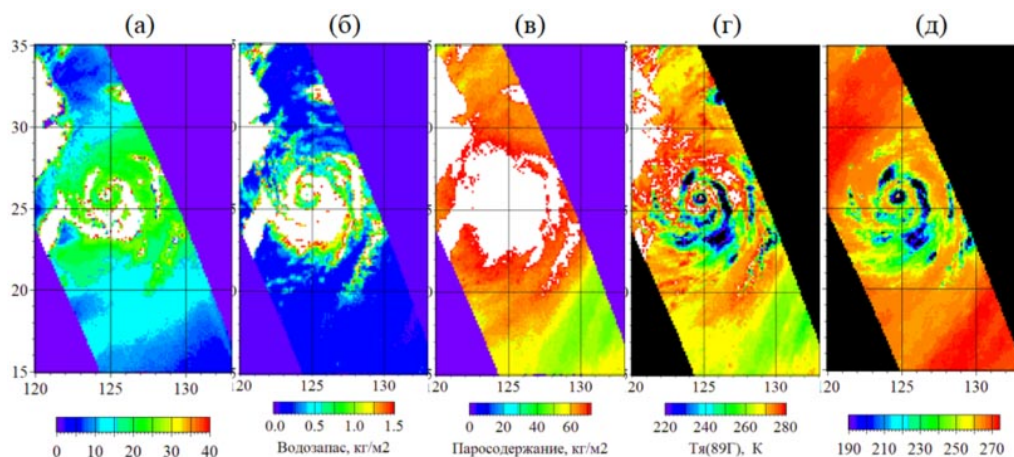


Рис. 2. Тайфун Hinnamnor над Восточно-Китайским морем: ветер в м/с (а), водозапас облаков (б) и паросодержание атмосферы в $\text{кг}/\text{м}^2$ и яркостные температуры на частотах 89 на Г-поляризации (г) и $183,31 \pm 7$ ГГц на В-поляризации по данным радиометра GMI в 22 UTC 3 сентября 2022 года излучения на каплях дождя и частицах града в верхней части облаков в стене глаза и в спиральных дождевых полосах. Полосы в полях W , Q и V (рис. 2а-в) выделяются по белому тону из-за эффекта

насыщения, обусловленного сильным затуханием излучения в осадках, которое ограничивает работу алгоритмов восстановления параметров.

2-5 сентября тайфун оказывал влияние на погоду в Китае, на Тайване, в Южной Корее. Сильные ветры и осадки отмечались в северо-восточных районах Тайваня. При выходе тайфуна Hinnamnor на побережье Южной Кореи 60000 домов остались без электричества, одна женщина погибла, 9 человек пропали без вести, 7 человек погибли при затопления подземной автостоянки. Hinnamnor нанёс ущерб на сумму > 1 млрд. долларов. Наибольшую опасность представляют сильные осадки и ветер, для мониторинга которых наиболее эффективно МВ спутниковое зондирование. На рис. 3 приведены поля ветра и водозапаса облаков по измерениям радиометров GMI и AMSR2 4 и 5 сентября при движении тайфуна из Восточно-Китайского в Японское море. На рис. 3а-г выделяются циклонически изогнутые полосы осадков и сильных ветров. Из анализа спутниковых данных следует, что при $Q \geq 0,5$ кг/м² вероятность выпадения осадков близка к 100 %. 5 сентября мощная облачность тайфуна накрыла Корейский полуостров и окружающие его моря. Оценка параметров стала невозможной. Для оценки интенсивности осадков и скорости ветра над морем при $Q \geq 0,5$ кг/м² используются МВ радиометрические измерения на $\nu < 10$ ГГц, что сопровождается уменьшением пространственного разрешения. Восстановление скорости ветра с разрешением 1 км и меньше (при $W < 25$ м/с) обеспечивают спутниковые РСА (рис. 3д).

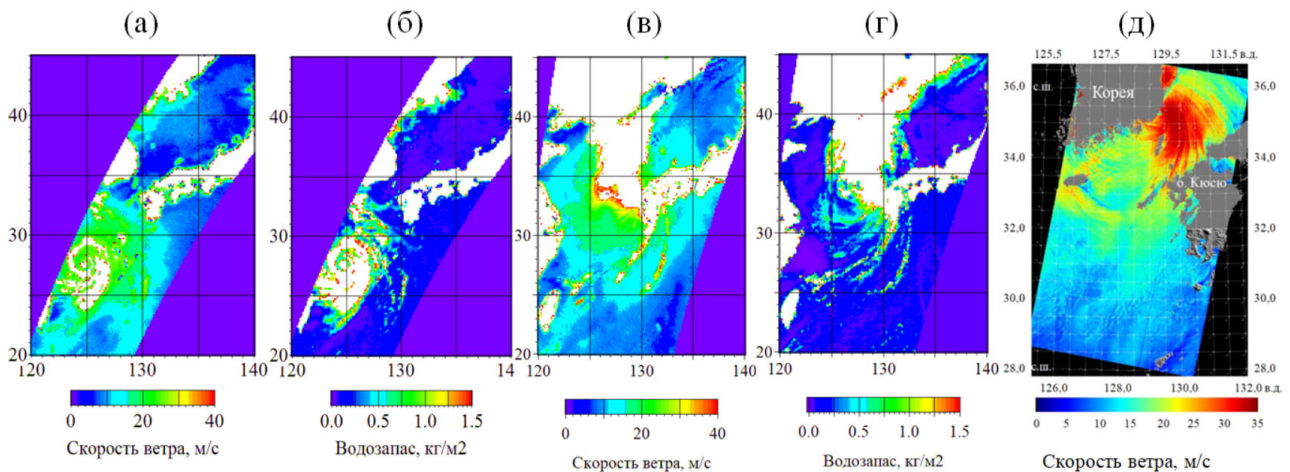


Рис. 3. Тайфун Hinnamnor по измерениям GMI в 11:35 UTC 4 сентября и AMSR2 в 17:02 UTC 5 сентября и РСА Radarsat-2 в 21:24 UTC 5 сентября (измененное изображение из <https://coastwatch.noaa.gov/cwn/products/synthetic-aperture-radar-surface-roughness-winds.html>)

6 сентября тайфун стремительно пересекал Японское море. Давление в центре и скорость ветра снизились (рис. 1), однако паросодержание атмосферы в широкой облачной полосе, пересекавшей Восточно-Китайское море, Японию и Японское море и заканчивающейся в области тайфуна, центр которого находился к югу от Приморья на примерно 39 с.ш., 133 в.д., оставалось высоким. С севера к тайфуну примыкал атмосферный фронт с мощной облачностью и осадками, что в совокупности и стало причиной наводнения, экономический ущерб от которого составил 6,5 млрд. рублей.

Характеристики опасного явления исследовалось с использованием различных спутниковых средств. На рис. 4 приведены поля $T_y(\nu)$ на частотах 10,65 (Г-поляризация), 23,8 и 36,5 (Г-поляризация), и 89,0 ГГц (Г- и В-поляризации). Отмеченные выше особенности циркуляции атмосферы отражаются в полях яркостных температур. На $\nu = 10,65$ ГГц приращения T_y над морем обусловлены изменчивостью скорости ветра, а также зависят от содержания воды в облаках и осадках (рис. 4а). На $\nu = 23,8$ ГГц вариации T_y обусловлены вариациями паросодержания атмосферы и водозапаса облаков (рис. 4б). На $\nu = 36,5$ ГГц зависимость T_y от W снижается при одновременном росте чувствительности к водозапасу облаков и осадков (рис. 4б). Индикатором наличия в атмосфере капель дождя и града являются T_y на 89,0 ГГц особенно на вертикальной поляризации (рис. 4г,д).

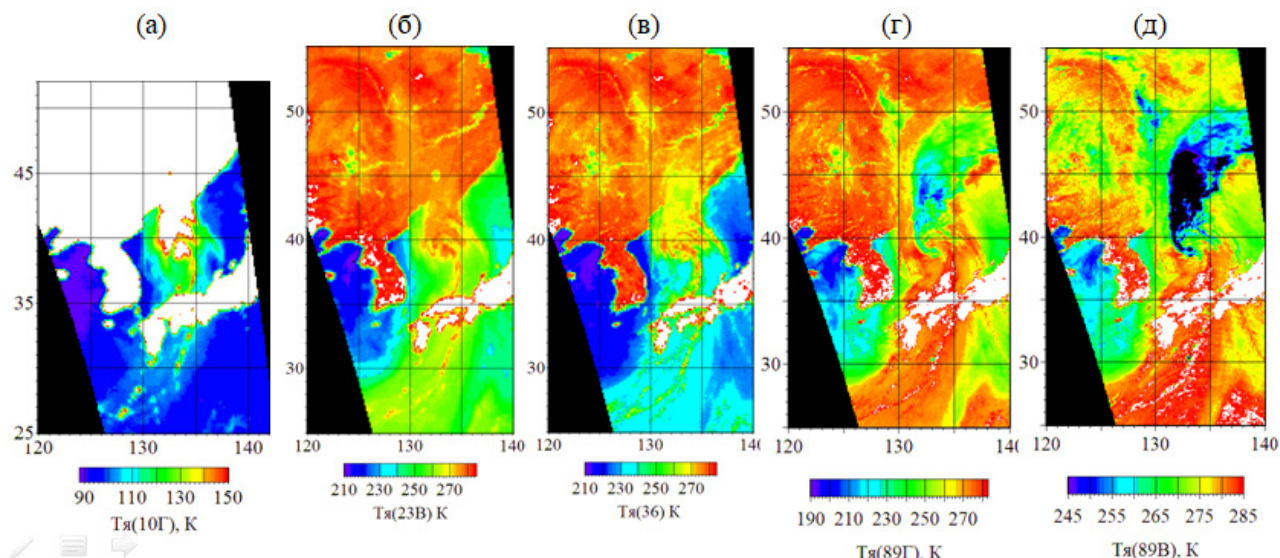


Рис. 4. Тайфун Ninnamnog над Японским морем по данным AMSR2 в 03:46 UTC 6 сентября. Яркостные температуры на частотах 10,65 ГГц на Г-поляризации (а), 23,8 (б) и 36,5 ГГц на В-поляризации и на 89 ГГц на горизонтальной (г) и вертикальной (д) поляризациях.

Значения $T_y(10Г)$, $T_y(23В)$ и $T_y(36В)$, а также значения температуры поверхности океана (ТПО) за сроки, предшествующие измерениям AMSR2 (за 2-3 суток или значения, усредненные за неделю) являлись входными данными для алгоритма восстановления параметров W , Q и V [7, 8] (рис. 5).

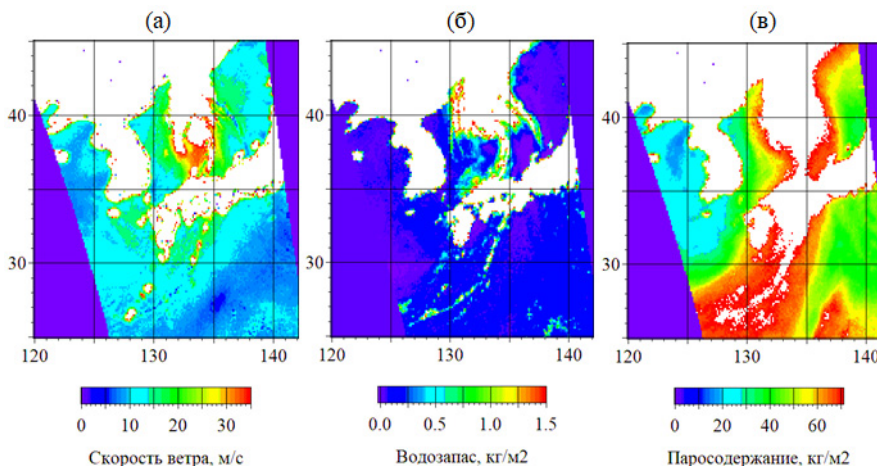


Рис. 5. Тайфун Ninnamnog над Японским морем по данным AMSR2 в 03:46 UTC 6 сентября: приводный ветер (а), водозапас облаков (б) и паросодержание атмосферы.

Методика обработки и анализа временной последовательности данных спутникового МВ зондирования применена к супертайфуну Ninnamnog, воздействие которого привело к человеческим жертвам и серьезному экономическому ущербу на Тайване, в Южной Корее, Японии и на Дальнем Востоке России. Приведенные в статье примеры отражают методику далеко не полностью. В связи с этим следует упомянуть поля ветра, восстанавливаемые из данных спутниковых скаттерометров, сведения об осадках из измерений дождевого двухчастотного радиолокатора, карты синоптического анализа на различных барических поверхностях, видимые и инфракрасные изображения с низкоорбитальных и геостационарных спутников и другую сопутствующую информацию. Примеры применения методики анализа природных явлений на основе данных дистанционного зондирования

демонстрируют высокую эффективность комплексирования разнородных данных [1, 2, 4, 5, 7-11, 13]. Такой вывод следует из рассмотрения явлений в различных физико-географических зонах как в открытом океане, так и на суше, включая наводнения - наиболее опасные из природных явлений.

Работа по проекту выполнена за счёт средств Российского научного фонда, номер проекта №20-17-00179. Авторы благодарят Японское аэрокосмическое исследовательское агентство JAXA за предоставление данных радиометров AMSR2 и GMI.

ЛИТЕРАТУРА

1. Katsaros K.B., Mitnik L.M., and Black P.G. Microwave instruments for observing tropical cyclones // In: Typhoon Impacts and Crisis Management. Eds: DanLing Tang, GuangJun Sui. 2014. Springer. P. 5-61.
2. Митник Л.М., Митник М.Л. Мультисенсорный спутниковый мониторинг явлений и процессов в океане и атмосфере // Океанологические исследования дальневосточных морей и северо-западной части Тихого океана: в 2 кн. / Гл. ред. В.А. Акуличев; ТОИ ДВО РАН. Владивосток: Дальнаука, 2013. Кн. 1. С. 208-230.
3. Имаока К., Качи М., Фудзии Н., Мураками Н., Хори М., et al. Global Change Observation Mission (GCOM) for monitoring carbon, water cycles, and climate change // Proceedings of the. IEEE. 2010. Vol. 98, pp. 717-734.
4. Митник Л.М., Митник М.Л., Гурвич И.А., Выкочко А.В., Кузлякина Ю.А., Чёрный И.В., Чернявский Г.М. Мультисенсорное спутниковое зондирование зимних циклонов со штормовыми и ураганскими ветрами в северной части Тихого океана // Современ. проблемы дистанц. зондирования Земли из космоса. 2013. Т. 10. № 4. С. 161-174.
5. Zabolotskikh E.V., Mitnik L.M., Chapron B. GCOM-W1 AMSR2 and MetOp-A ASCAT wind speeds for the extratropical cyclones over the North Atlantic // Remote Sensing of Environment. 2014. V. 147. P. 89-98. doi:10.1016/j.rse.2014.02.016.
6. Mitnik L., Kuleshov V., Mitnik M., Panfilova M., Karaev V., Titchenko Y. Retrieval of mean square slopes of sea waves, surface wind speed, total water vapor content and total cloud liquid water content in Hagibis typhoon area from satellite active and passive microwave data // Proc. IGARSS2020. Virtual Symposium, 28 September–2 October, 2020, pp. 5709-5712.
7. Чернявский Г.М., Митник Л.М., Кулешов В.П., Митник М.Л. Стрельцов А.М., Евсеев Г.Е., Черный И.В. Моделирование яркостных температур и первые результаты, полученные микроволновым радиометром МТВЗА-ГЯ со спутника Метеор-М № 2-2. // Современ. проблемы дистанционного зондирования Земли из космоса. 2020, Т. 17, № 3, с. 51-65.
8. Mitnik L., Kuleshov V., Panfilova M., Karaev V., M. Mitnik, Baranyuk A. Satellite study of atmospheric cyclones and rivers around Antarctica // 2021 IEEE International Geoscience and Remote Sensing Symposium IGARSS, 2021, pp. 7071-7074, doi: 10.1109/IGARSS47720.2021.9553258.IGARSS 2021.
9. Митник М.Л., Митник Л.М. Восстановление паросодержания атмосферы и водозапаса облаков над океаном по данным микроволнового зондирования со спутников DMSP, TRMM, AQUA и ADEOS-II. // Исследование. Земли из космоса, 2006. №. 4. С. 34-41.
10. Mitnik L.M. and Mitnik M.L. Retrieval of atmospheric and ocean surface parameters from ADEOS-II AMSR data: comparison of errors of global and regional algorithms // Radio Science. 2003. Vol. 38. No. 4, 8065.
11. Mitnik L.M., Mitnik M.L., and Zabolotskikh E.V. Microwave sensing of the atmosphere-ocean system with ADEOS-II AMSR and Aqua AMSR-E // J. Remote Sens. Society of Japan. 2009. Vol. 29. No. 1, pp. 156-165.
12. Mitnik L.M. and Mitnik M.L. AMSR-E advanced wind speed retrieval algorithm and its application to marine weather systems // Proc. IGARSS 2010, USA, pp. 3224-3227.
13. Karaev V., Mitnik L., Panfilova M., Ryabkova M., Meshkov E., Titchenko Y., Yablokov A. Mean square slopes of sea waves in cyclone area from Dual-frequency precipitation radar and microwave radiometer // Proc. IGARSS2019. Japan, pp. 8109-8112. DOI: [10.1109/IGARSS.2018.8517495](https://doi.org/10.1109/IGARSS.2018.8517495).

АЛГОРИТМЫ МАШИННОГО ОБУЧЕНИЯ ПРИЕМА СИГНАЛА ЦИФРОВЫХ РАДИОЛИНИЙ

Кириллов А.С.

*Московский физико-технический институт (национальный исследовательский университет)
Andrey.kir1997@yandex.ru*

Особенности распространения радиоволн КВ диапазона позволяют передавать информационный сигнал на большие расстояния без использования дополнительных ретрансляторов. Однако, для обеспечения требуемых качественных характеристик приема необходимо решить ряд проблем, затронутых в настоящем исследовании.

В среде Matlab проведено исследование нескольких алгоритмов машинного обучения при обработке сигнала, прошедшего через канал КВ связи (на основе модели Ваттерсона). Путем сравнения восстановленного сигнала с исходным, выявлены преимущества и недостатки рассмотренных методов. Проведен анализ возможности дальнейшего улучшения выбранной модели приема сигналов.

Введение

КВ диапазон частот используется для передачи информации долгое время, но сейчас скорость передачи данных по этому каналу связи недостаточно высока, чтобы конкурировать с другими видами связи. Увеличить скорость передачи информации можно, используя широкополосный канал связи. Однако, в таком случае возникает большое искажение сигнала и его прием обычными средствами радиосвязи становится проблематичным. В данной работе рассмотрен вариант демодуляции сигнала с помощью алгоритмов машинного обучения.

Модель Ваттерсона

Для моделирования КВ канала связи была выбрана среда Simulink, в ней была построена модель канала связи Ваттерсона. Передатчиком является битовый источник. Далее в модели наблюдается БПСК-модулятор и фильтр приподнятого косинуса, отдельным блоком расположена модель Ваттерсона. В конце используется как классический вариант приема в виде еще одного фильтра приподнятого косинуса и демодулятора, так и специальные выводы для данных для машинного обучения.

Классический демодулятор в самых простых случаях показывает BER близкий к 1, но при изменении параметров канала связи значение BER может быть меньше 0.67.

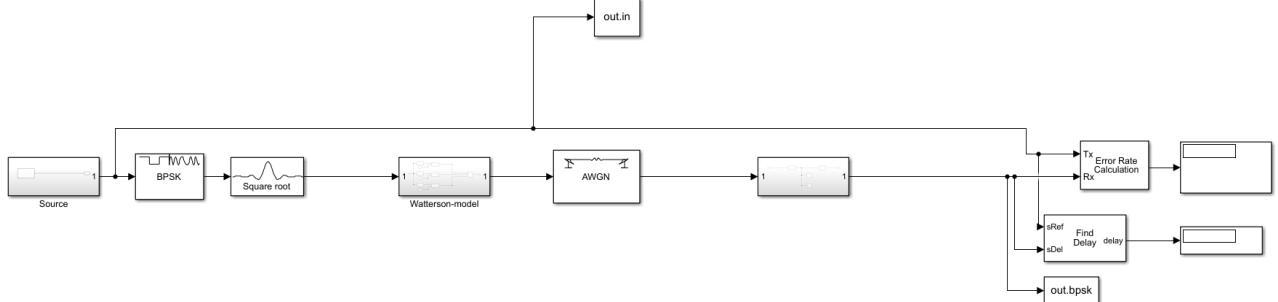


Рис.1 Модель канала связи в среде Simulink

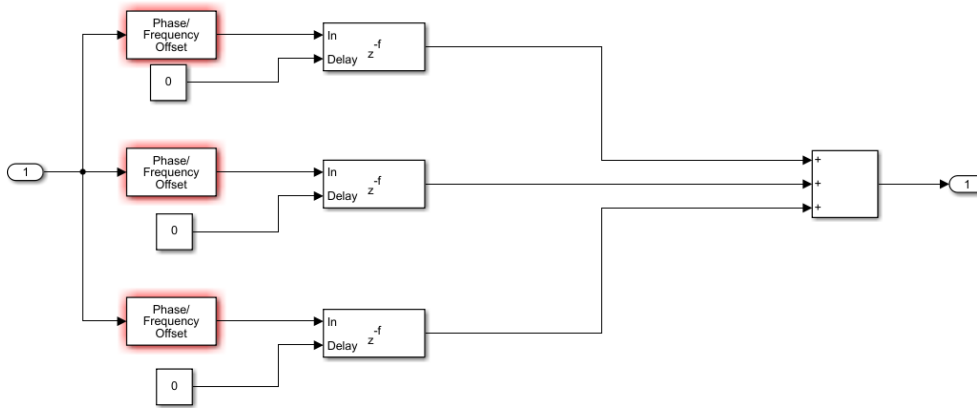


Рис. 2 Схема Ваттерсона в Simulink

Алгоритмы машинного обучения

Для обработки сигналов были использованы алгоритмы машинного обучения knn и $kmeans$. Это два классических алгоритма машинного обучения, применяющихся в задачах классификации. Первый из них основывается на k ближайших соседях и является методом обучения с учителем, второй – это обучение без учителя, разбивающее предложенное множество на кластеры. Использование knn для полной группы данных показывает хорошие результаты приема сигнала с точностью определения выше 98%. Это достигается с помощью большой выборки обучающих данных, из-за которых, даже при не совпадении параметров канала в точности с обучением, искомый сигнал очень похож на один из списка обучения. При обучении на массиве данных для частотного сдвига от 0 для 3 Hz алгоритм knn выдает точность 0.997 как на сигналах из списка обучения, так и на отдельном сигнале, который не находился в этом множестве. Однако, данный алгоритм показывает высокую эффективность при известных переменных параметрах канала связи ($Fo_{1,2,3}$). В нашей задаче данные параметры сложно установить, также они не являются постоянными во времени. Использование данного алгоритма превосходит по точности все известные методы приема такого сигнала, но для работы требуется знание параметров канала связи, установка значений которых в данное время является отдельной нерешенной задачей. (таблица 1)

Таблица 1. Часть данных для обучения

Fo1	Fo2	Fo3	real	image	time	class
0	0	0	-2.763020	0.034376	0.000000	1
0	0	0	-2.928155	-0.133849	0.000000	0
0	0	0	-2.849559	0.059001	0.000125	1
0	0	0	2.915310	-0.110736	0.000125	0
0	1.5	2.5	-0.365687	-0.139306	0.247875	1
0	1.5	2.5	0.401585	0.299440	0.247875	0

Алгоритм $kmeans$, примененный далее, позволил разделить принимаемый сигнал на плоскости сигнального созвездия на два кластера, 1 и 0, изменения которых во времени также хорошо отслеживаются выбранным алгоритмом машинного обучения. (рис.3) Используя начальное расположение кластеров 1 и 0, этот алгоритм отслеживает положение центров кластеров относительно друг друга и верно определяет принадлежность кластера к его значению (1 или 0) в указанный момент времени. Это позволяет принимать большое число сигналов в интересующем нас диапазоне параметров. Но при определенных комбинациях параметров сигнальные созвездия пересекаются во времени (рис.4), что нарушает работу алгоритма кластеризации и дальнейшая его работа может быть

связана с большим количеством ошибок. А при разделении общего облака точек на два кластера нет информации о том, какой из кластеров относится к 1, а какой к 0.

Для исправления данной проблемы было принято решение вернуться к алгоритму knn. Вначале все сигналы из обучения, как в таблице 1, были подвержены алгоритму кластеризации, то есть kmeans. Таким образом, вместо большого числа символов за один промежуток времени в новой таблице есть только 2 точки: центры кластеров 1 и 0 в данный момент времени. Как было разобрано ранее, мы не можем использовать при обучении knn параметры канала связи. Исходя из того факта, что нарушение алгоритма kmeans происходит при сближении центров кластеров, а в некоторых случаях при их слиянии, вводится отдельная переменная, отвечающая за расстояние между центрами кластеров текущего времени и предыдущего.

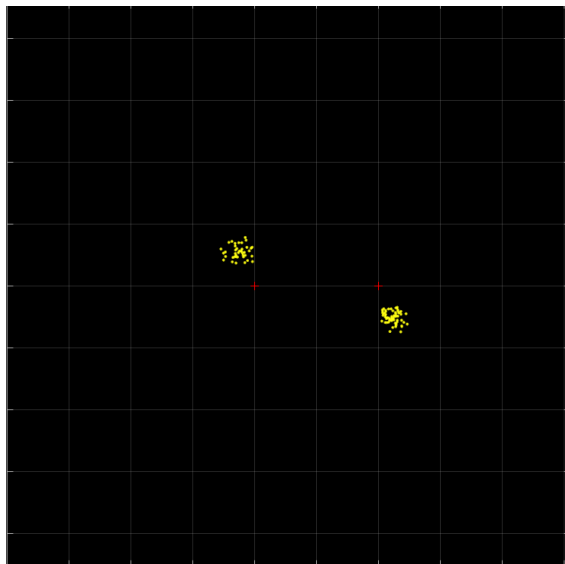


Рис.3 Раздельные созвездия

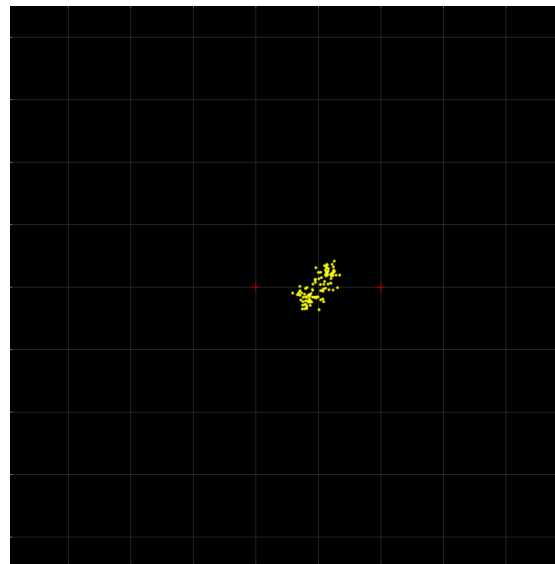


Рис.4 Слияние созвездий

Таким образом, эта переменная будет равна: a/b , где $a^2 = (x_0^i - x_1^{i-1})^2 + (y_0^i - y_1^{i-1})^2$, $b^2 = (x_0^i - x_0^{i-1})^2 + (y_0^i - y_0^{i-1})^2$

Или отношение расстояния от центра кластера-0 до центра кластера-1 предыдущего момента времени к расстоянию от центра кластера-0 до центра кластера-0 предыдущего момента времени.

Так как kmeans был установлен начинать отсчет от центров кластеров по предыдущему моменту времени, расстояние a всегда будет больше b . Далее сопоставим их отношение с точностью алгоритма kmeans в каждый момент времени. Для 100% точности переменная a/b будет равна 100 и более. При значениях в районе 5-10 точность алгоритма кластеризации приближается к 50%, что означает слияние двух кластеров или их сильную близость. После такого слияния точность алгоритма кластеризации в некоторых случаях становится равна 0%, это происходит из-за неправильного понимания программой после слияния, где находится кластер 1, а где 0.

Чтобы этого избежать введем обучение на данных центров кластеров, которое будет включать в себя центр интересующего нас кластера и некоторое количество других центров кластеров, идущих перед ним. Экспериментально было выяснено, что для определения рассматриваемого центра кластера достаточно 10 точек до него: 5 центров кластеров «0» и 5 центров кластеров «1». Такой алгоритм был проведен для каждого центра кластера, кроме первых 5и отсчетов. Это обучение knn для определения значения центра кластеров по поведению предыдущих центров кластеров.

Применяться данный алгоритм будет в том случае, если переменная a/b достигнет значения 10 или меньше. Тогда для каждого центра кластера после данного события будет применен алгоритм определения значения этого центра кластера по обученной модели knn. Данная процедура будет запускаться каждый раз, если a/b достигало значения 10 или меньше в последних 20ти отсчетах времени. Если за последние 20 отсчетов времени это отношение была больше заданного значения, то будем считать кластеризацию успешной, а, значит, использование алгоритма knn не требуется.

Написанная программа достигла BER равного 0.9779 для выбранного диапазона значений параметров модели.

Заключение

Полученная программа полностью справилась с поставленной задачей и в будущем будет применена на большем диапазоне значений параметров исследуемой модели. В начальном варианте наблюдались проблемы с большим количеством данных, необходимых для обучения модели. При оптимизации данных такие недочеты были исправлены, но время работы программы все еще находится в процессе оптимизации. Вначале демодуляция стандартного сигнала длительностью в 1 секунду занимала до 40 минут, на данный момент на это тратится около 1 минуты. Ускорения данного процесса можно добиться, введя многопоточность или усовершенствовав существующие методы обработки данных в выбранных алгоритмах машинного обучения. Также надо помнить, что данное время зависит от мощности обрабатывающей машины.

Вторым вариантом улучшения данного результата можно назвать разработку алгоритмов глубокого обучения или нейронной сети. Как правило, такие программы не уступают классическим методам машинного обучения в скорости работы, а зачастую и опережают их. Так как в данной задаче есть случаи применения двух алгоритмов машинного обучения сразу, надо полагать, что нейронная сеть даст заметный прирост скорости обработки информации.

ЛИТЕРАТУРА

1. Watterson C. C., Juroshek J. R., and Bensema W. D. Experimental confirmation of an HF channel model. IEEE(R) Trans. Commun. Technol., vol. COM-18, no. 6, Dec. 1970.
2. Recommendation ITU-R F.1487, "Testing of HF modems with bandwidths of up to about 12 kHz using ionospheric channel simulators," 2000
3. Recommendation ITU-R F.520, " USE OF HIGH FREQUENCY IONOSPHERIC CHANNEL SIMULATORS" 1992

ДАЛЬНОСТЬ ДЕЙСТВИЯ И РАЗРЕШАЮЩАЯ СПОСОБНОСТЬ МИКРОВОЛНОВОЙ СИСТЕМЫ РАДИОЛОКАЦИОННОГО НАБЛЮДЕНИЯ КОСМИЧЕСКИХ ОБЪЕКТОВ

Вдовин В.Ф.¹, Ковалев А.Н.², Ковалев Ф.Н.^{1,3}

*¹Институт прикладной физики РАН
vdovin@ipfran.ru, kovalyov@ipfran.ru*

²Нижегородский государственный технический университет им. Р.Е. Алексеева

³Нижегородский государственный университет им. Н.И. Лобачевского

Рассмотрены характеристики перспективной наземной радиолокационной системы миллиметрового диапазона длин волн, использующей большое зеркало радиотелескопа, и предназначенной для наблюдения космических объектов, и прежде всего космического мусора, представляющего в последние годы резко нарастающую угрозу освоению космического пространства. Для разных размеров антенн оценивается дальность действия системы в свободном пространстве исходя из возможностей малошумящего приемника и мощного гиротрона, взятого в качестве источника зондирующего сигнала. Показано, что система имеет большой потенциал для обнаружения объектов (космического мусора) на околоземных орбитах. В рамках проводимого исследования рассмотрено пространственное разрешение объектов. Показано, что радиолокационная система миллиметрового диапазона длин волн потенциально обладает высоким разрешением по дальности, определяемым полосой зондирующего сигнала, и небольшой разрешающей способностью по поперечным координатам, снижающейся по мере увеличения расстояния от объектов до системы. В докладе рассмотрены вопросы повышения разрешающей способности за счет инверсного синтезирования апертуры. Отмечена целесообразность перехода к разнесенному приёму. В заключительной части доклада затронуты вопросы влияния атмосферы на работу системы.

Введение

В последние десятилетия наблюдается повышенный интерес к радиоастрономическим наблюдениям в миллиметровом диапазоне длин волн. Примерами последних лет могут служить проект радиотелескопа с диаметром зеркала 70 метров на высокогорном плато Суффа в Узбекистане и проект космической обсерватории "Миллиметр" [1, 2].

Как тот, так и другой проекты довольно масштабные и затратные, что ставит перед разработчиками и исследователями вопросы дополнительного применения аппаратуры радиотелескопов. Одним из таких применений может стать радиолокация и использование аппаратуры радиотелескопов для радиолокационных наблюдений. Подобная схема реализована в системе HUSIR – наземном радаре, построенном на основе радиотелескопа Haystack и использующим антенну диаметром около 37 метров. HUSIR создан для наблюдения за космическими объектами и космическим мусором на околоземных орбитах [3, 4].

К преимуществам подобного радара миллиметрового диапазона длин волн следует отнести:

– Высокую разрешающую способность по дальности, достигаемую за счет уменьшения рабочей длины волны, то есть смещения спектра зондирующего сигнала в область более высоких частот, и увеличения полосы сигнала [3].

– Использование элементов и узлов радиотелескопа и, прежде всего, дорогостоящей антенны радиотелескопа с большим зеркалом и обладающей очень большим коэффициентом усиления на коротковолновой части миллиметровых волн [1].

– Развиваемые в ИПФ РАН технологии изготовления мощных источников микроволнового излучения [5].

– Особенности низкоорбитальных неманеврирующих (пассивных) объектов, позволяющие проводить многократные и длительные наблюдения,

и т.д.

Всё это позволяет рассчитывать на успешное обнаружение и локацию космических объектов и скоплений объектов, и получение в ряде случаев их изображений [3, 4]. Включение такого радиолокатора в систему мониторинга объектов космического мусора повысит её информативность и надежность. А совместное с радиотелескопом использование большой и дорогостоящей антенны

сократит затраты на разработку и эксплуатацию радиолокационной системы (РЛС) и позволит сэкономить средства.

Дальность действия радиолокатора в свободном пространстве

Максимальную дальность действия совмещенного радиолокатора удобно оценить по формуле [6, 7]:

$$r_{\max} = \sqrt[4]{\frac{\gamma E \eta S^2 \sigma}{2\pi N_0 q_{\min}^2 \lambda^2}}, \quad (1)$$

где γ – коэффициент неоптимальности приемного устройства;

E – энергия зондирующего сигнала,

$E = p \cdot \tau$, p – средняя мощность, τ – длительность сигнала (время накопления сигнала);

η – коэффициент полезного действия передающей антенны;

S – эффективная площадь антенны (здесь положено, что прием и передача осуществляется одной антенной), $S = K_S \cdot S_A$,

K_S – коэффициент использования площади раскрытия антенны,

S_A – геометрическая площадь раскрытия, для используемых антенн $S_A = \pi(b/2)^2$,

b – диаметр антенны, $\pi = 3,14159\dots$;

σ – эффективная площадь рассеяния объекта;

q_{\min}^2 – минимальное отношение сигнал-шум по мощности;

λ – рабочая длина волны;

N_0 – спектральная плотность шума, которая в пренебрежении влиянием фидерной системы, соединяющей антенну с приемником, зависит от шумовой температуры приемника $T_{\text{шПр}}$ и шумовой температуры антенны $T_{\text{шА}}$ [6]:

$$N_0 = k(T_{\text{шПр}} + T_{\text{шА}}), \quad (2)$$

$k = 1,38 \cdot 10^{-23}$ Дж/К – постоянная Больцмана.

Величина $T_{\text{шА}}$ характеризует воздействие на систему мешающих излучений, в том числе шума атмосферы [6]. И при использовании малошумящих усилителей на входе приемника она может оказывать заметное влияние на систему [6]. Поэтому оценка $T_{\text{шА}}$ рассмотрена в отдельном разделе, где отмечены соответствующие поправки k (1).

Здесь же для оценки максимальной дальности без учета влияния мешающих излучений, влияния атмосферы и поверхности Земли, согласно (2) следует взять:

$$N_0 = k T_{\text{шПр}}, \quad (3)$$

где температура $T_{\text{шПр}}$ при использовании охлаждаемых малошумящих усилителей на входе приемника может достигать весьма малых значений, таких что величина $k T_{\text{шПр}}$ может приближаться к уровню hf , определяемым квантовой природой света [6]. $h = 6,62 \cdot 10^{-34}$ Дж·с – постоянная Планка, f – частота колебаний.

Уравнение (1) справедливо при любой форме зондирующего сигнала.

В таблице 1 приведены результаты расчетов по (1) для достигнутого в гиротронах рекордного значения мощности $p = 1$ МВт [5] при следующих параметрах системы:

– рабочая частота $f = 250$ ГГц ($\lambda = 1,2$ мм),

– шумовая температура $T_{\text{шПр}} = 50$ К, так что $N_0 = 6,9 \cdot 10^{-22}$ Дж.

Другие параметры [7]: $\gamma = 0,5$, $\eta = 0,5$, $K_S = 0,5$, $q_{\min} = 10$.

Расчеты сделаны при различных значениях времени τ и размера b антенны для объекта с эффективной площадью рассеяния $\sigma = 0,1$ м². В качестве такого объекта можно представить металлический шар диаметром 0,36 м.

Таблица 1. Максимальная дальность действия радиолокатора.

	$\tau = 10^{-3}$ с	$\tau = 100$ с
$b = 70$ м, $S_A = 3,8 \cdot 10^3$ м ²	110000 км	2000000 км
$b = 20$ м, $S_A = 314$ м ²	31500 км	560000 км
$b = 0,2$ м, $S_A = 0,031$ м ²	315 км	5600 км

Взятый для некоторых оценок параметр b соответствует большому семидесятиметровому зеркалу радиотелескопа РТ-70, изначально планировавшемуся к установке на плато Суффа. В миллиметровом диапазоне длин волн антенна с зеркалом подобного размера обладает огромным коэффициентом усиления и при этом очень сложна в изготовлении [3]. Так что выполненные для $b = 70$ м расчеты скорее отражают предельные дальности при заданных параметрах: τ , $T_{шПр}$, и т.д.

Приведенные в таблице 1 оценки показывают, что даже при относительно малой длительности сигнала τ рассмотренная система может использоваться для наблюдения небольших объектов на околоземных орбитах. При увеличении τ локация возможна на лунных дальностях в 400000 км.

Пространственное разрешение объектов

Другой важной характеристикой рассматриваемой системы является разрешающая способность. Причём, предрасположенность к хорошему разрешению объектов изначально заложена в системе за счет возможности получения большой ширины w спектра сигнала, лежащего в диапазоне миллиметровых волн [3, 7]:

$$\delta r = c / 2w, \quad (4)$$

где δr – разрешающая способность по дальности (по продольной координате), $c = 3 \cdot 10^8$ м/с – скорость распространения радиоволн.

В настоящее время в усилителях гиротронного типа удается получить полосу в несколько гигагерц [8, 9, 10], что согласно (2) потенциально дает разрешение по дальности в несколько сантиметров вне зависимости от удаленности объектов от радиолокатора.

Разрешение по поперечным координатам можно определить исходя из размеров антенны [7]:

$$\delta \alpha \approx 1,2 \alpha_A, \quad \alpha_A \approx \lambda / b, \quad \delta r_\alpha \approx r \delta \alpha, \quad (5)$$

где $\delta \alpha$ – угловое разрешение, α_A – ширина диаграммы направленности антенны, δr_α – угловое разрешаемое расстояние, r – дальность. Соответствующая схема для разрешения объектов в плоскости показана на рис. 1.

Оценки, полученные по (5), для системы с заданными ранее параметрами приведены в таблице 2.

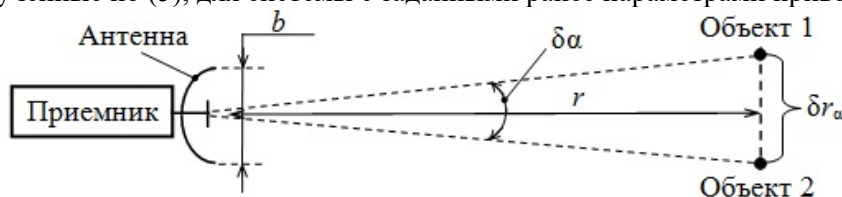


Рис. 1. Разрешение объектов по углу в плоскости.

Таблица 2. Угловое разрешаемое расстояние для радиолокатора, $\lambda = 1,2$ мм.

	$r = 1 \cdot 10^5$ м, <i>граница космоса</i>	$r = 1 \cdot 10^7$ м	$r = 4 \cdot 10^8$ м, <i>расстояние до Луны</i>
$b = 70$ м	2,1 м	210 м	8200 м
$b = 20$ м	7,2 м	720 м	29000 м
$b = 0,2$ м	720 м	72000 м	2900000 м

Из (5) и таблицы 2 видна линейная зависимость углового разрешаемого расстояния от дальности: δr_α с увеличением r растет. Поэтому даже при очень узкой ширине диаграммы направленности величина δr_α (5), начиная с некоторой дальности r , может существенно превосходить δr (4).

Такое положение вещей и желание получать высокое разрешение даже на больших удалениях от радиолокатора побуждает к поиску путей уменьшения углового разрешаемого расстояния δr_α .

Ввиду предсказуемости траекторий многих космических объектов и многократном их наблюдении через период обращения вокруг Земли одним из таких путей вполне мог бы стать переход к инверсному синтезированию апертуры [3, 6, 11].

Для оценки потенциальных возможностей с использованием этого метода удобно рассмотреть двухкоординатную задачу, в которой траектории объектов известны и соответствуют равномерному прямолинейному движению: близкий характер движения могут иметь объекты космического мусора на относительно небольших участках траекторий.

Упрощенная схема наблюдения показана на рис. 2. На рисунке обозначено: O_3, R_3 – центр и радиус Земли, L_c – длина синтезируемой апертуры, H – высота орбиты, \vec{V} – скорость объекта, $\Delta r_{\alpha c}$ – разрешаемое синтезированной антенной расстояние (разрешающая способность по поперечной координате в РЛС с синтезированием апертуры). Реальная антенна РЛС неподвижна и направлена в зенит. Антенна используется и на передачу и на приём. Участок орбиты показан сплошной линией, а взятая на замену ему линейная траектория – штриховой линией. Для оценок разрешающей способности такая замена возможна при $L_c \ll H, H \ll R_3$.

Ширина диаграммы направленности синтезированной апертуры α_c определяется длиной пройденного пути объекта L_c и для всего участка пути в пределах диаграммы направленности неподвижной антенны ($L_c = \alpha_A r$) рассчитывается по формуле [6, 11]:

$$\alpha_c = \frac{\lambda}{2L_c} = \frac{\lambda}{2\alpha_A r}. \quad (6)$$

Откуда с учетом $\alpha_A \approx \lambda/b$, (5), следует предельное разрешаемое расстояние (рис. 2):

$$\Delta r_{\alpha c \min} = \alpha_c r = b/2. \quad (7)$$

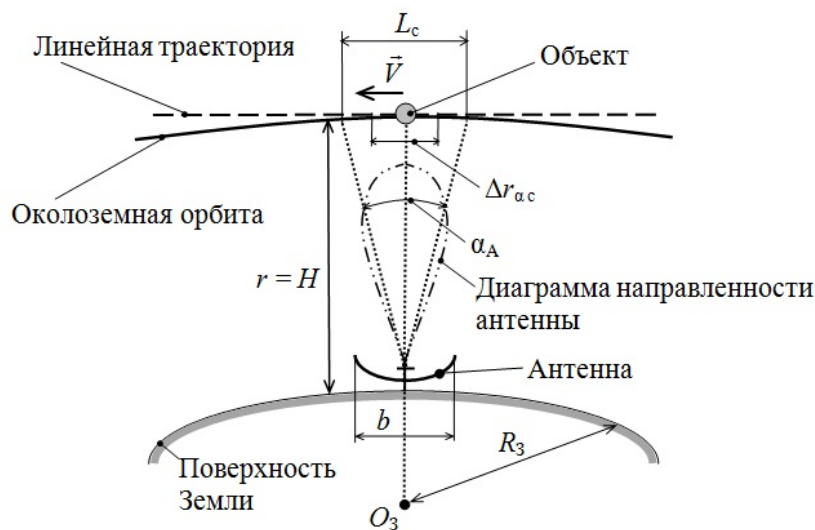


Рис. 2. Схема наблюдения в системе с синтезированием апертуры (для простоты показан один объект).

Достижение предельной разрешающей способности (7) возможно лишь при строго синфазном сложении сигналов, принимаемых всеми элементами воображаемой решетки [11]. Это влечёт за собой повышенные требования как к стабильности траектории, так и к погрешностям работы аппаратуры самой радиолокационной системы.

Из соотношения (7) следует, что при уменьшении размеров антенны разрешение улучшается. Однако уменьшение размеров антенны при неизменных значениях τ и других параметров согласно уравнению (1) приводит к уменьшению энергии принимаемого сигнала и влечет за собой уменьшение дальности действия системы.

Из (7) несложно определить, что для антенны с диаметром зеркала $b = 20$ м предельное разрешаемое расстояние $\Delta r_{\alpha c \min} = 10$ м, а для антенны с $b = 70$ м оно будет больше: $\Delta r_{\alpha c \min} = 35$ м.

Более того, в рассматриваемой системе при любых дальностях объектов невозможно получить разрешение по поперечной координате большее, чем разрешение, определяемое по (5) или по (7). Так, на дальности $r = 300$ км система с $b = 70$ м без использования синтезирования апертуры будет иметь разрешающую способность $\delta r_\alpha = 13$ м, что даже лучше, чем при использовании синтезирования $\Delta r_{\alpha c \min} = 35$ м. На той же дальности система с $b = 20$ м будет иметь $\delta r_\alpha = 45$ м, что несколько хуже, чем при использовании синтезирования апертуры $\Delta r_{\alpha c \min} = 10$ м.

Приравниванием $\Delta r_{\alpha c \min}$ (7) к δr_α (5): несложно получить оценку дальности $r^* \approx b^2/(2\lambda)$, начиная с которой использование синтезирования апертуры повышает разрешающую способность.

Квадратичный характер зависимости пороговой дальности r^* от b приводит к существенному различию величины r^* для рассмотренных примеров. Для двадцатиметрового зеркала $r^* = 67$ км, а при $b = 70$ м величина r^* возрастает до 820 км.

Наряду с задачей оценки $\Delta r_{\alpha c \min}$ исходя из размера b антенны, уместна и обратная задача определения размера b для достижения требуемого разрешения. Её решение следующее из (7): $b = 2\Delta r_{\alpha c \min}$, показывает, что для достижения разрешения по поперечной координате, сопоставимого с высоким разрешением по дальности, определяемым из (4), потребуются относительно небольшие размеры антенны. Это может приводить к заметному снижению коэффициента усиления антенны

$$K_y = 4\pi^2 (b/2)^2 / \lambda^2, \quad (8)$$

и значительному сокращению максимальной дальности действия (1).

Поэтому для одновременного получения и большой дальности и высокого разрешения требуются дополнительные меры, например, переход к разнесенному приёму. Такой переход не исключает различных режимов работы радиолокатора. Например, в режиме обнаружения антенна радиотелескопа используется и на передачу и на приём. А в режиме разрешения, распознавания дополнительно используются несколько разнесенных приёмных антенн меньшего диаметра, что соответственно приводит и к уменьшению дальности действия системы в этом режиме.

Влияние атмосферы

Вопрос влияния атмосферы на системы, работающие в миллиметровом диапазоне длин волн, всегда требует повышенного внимания [12]. Для рассматриваемой системы он является существенным, так как во многом определяет и дальность действия, и разрешающую способность.

Из известных факторов влияния атмосферы [6] в этой работе, ввиду её ограниченного размера, кратко рассмотрено лишь влияние затухания волн и влияние теплового излучения атмосферы на дальность действия системы (1).

На длинах волн в окрестности 1,2 мм ослабление мощности в приземных слоях атмосферы без учета влияния дождя и тумана может достигать 10 дБ/км и более [3]. Причем, с увеличением высоты над уровнем моря ослабление довольно быстро уменьшается, что и обуславливает поиск мест установки радиотелескопов в высокогорных районах [1, 3, 12]. Тем не менее, по предварительным оценкам установка радиолокатора в таких районах может приводить к снижению максимальной дальности r_{\max} в несколько раз. Сильное влияние на величину ослабления оказывает и отклонение луча антенны от зенита. А при выпадении осадков мощность принимаемого сигнала и дальность системы уменьшается ещё заметнее [3, 6].

Тепловое излучение атмосферы влияет на температуру $T_{\text{шА}}$, (2), и при использовании остронаправленной антенны в первом приближении совпадает с яркостной температурой атмосферы [6]. На длине волны 1,2 мм при ориентации антенны в сторону зенита яркостная температура может достигать 50 К, что согласно (2) и (3) для рассматриваемого ранее случая приемника с малозумящими усилителями повышает в два раза спектральную плотность шума N_0 и сокращает дальность r_{\max} на 15 %. Таким образом, данные из таблицы 1 дополнительно следует уменьшить на 15 %. И это учет только двух моментов, связанных с влиянием атмосферы без гидрометеоров и облаков. Минимизация влияния гидрометеоров и облаков также обеспечивается выбором места установки системы.

Приведенные упрощенные оценки наглядно демонстрируют актуальность изучения влияния атмосферы на работу РЛС и необходимость поиска путей его снижения, в том числе поиск приемлемых мест размещения комплекса радиоастрономических и радиолокационных наблюдений [12].

Заключение

Проведенный анализ показал, что использование в РЛС коротковолновой части миллиметрового диапазона, большой антенны радиотелескопа, мощного гиротрона в совокупности с малозумящим приемником и выбор для установки системы местности с хорошим микроволновым астроклиматом позволяет рассчитывать на уверенное обнаружение на околоземных орбитах относительно небольших объектов космического мусора.

РЛС миллиметрового диапазона длин волн потенциально обладает большой разрешающей способностью по продольной координате и относительно невысоким разрешением по поперечным координатам, ухудшающимся по мере увеличения расстояния от объектов до системы. Рассмотренное

в работе синтезирование апертуры не снимает проблему, так что требуется дальнейший поиск структуры системы. В качестве возможного варианта может быть рассмотрена система с разнесенным приемом.

Переход к разнесенному приёму только повысит отмеченную в работе актуальность исследования влияния атмосферы на характеристики микроволновой радиолокационной системы.

Работа выполнена в рамках проекта госзадания ИПФ РАН № 0030-2021-0001.

ЛИТЕРАТУРА

1. Artemenko, Y.N.; Balega, Y.Y.; Baryshev, A.M.; Zinchenko, I.I.; Vdovin, V.F. New stage of the Suffa submm observatory in Uzbekistan project // In Proceedings of the ISSTT 2019 – 30th International Symposium on Space Terahertz Technology, Proceedings Book, Gothenburg, Sweden, 15–17 April 2019; pp. 196–201. Available online: <https://www.nrao.edu/meetings/isstt/papers/2019/2019196201.pdf>
2. N. S. Kardashev и др. Review of scientific topics for the Millimetron space observatory // *Physics Uspekhi* 57.12, 1199–1228 (дек. 2014), с. 1199–1228. doi: 10.3367/UFNe.0184.201412c.1319. arXiv: 1502.06071 [astro-ph.IM].
3. Czerwinski M.G., Usoff J.M. Development of the Haystack ultrawideband satellite imaging radar // *Lincoln laboratory journal*. vol. 21, number 1, 2014, pp. 28–44.
4. Murray J., Kennedy T., Matney M., Mille R. Radar Observations from the Haystack Ultrawideband Satellite Imaging Radar in 2019 // *Proc. 8th European Conference on Space Debris (virtual)*, Darmstadt, Germany, 20–23 April 2021, <http://conference.sdo.esoc.esa.int>, May 2021.
5. Litvak, A.G.; Denisov, G.G.; Glyavin, M.Y. Russian Gyrotrons: Achievements and Trends. // *IEEE J. Microw.* 2021, 1, 260–268.
6. Теоретические основы радиолокации: учеб. пособие для вузов / под ред. Я.Д. Ширмана – М.: Сов. радио, 1970.
7. Лезин Ю.С. Введение в теорию и технику радиотехнических систем: учеб. пособие для вузов. – М.: Радио и связь, 1986.
8. Samsonov S.V., Gachev I.G., Denisov G.G., Bogdashov A.A., Mishakin S.V., Fiks A.S., Soluyanov E.A., Tai E.M., Dominyuk Y.V., Levitan B.A., et al. Ka-band Gyrotron Traveling-Wave Tubes with the Highest Continuous-Wave and Average Power // *IEEE Trans. Electr. Dev.* 2014, 61, 4264–4268.
9. Samsonov S., Denisov G., Bratman V., Bogdashov A., Glyavin M., Luchinin A., Lygin V., Thumm M. Frequency-Tunable CW Gyro-BWO with a Helicallly Rippled Operating Waveguide // *IEEE Trans. Plasma Sci.* 2004, 32, 884–889.
10. M. Blank et al. Development and demonstration of high-average power W-band gyro-amplifiers for radar applications // *IEEE trans. Plasma Sci.*, Vol. 30, Issue 3, Part 1, June 2002, pp. 865-875.
11. Радиотехнические системы: учебник для вузов / под ред. Ю.М. Казаринова – М.: Сов. радио, 1968.
12. Balega, Y.Y., Bataev, D.K.S., Bubnov, G.M. et al. Direct Measurements of Atmospheric Absorption of Subterahertz Waves in the Northern Caucasus // *Dokl. Phys.* 67, 1–4 (2022). <https://doi.org/10.1134/S1028335822010013>

ФАЗОВЫЕ ТРАЕКТОРИИ ПУЛЬСОВОЙ ВОЛНЫ АРТЕРИАЛЬНОГО ДАВЛЕНИЯ

Анциперов В.Е., Данилычев М.В., Мансуров Г.К.

*Институт радиотехники и электроники им. В.А. Котельникова РАН
antciperov@cplire.ru, dan496@yandex.ru, gkmansurov@gmail.com*

Для анализа динамики пульсовой волны артериального давления предлагается использовать метод представления одномерного сигнала в форме фазовой траектории (фазового портрета) на плоскости. Метод позволяет представить сигнал в компактном, удобном для последующего анализа виде. Приводятся фазовые траектории пульсовой волны обследуемых пациентов разного возраста и физиологического состояния. Показано наличие ряда характерных особенностей. Сигналы пульсовой волны были получены с использованием трехканального пневматического датчика артериального давления, разработанного ранее в ИРЭ им. В.А.Котельникова РАН.

В течение нескольких лет авторы доклада принимали участие в разработке и испытании на практике целой линейки перспективных датчиков для измерения динамики пульсовой волны артериального давления. Итогом этой работы стало создание семейства трехканальных пневмодатчиков для непрерывного неинвазивного мониторинга артериального давления [1-6]. Один из рабочих вариантов представлен ниже на рис.1.



Рис. 1. Датчик артериального давления и его рабочее положение на лучевой артерии

Реализованные в виде рабочих макетов приборы позволяют вести непрерывное наблюдение динамики артериального давления (АД) пальпируемых поверхностных артерий в режиме реального времени с отображением пульсовой волны АД как внутри единичного цикла, так и на продолжительных интервалах времени (рис. 2).

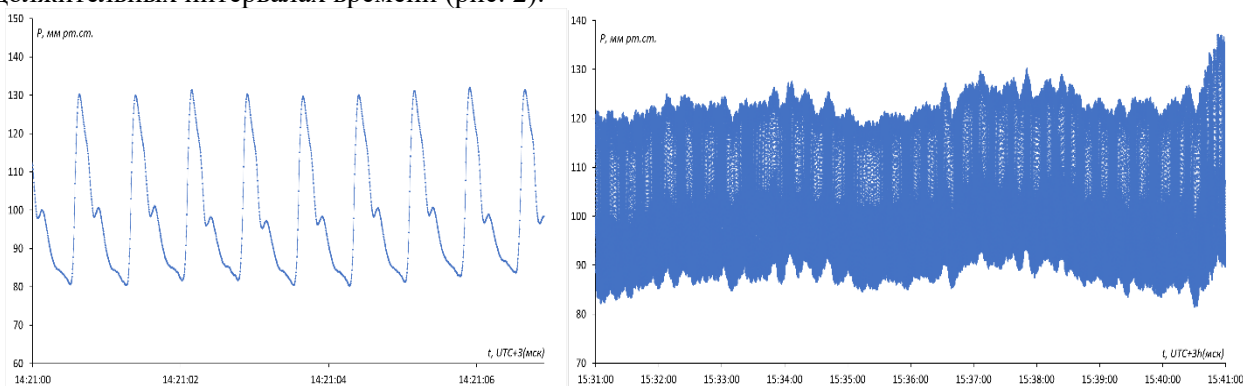


Рис. 2. Записи сигнала артериального давления на лучевой артерии

Эксперименты по измерению давления на различных поверхностных артериях показали, что для случая артерий, под которыми расположены твёрдые ткани (кость), имеется возможность регистрации, как формы пульсовой волны, так и текущих показаний фактического значения величины артериального давления. Это удалось подтвердить для случая лучевой и височной артерий. При отсутствии такого рода “жесткой подложки” измеряемая величина пропорциональна фактическому значению показателя АД для данной артерии. Была подтверждена высокая степень корреляции между состоянием пациента и характером динамики пульсовой волны АД. На рис. 3 показан фрагмент пульсовой волны давления на лучевой артерии испытуемого в болезненном и утомлённом состоянии. Периодичность регистрируемых пиков систолического давления в общем сохраняется, но имеется частичное их выпадение, которое выглядит как изъятие без нарушения временных интервалов. Можно предположить, что мы имеем дело с аритмией и это ее проявление в виде экстрасистол.

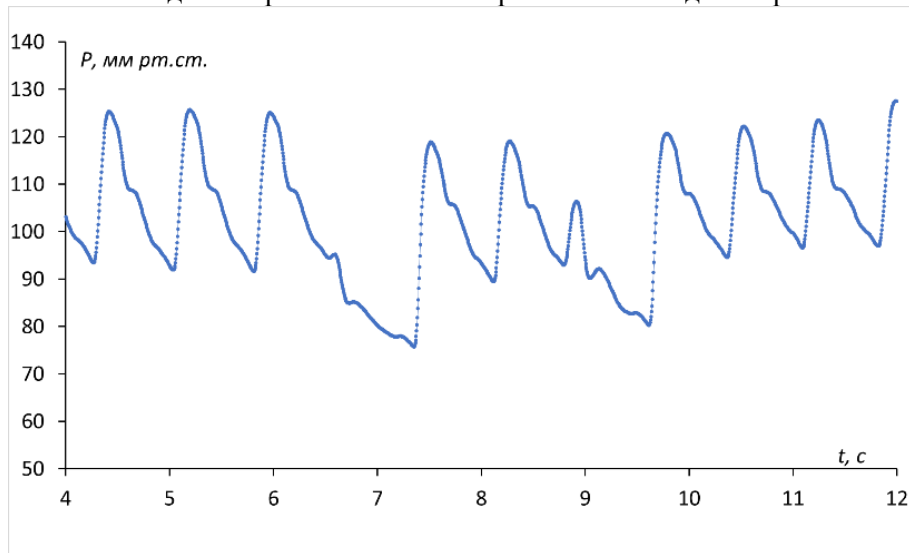


Рис. 3. Предполагаемое как проявление аритмии изменение формы пульсовой волны АД.

Как правило, получаемая при реальных измерениях информация о динамике поведения пульсовой волны АД представляет собой достаточно большие временные ряды, и это является определенной трудностью при анализе и экспресс - оценке состояния сердечно-сосудистой системы. В представленном докладе авторы предлагают повысить наглядность отображения информации путем использования понятия фазовой плоскости [7] и отображаемых на ней фазовых траекторий. На рис. 4 показан пример преобразования временного ряда данных рис. 3 к указанному виду.

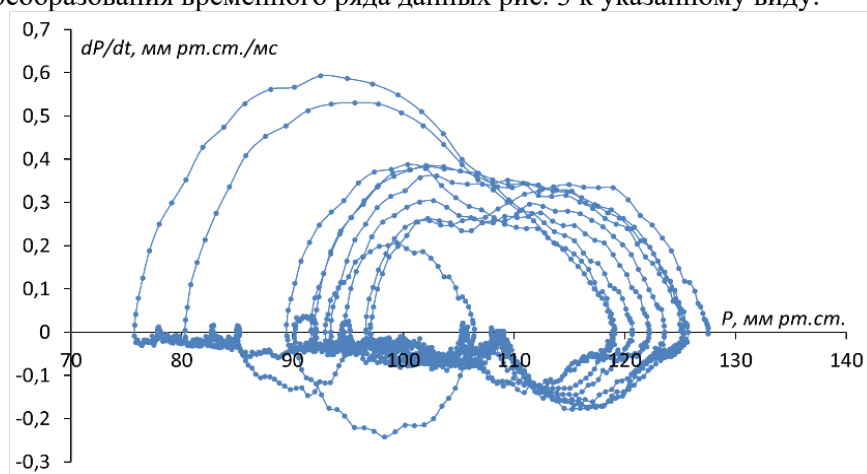


Рис. 4. Представление сигнала пульсовой волны в виде фазовой траектории.

Ниже представлены фазовые траектории пульсовой волны на лучевой артерии пациентов разного возраста, находящихся в состоянии покоя. На рис. 5 представлена фазовая траектория сигнала пульсовой волны молодого здорового пациента. На рис. 6 и 7 приведены аналогичные кривые для пациентов возраста 60+ без жалоб на здоровье, и возраста 80+, перенесшего ранее инфаркт миокарда.

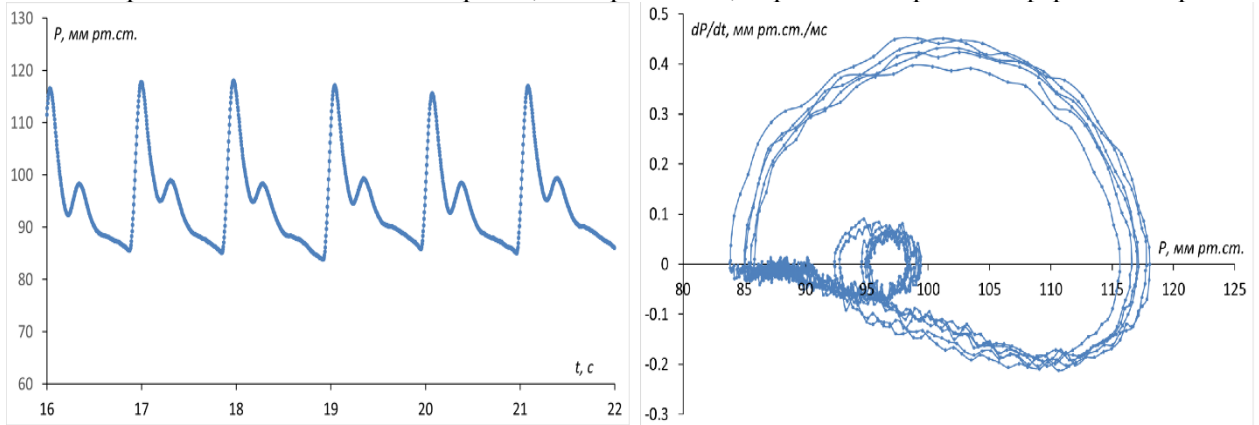


Рис. 5. Сигнал пульсовой волны здорового пациента в возрасте 20+ и его фазовая траектория.

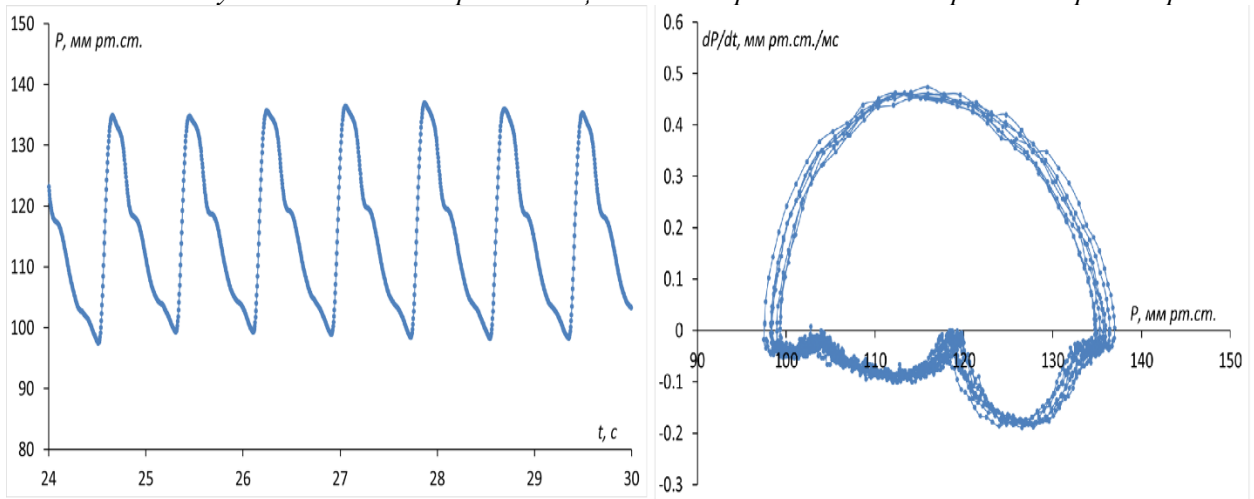


Рис. 6. Сигнал пульсовой волны здорового пациента в возрасте 60+ и его фазовая траектория.

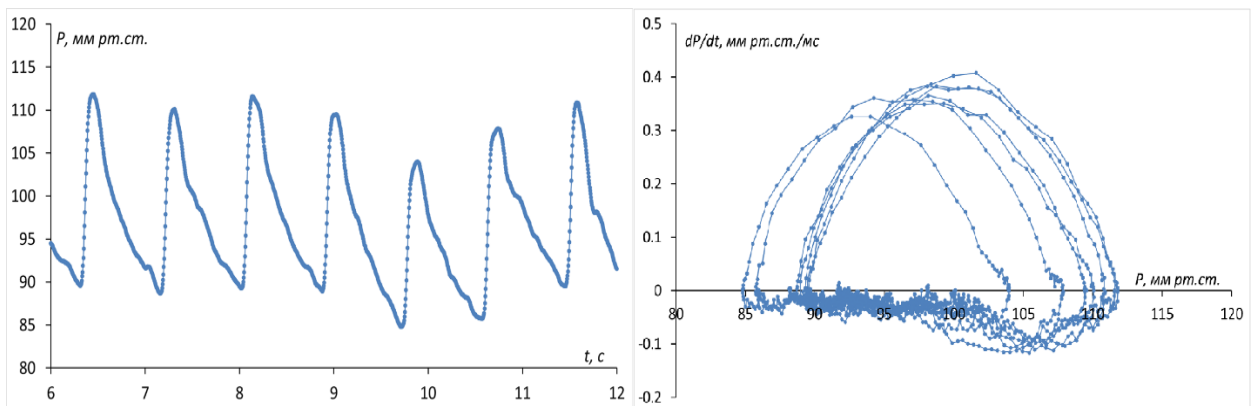


Рис. 7. Сигнал пульсовой волны пациента в возрасте 80+, ранее перенесшего инфаркт миокарда, и его фазовая траектория.

ЛИТЕРАТУРА

1. Анциперов В.Е., Мансуров Г.К. и др. Патент на изобретение 2638712 «Пневматический сенсор для непрерывного неинвазивного измерения артериального давления», приоритет от 07.11.2016 г., опубликовано 15.12.2017, Бюллетень. № 35.
2. Анциперов В.Е., Мансуров Г.К. и др. Патент на изобретение 2675066 «Монолитный трёхкамерный пневматический сенсор с встроенными дроссельными каналами для непрерывного неинвазивного измерения артериального давления», приоритет от 26.09.2018 г., опубликовано 14.12.2018, Бюллетень. № 35.
3. Antsiperov V., Mansurov G. Positioning Method for Arterial Blood Pressure Monitoring Wearable Sensor. // *Bioinformatics and Biomedical Engineering. IWBBIO 2019*, Rojas I., et al (eds). *Lecture Notes in Computer Science*, vol. 11465. Springer, Cham, 2019, pp 405-414. DOI: 10.1007/978-3-030-17938-0_36.
4. Мансуров Г.К., Данилычев М.В., Анциперов В.Е., Бугаев А.С. Использование пневматического датчика в задаче непрерывного неинвазивного мониторинга артериального давления и пульсовой волны // *Журнал радиоэлектроники [электронный журнал]*. 2020. №5. Режим доступа: <http://jre.cplire.ru/jre/may20/9/text.pdf>. DOI: 10.30898/1684-1719.2020.5.9.
5. Viacheslav Antsiperov, Gennadii Mansurov, Michael Danilychev Artery wall stiffness evaluation by new pneumatic sensor using improved method for measuring the pulse wave velocity // *25th International Conference on Knowledge-Based and Intelligent Information & Engineering Systems KES2021*, 8-10 September, 2021, Szczecin / *Procedia Computer Science* 192C (2021) pp 3300-3309. DOI: 10.1016/j.procs.2021.09.103
6. V.E. Antsiperov, M.V. Danilychev, G.K. Mansurov, D.V. Churikov and E.R. Pavlyukova Advanced method for measuring the mean pulse wave velocity to assess the artery wall elasticity // *Мат. 14-й Межд. Науч.-техн. конференции «Акустооптические и радиолокационные методы измерений и обработки информации»*. Т. XIV. Астрахань, 5-7 октября 2021. ISBN 978-5-905278-48-8. С. 82-88. DOI: 10.25210/armimp-2021, 10.25210/armimp-2021-24.
7. Арнольд В. И. Обыкновенные дифференциальные уравнения. – М.: Наука, 1984.

МОДУЛЯЦИЯ СВЕРХШИРОКОПОЛОСНОГО СИГНАЛА, ПРЕДОТВРАЩАЮЩАЯ МЕЖИМПУЛЬСНУЮ ИНТЕРФЕРЕНЦИЮ

Кузьмин Л.В.

ИРЭ им. В.А.Котельникова РАН

lvk@cplire.ru

Предлагается метод модуляции сверхширокополосных радиоимпульсов, устраняющий негативное влияние многолучевого распространения в виде межимпульсной интерференции. Рассматриваемая интервально-импульсная модуляция позволяет увеличить временной интервал между импульсами без ущерба для средней скорости передачи данных. Проанализирована целесообразность применения данного метода в сверхширокополосных каналах с многолучевым распространением сверхвысокочастотного диапазона и рассмотрена помехоустойчивость в канале с белым шумом.

Введение

С начала применения сверхширокополосных (СШП) сигналов в беспроводных сетях возник вопрос о повышении пропускной способности физического канала передачи в таких системах. Этот вопрос, на первый взгляд, может показаться странным, так как СШП сигналы априори предполагают высокие скорости передачи, но, как показали исследования, для достижения приемлемых характеристик по дальности и помехоустойчивости в многолучевых каналах одиночные ультракороткие (УК) импульсы, которые первоначально составляли основу в таких системах, напрямую использованы быть не могут. Например, в сетевые стандарты СШП связи вошел ряд СШП сигналов, которые представляют собой СШП импульсные сигналы с большой базой (размерностью), в которых частотная полоса импульса не зависит от его длительности (пачки УК импульсов, ЛЧМ импульсы, хаотические радиоимпульсы). Для таких сигналов имеется большая диспропорция между доступной полосой частот (более 500 МГц) и реальной скоростью передачи данных (около 10 Мбит/с). За счет этого обеспечивается требуемый уровень энергии СШП символа и необходимая длительность защитного интервала между символами, предотвращающего межсимвольную интерференцию. При этом в зависимости от условий распространения защитный интервал может превышать длительность СШП импульса в несколько раз, что также снижает достижимую скорость передачи на физическом уровне по отношению к потенциально-возможной.

Можно поставить вопрос, а нельзя ли увеличить среднюю скорость передачи и, как следствие, спектральную эффективность СШП импульсных систем в условиях многолучевого распространения?

Для СШП импульсов возможность переключения между частотными диапазонами ограничена, поэтому распространение получили различные позиционные методы кодирования, ортогональные последовательности из импульсов [1, 2]. Проблемы, которые приходится при этом решать, очень похожи на задачи, которые решали создатели беспроводных систем передачи на световых и лазерных импульсах [3, 4]. СШП импульсные системы взяли на вооружение многие методы, которые были наработаны в оптических цифровых системах. В частности в оптике была предложена интервально-импульсная модуляция (ИИМ) [3, 4], которая должна была облегчить достижение символьной синхронизации, и улучшить устойчивость к многолучевому распространению.

Для УК импульсов СВЧ диапазона применение ИИМ оказалось не очень плодотворным [5] потому, что в реальных СШП многолучевых каналах СВЧ диапазона имеется значительная дисперсия энергии лучей в приемнике, что затрудняет оценку положения УК импульса на временной оси [6, 7].

Цель работы – показать, что ИИМ СШП импульсов позволяет улучшить помехоустойчивость в многолучевом канале оставляя значение средней скорости передачи по отношению к базовой схеме двухпозиционной амплитудной манипуляции (2АМ) тем же при прочих равных условиях.

Модель модуляции и демодуляции

Здесь ИИМ анализируется применительно к модели СШП ЛЧМ импульсов и к СШП хаотическим радиоимпульсам [8, 9], размерность которых составляет $2T_p\Delta F$, T_p – длительность импульса, ΔF – полоса сигнала.

В схеме 2АМ (рис. 2,а) наличие импульса на определенной временной позиции кодирует, например "1", а отсутствие – "0". Длительность позиции, на которой может располагаться импульс,

составляет $T_P + T_G$, где T_P – длительность импульса, а T_G – длительность защитного (пассивного) интервала после него.

В случае позиционной модуляции (ПМ) интервал (рис. 2,б), на котором располагается импульс, кодирующий один символ, делится на 2^K позиций длительностью $T_P + T_G$ каждая, где K – число бит на символ. Номер позиции, на которой располагается импульс, кодирует передаваемый символ.

В ИИМ (рис. 2,в) информация о передаваемом символе кодируется интервалом времени между двумя последовательно передаваемыми друг за другом импульсами: временной отрезок кодирует K бит информации (рис. 2,в). Интервал между импульсами определяется, как постоянное расстояние T_G плюс переменная составляющая $b_i \Delta T$, пропорциональная номеру b_i передаваемого i -го символа (рис. 1,в), $b_i = 0 \dots K - 1$. Шаг манипуляции ΔT и длительность защитного интервала T_G должны подчиняться условию $\Delta T = T_G / (2^K - 1)$.

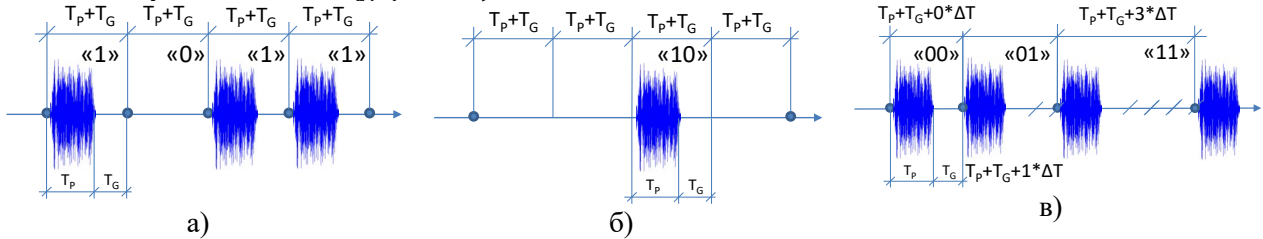


Рис. 1. Схемы модуляции СШП радиоимпульсов: а) 2АМ; б) 2^K -ИИМ, $K = 2$, закодирован символ «10»; в) ИИМ, $K = 2$, первая пара импульсов кодирует символ «00», вторая – «01», третья – «11».

Пусть здесь и далее $c(t)$ – СШП сигнал с единичной дисперсией, t_i – момент начала i -го символа. Длительность интервала, на котором он расположен, составляет $T_P + T_G + (b_i - 1)\Delta T$, так что $i+1$ символ начинается в момент времени $t_{i+1} = t_i + T_P + T_G + (b_i - 1)\Delta T$. На отрезке $(t_k, t_k + T_P)$ расположен i -й радиоимпульс $\sqrt{K/E_C}c_i(t)$ длительности T_P , за которым следует защитный интервал длительности T_G . Здесь E_C – средняя энергия импульса: $E_C = \langle (1/T_P) \int_{t-T_P}^t c^2(\tau) d\tau \rangle$. При такой нормировке $E_B = 1$ и в 2^K -ПМ и в 2^K -ИИМ амплитуда импульса, кодирующего символ, пропорциональна величине \sqrt{K} , где K – число бит на символ.

В канале с шумом 2^K -ИИМ может относиться как к ортогональным, так и к неортогональным типам модуляции. ИИМ является ортогональной, если шаг манипуляции ΔT равен длительности импульса $\Delta T = T_P$. Если шаг манипуляции составляет долю от длительности импульса, то ортогональность теряется.

Схема приема (демодуляции) изображена на рис. 2. Пусть $s(t) = s_M(t) + n(t)$ – сигнал, поступающий на вход приемника, где $s_M(t)$ модулированный СШП сигнал, $n(t)$ – шум. Рассматриваемая здесь теоретическая модель приема предполагает, что отрезок времени, начиная с момента $\tau_0 = t_i + T_P + T_G$ i -го символа (момент t_i начала i -го символа известен), разбивается на 2^K подинтервалов ϵ_k , на которых можно ожидать появления $i + 1$ импульса: $\epsilon_k = (\tau_0 + (k - 1)\Delta T, \tau_0 + k\Delta T)$, $k = 1 \dots 2^K$.

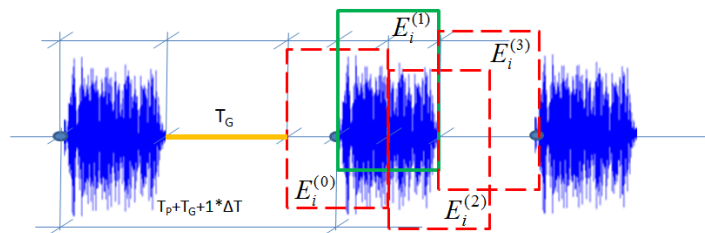


Рис. 2. Схема определения наличия или отсутствия импульса на заданной временной позиции в 2^K -ИИМ, $K = 2$.

Для принятия решения о наличии или отсутствии импульса на подинтервалах ϵ_k формируется набор оценок энергий $E_i^{(k)}$ сигнала, где $E_i^{(k)} = \int_{\epsilon_k} s^2(t) dt$. Решение о наличии импульса на k -ом интервале принимается, если $E_i^{(k)} > E_i^{(j)}$, для всех j из множества $1 \dots K$, кроме $j = k$. Данная схема приема относится к классу схем с нулевым порогом принятия решения.

Устранение влияния межимпульсной интерференции в многолучевом канале

Идея устранения межимпульсной интерференции основана на увеличении интервала времени между импульсами: чем он больше, тем меньше вероятность, что многолучевое эхо от предшествующего символа окажет влияние на текущий. Ключевым параметром является длительность интервала, который необходимо выдерживать между импульсами так, чтобы к моменту прихода следующего импульса многолучевая помеха затухала.

Непосредственное увеличение длительности защитного интервала приводит к пропорциональному снижению скорости передачи, поэтому степень компенсации межимпульсной интерференции имеет смысл сравнивать между различными методами модуляции, которые имеют одну и ту же длительность импульса и длительность защитного интервала.

Сравним межимпульсные интервалы и скорости в схемах 2АМ, 2^K -ПМ и 2^K -ИИМ.

В схеме 2АМ передается один бит на символ, скорость передачи составляет (рис. 1,а)

$$\langle R_{ASK} \rangle = 1/(T_P + T_G), \quad (1)$$

Средняя скорость передачи для 2^K -ПМ равна обратной длительности символа, умноженной на число бит на символ K (рис. 1,б)

$$\langle R_{PPM} \rangle = \left(\frac{1}{T_P + T_G} \right) \frac{K}{2^K} \quad (2)$$

Средняя скорость передачи для 2^K -ИИМ (рис. 1,в) оценивается через среднюю длительность позиции на символ. Пусть длительность текущего символа составляет $T_P + T_G + (b_i - 1)\Delta T$. Максимально возможная длительность временного интервала, кодирующего символ, составляет $T_P + T_G + (2^K - 1)\Delta T$, минимальная – $T_P + T_G$. Средняя время длительности символа составляет $T_P + T_G + (2^K - 1)\Delta T/2$, так как доли символов с заданной длительностью из диапазона $0 \dots (2^K - 1)\Delta T$ в среднем равны. Средняя скорость передачи является обратной к средней длине позиции, умноженная на число бит на символ:

$$\langle R_{PIM} \rangle = \left(\frac{1}{T_P + T_G} \right) \frac{K}{1 + \alpha(2^K - 1)/2} \quad (3)$$

где $\alpha = \Delta T/(T_P + T_G)$.

Вычисления показывают, что имеется диапазон значений K , для которых средняя скорость передачи для 2^K -ИИМ выше, чем для 2АМ (рис. 3). Функция (3) имеет максимум по числу бит на символ K , который зависит от параметра α : чем меньше α , тем больше значение максимума, тем больше выигрыш в скорости. Если шаг манипуляции ΔT определить как $\Delta T = T_G/(2^K - 1)$, и $T_P = T_G$, то (3) преобразуется к виду $\langle R_{PIM} \rangle = 4K/5$, и тем самым обеспечивается линейный рост скорости передачи при увеличении числа бит на символ.

Позиционная модуляция по скорости передачи не выше скорости 2АМ для любых значений K , так как длительность символа растет экспоненциально быстро с ростом числа бит на символ.

Для значений $\alpha = 1/2, 1/6$ и $1/14$ и $K > 1$, ($\Delta T = T_P, \Delta T = T_P/3, \Delta T = T_P/7$, рис. 3) средняя скорость передачи может превышать скорость модуляции 2АМ. Если скорость передачи 2^K -ИИМ превышает среднюю скорость передачи 2АМ, то при прочих равных условиях появляется возможность увеличить защитный интервал T_G в 2^K -ИИМ как минимум до значения, когда скорости сравниваются ($\langle R_{PIM} \rangle / \langle R_{ASK} \rangle = 1$). Это значение T_G находится из выражения

$$\left(\frac{1}{T_P + T_G^{ASK}} \right) = \left(\frac{1}{T_P + T_G^{PIM}} \right) \frac{K}{1 + \alpha(2^K - 1)/2} \quad (4)$$

откуда получим

$$\frac{T_G^{PIM}}{T_P} = \frac{K}{1 + \alpha(2^K - 1)/2} \left(1 + \frac{T_G^{ASK}}{T_P} \right) - 1 \quad (5)$$

График (5) приведен на рис. 4. Из него следует, что для значений $R_{PIM} > R_{ASK}$ длительность защитного интервала T_G^{PIM} может превышать длительность защитного интервала T_G^{ASK} более, чем в два раза. Средняя скорость передачи на физическом уровне для обоих типов модуляции при этом будет одинаковой.

Оценим, что это дает с точки зрения помехоустойчивости в многолучевом канале.

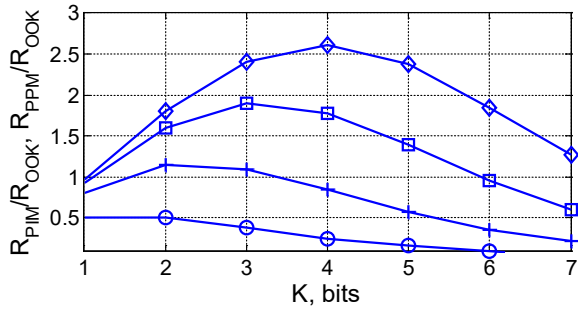


Рис. 3. Отношения средних скоростей передачи $\langle R_{PPM} \rangle / \langle R_{OOK} \rangle$ (окружности) и $\langle R_{PIM} \rangle / \langle R_{ASK} \rangle$ ($\alpha = 1/2$ крестики, $\alpha = 1/6$ квадраты, $\alpha = 1/14$ ромбы).

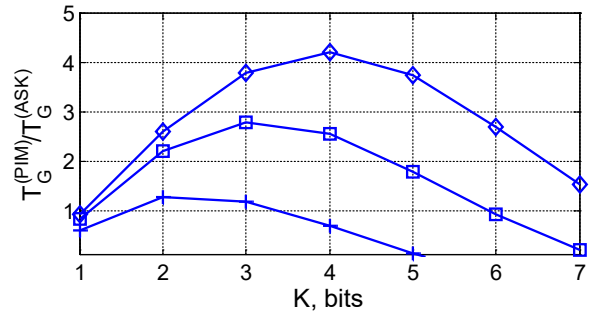


Рис. 4. Отношение длин защитных интервалов T_G^{PIM} / T_G^{ASK} от числа бит на символ K ($\alpha = 1/2$ крестики, $\alpha = 1/6$ квадраты, $\alpha = 1/14$ ромбы).

Согласно моделям распространения СШП сигналов СВЧ диапазона [10], отраженные от окружающих предметов и попадающие в приемник лучи сгруппированы в кластеры. Энергия лучей в кластерах описывается соотношением

$$E \left\{ |a_{k,l}|^2 \right\} \approx \frac{\Omega_l}{\gamma_l \lambda} e^{-\tau_{k,l}/\gamma_l} \quad (6)$$

где $a_{k,l}$ – амплитуда k -го луча в l -м кластере, $\Omega_l = e^{-\frac{T_l}{\tau}} + 10^{M_c/10}$ средняя энергия l -го кластера, γ_l – постоянная времени энергии лучей в кластере, λ_l – частота прихода лучей в приемник, $\tau_{k,l}$ – момент времени прихода k -го луча в l -м кластере, T_l – момент времени прихода l -го кластера.

Важно, что энергия каждого конкретного луча пропорциональна произведению $\sim e^{-\frac{T_l}{\tau}} e^{-\tau_{k,l}/\gamma_l}$, так, что увеличение времени запаздывания в приходе лучей в $T_G^{(PIM)} / T_G^{(ASK)}$ раз за счет увеличения защитного интервала приводит к ослаблению энергии луча в $\sim \exp \left(T_G^{(PIM)} / T_G^{(ASK)} \right)$ раз.

Например, увеличение защитного интервала в 2.5 раза (рис. 4) дает дополнительное ослабление энергии переотраженных лучей в $\sim e^{2.5} \approx 12$ раз. Поэтому, применение ИИМ позволяет значительно снизить влияние межимпульсной интерференции, сохранив среднюю скорость передачи данных.

Вероятность ошибки в канале с шумом

Устранение межимпульсной интерференции дает возможность оценить помехоустойчивость в канале с шумом, не принимая во внимание многолучевую помеху.

Теоретическая вероятность ошибки на бит для некогерентного приема в канале с шумом для 2^K -позиционной ортогональной модуляции узкополосного сигнала с базой $2T_p \Delta F = 2$, где ΔF полоса сигнала, известна [11]. Точного аналитического выражения для вычисления вероятности ошибки на бит при приеме СШП импульсов с произвольным распределением амплитуд и базой сигнала $2T_p \Delta F > 2$ нет, поэтому расчеты проводились численно. Результаты моделирования представлены на рис. 5 и рис. 6, на которых показаны вероятности ошибки на бит P_B от нормированного на бит отношения сигнал-шум E_B / N_0 для импульсов с размерностью $2T_p \Delta F$ в диапазоне от 2 до 1024.

Моделирование проводилось для сигналов двух типов: с постоянной огибающей и для "амплитудного хаоса", мгновенные значения амплитуд которого распределены по нормальному закону. Для сигнала с постоянной огибающей импульсов сигнал описывается как $s(t) = A \sin(2\pi f t + \delta \phi(t) + \phi_0)$, где A – некоторая амплитуда, ϕ_0 – начальная фаза, $\phi(t)$ – переменная составляющая фазы, δ – нормировочный коэффициент. Эта модель соответствует ЛЧМ сигналам, если $\phi(t)$ меняется по линейному или кусочно-линейному закону, и классу сигналов с хаотически меняющейся фазой (или частотой), если сигнал $\phi(t)$ формируется, например, генератором хаоса на базе петли ФАПЧ [12]. В пределе, когда $\phi(t) \equiv 0$, данный сигнал является моделью гармонической несущей и характеристики для такого сигнала по вероятности ошибки на бит будут эквивалентны теоретическим характеристикам для гармонической несущей.

Отправной точкой в расчетах служило значение $\Delta T = T_p$ ($\alpha = 1/2$) (рис. 5а).

Для сигнала с постоянной огибающей с размерностью $2T_p \Delta F = 2$ результаты расчета совпадают с теоретическими значениями вероятности ошибки для узкополосных колебаний для ортогональных

модуляций для когерентного и некогерентного приема (рис. 5а). С ростом размерности $2T_p\Delta F$ сигнала от 3 до 1024 вероятность ошибки на бит при некогерентном приеме увеличивается, что эквивалентно накоплению шума, попадающего в полосу сигнала. Для сигнала с нормальным распределением амплитуд имеется локальный минимум вероятности ошибки для некоторого значения размерности сигнала, что соответствует результатам, полученным для 2АМ [8, 9].

На рис. 6 представлены расчеты вероятности ошибок на бит от E_B/N_0 для сигнала с постоянной огибающей (а) и сигнала с гауссовским распределением амплитуд (б) для значений $K = 2, K = 3$. Шаг манипуляции $\Delta T = T_p/(2^K - 1)$: $\Delta T = T_p/3$ ($\alpha = 1/6$) и $\Delta T = T_p/7$ ($\alpha = 1/14$), соответственно.

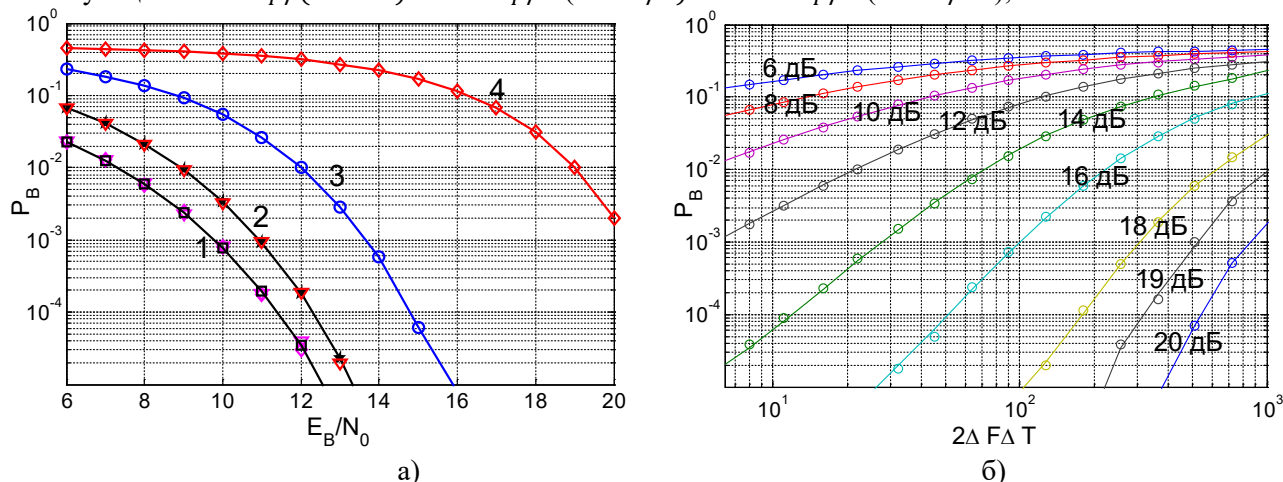


Рис. 5. Вероятность ошибки на бит P_B от E_B/N_0 (а) и от размерности сигнала $2T_p\Delta F$ (б) для сигнала с постоянной огибающей $K = 1, \Delta T = T_p, \alpha = 1/2$. На рис. а): черные сплошные линии – теоретические значения для когерентного (1) и некогерентного (2) приема. Пурпурные треугольники и ромбы – когерентный прием для $2T_p\Delta F = 2$ и $2T_p\Delta F = 1024$, соответственно. Красные треугольники и ромбы (4) – некогерентный прием для $2T_p\Delta F = 2$ и $2T_p\Delta F = 1024$, соответственно; синие окружности (3) – некогерентный прием для $2T_p\Delta F = 22$. На рис. б): окружности – вычисленные значения, сплошные линии – аппроксимация, на кривых подписаны значения E_B/N_0 .

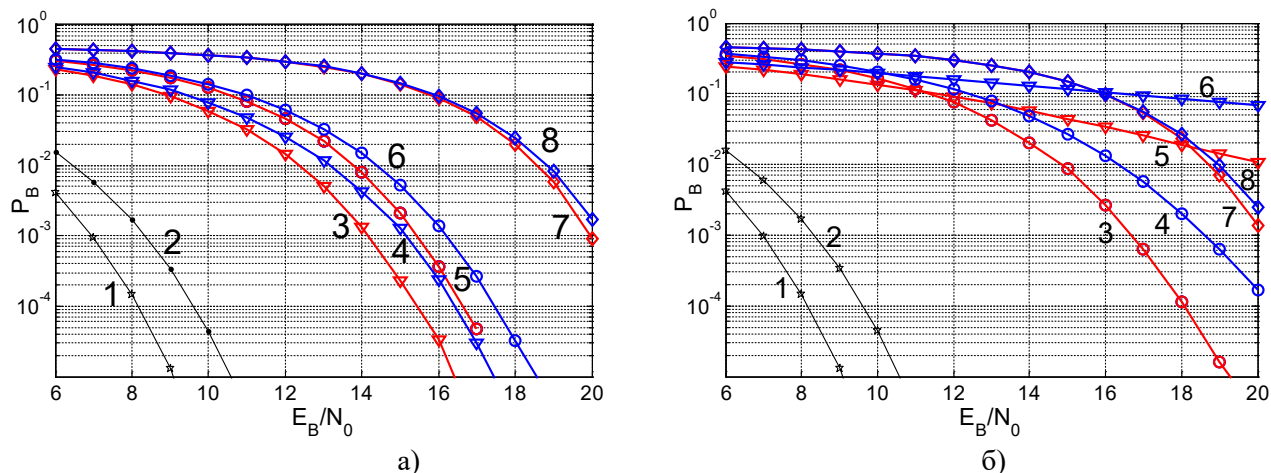


Рис. 6. Вероятность ошибки на бит P_B от E_B/N_0 для сигнала с постоянной огибающей (а) и сигнала с гауссовским распределением амплитуд (б). Черные сплошные линии – теория для некогерентного приема $K = 2$ (точки, кривая 2), $K = 3$ (звездочки, кривая 2). Кривые 3–8 – вычисленные значения. Кривые (красные) 3, 5 и 7 соответствуют значению $K = 2$, кривые (синий) 4, 6 и 8 – $K = 3$. Для кривых 3 и 4 $2T_p\Delta F = 8$, для кривых 7 и 8 $2T_p\Delta F = 1024$, для кривых 5 и 6 – $2T_p\Delta F = 22$. Шаг манипуляции $\Delta T = T_p/(2^K - 1)$.

Для сигнала с постоянной огибающей ухудшение по E_B/N_0 для значения $P_B = 10^{-3}$ составляет около 1.5 дБ для $K = 2$, и около 2 дБ для $K = 3$. Потенциальное увеличение средней скорости передачи при этом составляет ~ 1.5 или ~ 2.5 раза, соответственно.

Для сигнала с гауссовским распределением амплитуд при той же размерности сигнала $2T_p \Delta F = 22$ ухудшение по E_B/N_0 для значения $P_B = 10^{-3}$ по отношению к сигналу с постоянной огибающей составляет около 2.5 дБ для $K = 2$, и около 4.5 дБ для $K = 3$.

Заключение

Применение интервально-импульсной модуляции в импульсных СШП системах помогает повысить устойчивость к многолучевому распространению, не ухудшая при этом скорость передачи на физическом уровне. Предлагаемый метод устраняет негативное влияние межимпульсной интерференции. Анализ характеристик в канале с шумом показал, что ИИМ проигрывает строго ортогональным методам модуляции, но при этом устранение влияния многолучевой помехи в несколько раз при этом выигрывает в скорости передачи данных.

Финансирование

Работа выполнена при финансовой поддержке РФФИ, грант № 20-02-00877 А.

ЛИТЕРАТУРА

1. B. Assanovich and Moon Ho Lee, "Modification of pulse position modulation for high data UWB systems and multi-user communication," 15th International Conference on Microwaves, Radar and Wireless Communications (IEEE Cat. No.04EX824), 2004, pp. 1024-1027 Vol.3, doi: 10.1109/MIKON.2004.1358547
2. S. Kim, J. Kim, Y. Park, S. Lee and Y. Shin, "A Selective Signal Combining Scheme for Noncoherent UWB Systems," 2008 IEEE 10th International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications, 2008, pp. 313-317, doi: 10.1109/ISSSTA.2008.63
3. Ghassemlooy, Z., Hayes, A.R.: 'Digital pulse interval modulation for IR communication systems - a review', Int. J. Commun. Syst., 2000, 13, pp. 519-536
4. Z. Ghassemlooy and N. M. Aldibbiat, "Multilevel Digital Pulse Interval Modulation Scheme for Optical Wireless Communications," 2006 International Conference on Transparent Optical Networks, 2006, pp. 149-153, doi: 10.1109/ICTON.2006.248423
5. B. Jin, S. Zhang, X. Zhang and X. Lin, "Pulse interval modulation for UWB communications with energy detection," 2011 IEEE 3rd International Conference on Communication Software and Networks, 2011, pp. 66-70, doi: 10.1109/ICCSN.2011.6013546
6. N. J. August, R. Thirugnanam and Dong Sam Ha, "An adaptive UWB modulation scheme for optimization of energy, BER, and data rate," 2004 International Workshop on Ultra-Wideband Systems Joint with Conference on Ultra-Wideband Systems and Technologies. Joint UWBST & IWUWBS 2004 (IEEE Cat. No.04EX812), 2004, pp. 182-186, doi: 10.1109/UWBST.2004.1320960
7. V. Niemela, M. Hämäläinen and J. Inatti, "On IEEE 802.15.6 UWB symbol length for energy detector receivers' performance with OOK and PPM," 2013 7th International Symposium on Medical Information and Communication Technology (ISMICT), 2013, pp. 33-37, doi: 10.1109/ISMICT.2013.6521694
8. Дмитриев А.С., Кяргинский Б.Е., Максимов Н.А., Панас А.И., Старков С.О. "Перспективы создания прямохаотических систем связи в радио и СВЧ диапазонах", Радиотехника, 2000, № 3, с.9-20.
9. Дмитриев, А. С. Введение в теорию прямохаотической передачи информации / А. С. Дмитриев, К. В. Захарченко, Д. Ю. Пузиков // Радиотехника и электроника. – 2003. – Т. 48. – № 3. – С. 328-338.
10. Channel Modeling Sub-Committee Report Final. / IEEE P802.15.4a Working Group for Wireless Personal Area Networks (WPANs), Dec. 2004. <http://grouper.ieee.org/groups/802/15/pub/04/15-04-0662-02-004a-channel-model-final-report-r1.pdf>
11. Прокис Джон. Цифровая связь. Пер. с англ. / Под ред. Д.Д. Кловского. – М.: Радио и связь. 2000. – 800 с.: ил. ISBN 5-256-01434-X.
12. Дмитриев А.С., Клецов А.В., Кузьмин Л.В. Генерация сверхширокополосного фазового хаоса в дециметровом диапазоне // Радиотехника и электроника. – 2009. – №6. – С. 709–718.

МНОГОПОЗИЦИОННЫЙ РАДИОФОТОННЫЙ СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫЙ ЛОКАТОР С КОГЕРЕНТНОЙ ОБРАБОТКОЙ ИНФОРМАЦИИ И ВОЗМОЖНОСТЬЮ РАДИОВИДЕНИЯ

Кулагин В.В.^{1,2}, Валув В.В.^{2,3}, Корниенко В.Н.², Черепенин В.А.²

¹Государственный астрономический институт им. П.К.Штернберга, МГУ им. М. В. Ломоносова
victorvkulagin@yandex.ru

²Институт радиотехники и электроники им. В.А.Котельникова РАН

³Национальный исследовательский ядерный университет МИФИ

Исследуется возможность создания многопозиционного радиофотонного сверхширокополосного локационного комплекса с когерентной обработкой информации и возможностью радиовидения, имеющего в качестве базовых узлов радиофотонные радары с сантиметровым разрешением по дальности. Рассматриваются радиофотонные реализации различных узлов такого комплекса, в частности, многоканальной приемной системы, схемы формирования сверхширокополосного излучаемого сигнала, схемы оптимального фильтра для обработки сверхширокополосного входного СВЧ сигнала и др.. С помощью численного моделирования продемонстрирована работоспособность этих узлов и определены их основные характеристики. Также, численно исследовано влияние ширины частотной полосы зондирующего импульса на качество восстановления сложной радиолокационной сцены для случая распределенной приемной системы.

Радиофотонные технологии интенсивно развиваются в последние годы, предлагая новые методы генерации, приема и обработки СВЧ сигналов. Очевидными преимуществами радиофотонных устройств являются чрезвычайно широкая полоса, которая может составлять 100 гигагерц и более, возможность удаленного программного управления режимами работы, гибкость формирования новых устройств, выполняющих определенные функции, защищенность от электромагнитных помех, малый вес и размеры, невысокая стоимость при массовом производстве и др..

Широкое распространение беспилотных летательных аппаратов ставит новые задачи перед традиционной радиолокацией. Требуется не только обнаруживать летательные аппараты, что само по себе является непростой задачей ввиду их малого размера, но и отличать их от объектов живой природы, в частности, от птиц. Это требует уже наличия функции радиовидения в зондирующих системах, что в настоящее время является большой редкостью. Предложены различные методы построения радиоизображения, однако критическим параметром для всех схем является разрешение по дальности, которым в большой мере и определяется качество получаемой картинки. В то же время увеличение разрешения по дальности требует расширения полосы частот зондирующего сигнала. Так, для сантиметрового разрешения ширина полосы частот должна быть не менее 5-8 гигагерц. Это накладывает жесткие ограничения не только на параметры приемной системы, но и на подсистемы аналого-цифрового преобразования сигнала и его цифровой обработки. Задача еще больше усложняется в распределенной системе с совместной когерентной обработкой выходных сигналов различных приемников (MIMO). Традиционные установки, реализованные на электронных компонентах, мало приспособлены для такой обработки. Широкие перспективы в этом случае открывает применение радиофотонных технологий в распределенных системах. Сейчас уже очевидно, что использование радиофотонных подходов в радиолокации приведет к созданию полностью радиофотонных масштабируемых сверхширокополосных радиолокационных комплексов, являющихся по существу принципиально новым поколением систем дистанционного зондирования с возможностями, существенно превосходящими возможности современных установок, и обеспечивающих уникальные характеристики обнаружения и сопровождения целей, в том числе, с возможностью реализации режима радиовидения [1-5].

Для реализации режима радиовидения в радиофотонных радарх предложено несколько основных методов, базирующихся на различных принципах (также разрабатываются и различные комбинированные подходы) [3-5]:

1. Голографический метод (радиофотонная регистрация радиоголограммы). Здесь сигнал с выхода каждого элемента антенной решетки модулирует свое оптическое поле и затем суммируется с

оптической волной, промодулированной опорной СВЧ волной. После фотодетектирования образуется голограмма, которая может записываться, а потом обрабатываться для восстановления входного пространственного СВЧ поля.

2. Инверсный (обратный) радар с синтезированной апертурой (ИСАР). В инверсном радаре с синтезированной апертурой радар располагается на земле, а цель летит над ним. Если цель в процессе движения поворачивается, можно построить ее радиопортрет. Угловое разрешение определяется полным углом поворота цели.

3. Распределенная система излучателей и приемников (ММО). Определение положения отражающих точек, принадлежащих одной цели, осуществляется по совместному измерению их дальности несколькими разнесенными приемниками (также может быть и несколько излучателей).

В последнем случае можно привести пример, наглядно демонстрирующий роль разрешения по дальности в проблеме радиовидения. Пусть целью является точечный рассеиватель (отражающая точка), а каждый узел в распределенной системе включает излучатель и приемник, причем все излучаемые сигналы ортогональны (для простоты будем считать, что приемники чувствительны только к сигналам ближайшего излучателя). Для определения положения цели вокруг каждого приемника восстанавливается сфера, где может находиться цель, причем радиус сферы равен дальности до цели, измеренной приемником. Пересечение двух сфер (два приемника) дает окружность в пространстве, три приемника дают две точки в пространстве, четыре и больше приемников – однозначно определяют положение цели. Поэтому предельное разрешение изображения сложной цели, состоящей из нескольких отражающих точек, полностью определяется разрешением по дальности. Отдельное определение угловых координат в этом подходе не требуется.

Применение вышеописанного алгоритма в численном симуляторе для восстановления радиолокационной сцены при использовании зондирующих импульсов частотой 10 ГГц с разной длительностью представлено на рис. 1. Очевидно, что для импульса 1 нс разрешение по дальности оказывается недостаточным для верного восстановления всех отражающих точек сложной цели.

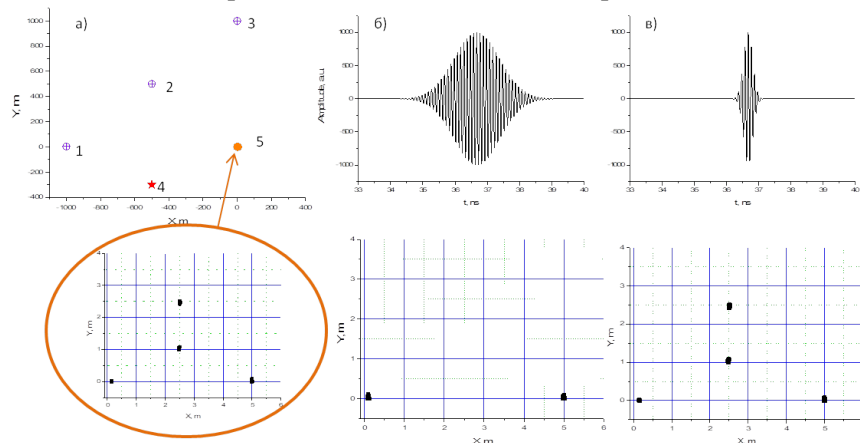


Рис. 1. Исходная (а) и восстановленная (б,в) радиолокационные сцены для зондирующего импульса длительностью 1 нс (б) и 0.2 нс (в): 1-3 - приемники, 4 - излучатель, 5 - сложная цель, состоящая из четырех одинаковых отражающих точек (в эллипсе показан увеличенный вид цели).

Ниже будут рассмотрены возможные схемные решения для блоков радиофотонного многопозиционного сверхширокополосного локатора с возможностью радиовидения. Для сверхширокополосных зондирующих сигналов произвольного вида может быть использована приемная система на базе многоканального оптического гетеродинамирования. В этом случае весь спектр входного СВЧ сигнала разбивается с помощью радиофотонных элементов на отдельные участки (каналы), содержащие полезную информацию. Далее в каждом канале применяется радиофотонный преобразователь [6,7] для предварительной обработки сигнала и его трансформации на промежуточную частоту (для каждой части спектра входного сигнала СВЧ, используется своя опорная частота для гетеродинамирования, выделяемая из спектра генератора гребенки частот оптическим фильтром), а затем сигнал оцифровывается коммерческим электронным АЦП (рис. 2а). Таким образом, вся система состоит из набора идентичных по строению приемных каналов, каждый из которых

работает в своем частотном интервале, на которые разбит весь спектр входного сигнала. Восстановление полного широкополосного входного сигнала в цифровом виде может быть осуществлено с помощью компьютерной обработки путем объединения спектров выходных сигналов различных каналов. Результаты численных моделирований двухканального преобразования входного сигнала гауссовской формы частотой 12 ГГц и длительностью 1 нс (по уровню 1/e) представлены на рис. 2б. Ошибка обработки в этом случае составляет 0.039% по энергии сигнала.

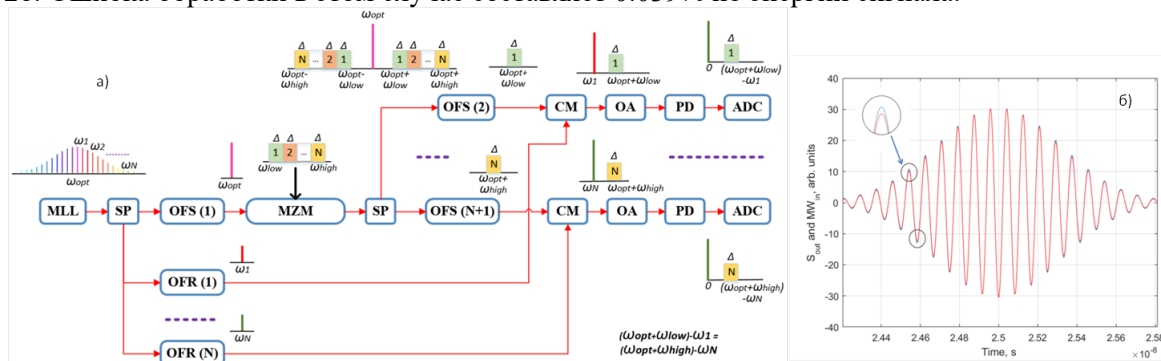


Рис. 2. Схема многоканальной приемной системы (а) и сравнение входного сигнала (красная линия) с восстановленным (синяя линия) после обработки (б). MLL – многомодовый оптический источник, SP – делители, OFS – оптические сигнальные фильтры, OFR – оптические опорные фильтры, MZM – амплитудные модуляторы Маха - Цандера, CM – сумматоры, OA – оптические усилители, PD – фотоприемники, ADC – электронные АЦП, ω_{low} и ω_{high} – нижняя и верхняя частоты в спектре широкополосного сигнала, ω_{opt} – частота несущей оптического источника, ω_i – частоты мод оптического источника, Δ – часть полосы широкополосного сигнала, приходящаяся на один канал.

В некоторых случаях удается в результате оптического гетеродинирования преобразовать сверхширокополосный входной сигнал в выходной сигнал с относительно узкой полосой. Так, для приема ЛЧМ сигналов можно использовать аналогичное ЛЧМ опорное колебание, сдвинутое по времени, что позволяет ограничиться всего одним каналом в приемной системе.

Альтернативным методом обработки широкополосного входного сигнала является применение радиофотонного согласованного приемника в виде оптимального фильтра. Такой подход позволяет не только существенно ускорить обработку входного сигнала, но и значительно снижает требования к вычислительному оборудованию.

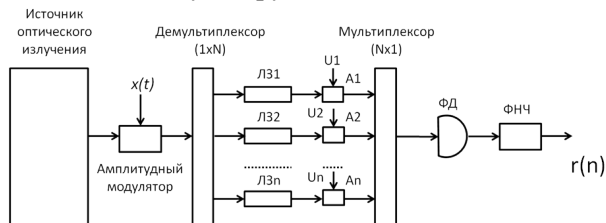


Рис. 3. Схема радиофотонного параллельного оптимального фильтра: $x(t)$ – входной СВЧ сигнал, ЛЗ – линии задержки, А – управляемые оптические attenuаторы, ФД – фотодетектор, ФНЧ – фильтр низких частот, $r(n)$ – выходной сигнал согласованного приемника.

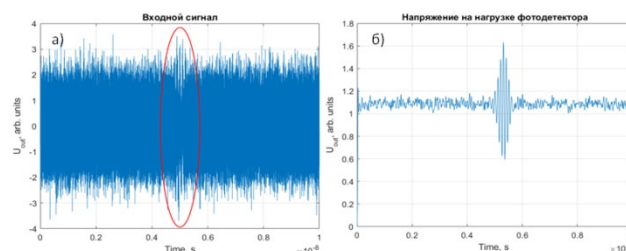


Рис. 4. Входной сигнал (а) и сигнал на выходе оптимального фильтра (б) в присутствии сильных входных шумов (квадрат амплитуды сигнала порядка дисперсии шума). Входной сигнал в шумах отмечен красным эллипсом.

Возможная схема радиофотонного согласованного приемника на базе параллельного фильтра приведена на рис. 3. Входной СВЧ сигнал $x(t)$ подается на оптический амплитудный модулятор для преобразования СВЧ сигнала в оптический диапазон. Далее сигнал разделяется на несколько каналов, в каждом канале вводится определенная задержка сигнала, а также осуществляется изменение его амплитуды (взвешивание), после этого выходные сигналы со всех каналов складываются. Весовые коэффициенты фильтра и длины линий задержки рассчитываются по излучаемому импульсу. Лазерный источник может состоять из одночастотного лазера, генератора гребенки частот или набора разночастотных лазеров. Преимуществом такой схемы для коротких сигналов является относительно

небольшое число требуемых каналов. Вместе с тем параллельная схема обеспечивает минимальное время обработки входного сигнала фильтра, которое может быть порядка двух длительностей сигнала. Результаты численного моделирования работы оптимального фильтра с 9 линиями задержки в присутствии сильных входных шумов представлены на рис. 4, где показан входной сигнал частотой 10 ГГц и длительностью 0.6 нс с огибающей треугольной формы (рис. 4а) и сигнал на выходе (рис. 4б). Максимум выходного сигнала совпадает с окончанием входного сигнала, что позволяет определить дальность до цели.

Для формирования СВЧ сигналов используется генератор гребенки частот. Если требуется сигнал с умеренной шириной спектра, одна из линий гребенки выделяется оптическим фильтром и модулируется полезным сигналом, а после фотодетектирования с помощью другой выделенной линии модуляция переносится на формируемый СВЧ сигнал. Для создания сверхширокополосного СВЧ сигнала может использоваться не одна линия, а несколько соседних линий. Каждая из них может быть промодулирована своим сигналом, и при сложении полей получится требуемая форма широкополосного сигнала. Когда нужна относительно простая форма спектра, например, при формировании OFDM сигналов, несколько соседних линий могут быть промодулированы одновременно (рис. 5). При выборе ширины спектра полезного сигнала, равной половине расстояния между линиями в оптической гребенке частот, получается непрерывный спектр (рис. 5д).

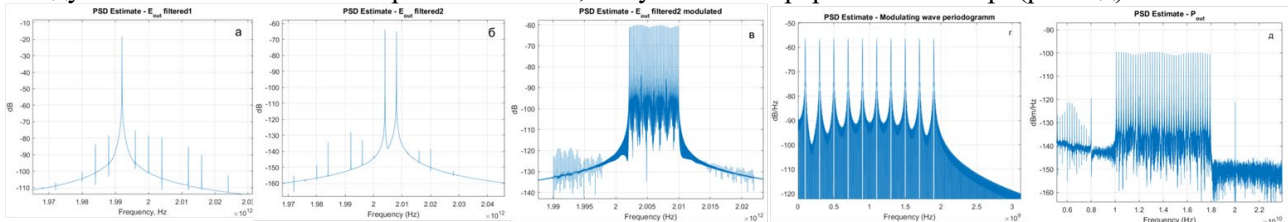


Рис. 5. Спектральные плотности сигналов при формировании сверхширокополосного СВЧ сигнала: а) опорная линия, выделенная из гребенки частот, б) две линии для модуляции, также выделенные из гребенки частот, в) две линии, промодулированные полезным сигналом, г) сигнал для модуляции (десять линий с расстоянием между ними 200 МГц и общей шириной спектра 2 ГГц), д) СВЧ сигнал на выходе фотодетектора (40 линий с расстоянием между ними 200 МГц и общей шириной спектра 8 ГГц, средняя частота равна 14 ГГц).

Таким образом, представленные результаты позволяют реализовать радиофотонные радары с сантиметровым разрешением по дальности и затем перейти к созданию многопозиционного радиофотонного сверхширокополосного локационного комплекса с когерентной обработкой информации и возможностью радиовидения.

Работа поддержана РФФИ в рамках проектов № 19-29-06108 и 20-07-00768.

ЛИТЕРАТУРА

1. Ghelfi P., Laghezza F., Scotti F. et al. A fully photonics-based coherent radar system // *Nature*. 2014. Vol. 507. P. 341–345.
2. Serafino G., Scotti F., Lemb L. et al. Toward a New Generation of Radar Systems Based on Microwave Photonic Technologies // *J. Lightw. Technol.* 2019. Vol. 37. No. 2. P. 643–650.
3. Pan S., Zhang Y. Microwave Photonic Radars // *J. of Lightw. Technol.* 2020. Vol. 38. P. 5450–5484.
4. Dong J., Zhang F., Jiao Z. et al. Microwave photonic radar with a fiber-distributed antenna array for three-dimensional imaging // *Optics Express*. 2020. Vol. 28. No. 13. P. 19113.
5. Fan B. et al. Microwave photonic bistatic radar for real-time and high-resolution imaging // *IEEE photonics technology letters*. 2020. Vol. 32. No. 21. P. 1397–1400.
6. Валуев В.В. и др. Универсальный радиофотонный приемный канал микроволнового диапазона // *Радиотехника и электроника*. 2018. Т. 63. № 9. С. 1020–1028.
7. Кулагин В.В. и др. Высокочастотный радиофотонный АЦП с многоканальным измерением сигнала в спектральных интервалах // *Известия РАН. Сер. физическая*. 2020. Т. 84. № 1. С. 67–72.

ОПРЕДЕЛЕНИЕ СКОРОСТИ ВЕТРА В ТРОПИЧЕСКИХ ЦИКЛОНАХ ПО ДАННЫМ РАДИОЛОКАТОРА KU-ДИАПАЗОНА НА СПУТНИКЕ GLOBAL PRECIPITATION MEASUREMENT

Панфилова М.А., Караев В.Ю., Митник Л.М.

Институт прикладной физики РАН

mariap@ipfran.ru

Разработана оригинальная методика определения скорости ветра по данным радиолокатора Ku-диапазона на спутнике Global Precipitation Measurement (GPM). Радиолокатор выполняет сканирование при малых углах падения в пределах +/- 18 градусов. Известна проблема слабой чувствительности сигнала при углах падения 8-10 градусов к изменениям скорости ветра. Поэтому в рамках приближения геометрической оптики во всей полосе вычисляется УЭПР при нулевом угле падения, а затем по этой величине определяется скорость ветра. В данной работе получена зависимость скорости ветра от УЭПР для высоких скоростей ветра. Для построения зависимости для высоких скоростей ветра данные радиолокатора на спутнике GPM были объединены с измерениями скаттерометра ASCAT. Полученная зависимость применена для определения скорости ветра в урагане Maria.

Введение

Наблюдение за тропическими циклонами является важной задачей дистанционного зондирования в микроволновом диапазоне. Траектория циклона может быть получена с помощью изображений облаков с геостационарных спутников. Но мониторинг эволюции скорости ветра в циклоне требует более частых измерений. Основной объем информации о скорости ветра извлекается из измерений радиолокаторов СВЧ-диапазона, работающих при средних углах падения. Однако возможности радиолокаторов, работающих при малых углах падения, до конца не изучены. Ряд работ посвящен восстановлению скорости ветра по измерениям альтиметров [1, 2]. Методы, разработанные в этих статьях, основаны на сопоставлении с измерениями буев и надежны при скорости ветра менее 18 м/с. При более высоких скоростях ветра могут возникать ошибки, связанные с наклоном буя и наличием больших волн, когда датчик может оказаться закрыт от ветра. Разработка алгоритма для более сильных ветров по данным радиовысотометра может основываться на данных скаттерометра. Такой подход применялся, например, в [3] и [4]. В [3] скорость ветра в циклоне восстанавливается только по информации об УЭПР. В [4] разработан многопараметрический алгоритм с использованием информации об УЭПР, а также высоте значительного волнения и радиояркостной температуре.

Существует еще один тип активных радиолокаторов, потенциал которых для определения скорости ветра представляет интерес в настоящее время. Это сканирующие микроволновые радиолокаторы Ka- и Ku-диапазона (Dual Frequency Precipitation Radar — DPR) на борту спутника GPM (Global Precipitation Measurement) запущенного в 2014 году [5] и SWIM (Surface Waves Investigation and Monitoring) радар на борту CFOSAT (китайско-французский Океанографический спутник) запущен в 2018 году. Алгоритмы восстановления скорости ветра до примерно 20 м/с с использованием данных при малых углах падения рассмотренных выше радиолокаторов были разработаны, например, в [5-10]. Но алгоритмы восстановления высоких скоростей ветра по данным DPR и SWIM до сих пор не получили должного внимания.

Данная статья посвящена разработке метода восстановления скорости штормового ветра с радара DPR Ku-диапазона. Основной задачей спутника GPM было измерение пространственного распределения осадков; но при отсутствии осадков информацию о подстилающей поверхности можно получить по данным об УЭПР. Возможность контролировать интенсивность осадков очень важна, особенно для определения скорости ветра в циклонах. Данная работа логически продолжает исследования, начатые в [10], и направлена на создание алгоритма восстановления скорости ветра по данным DPR во всем диапазоне ветровых условий.

Данные и методика

DPR состоит из радаров Ka- и Ku-диапазона, работающих в сканирующем режиме. В Ku-диапазоне наблюдается полоса обзора шириной 245 км, угол падения варьируется от -18 до 18 градусов, ширина луча антенны составляет 0.7 градуса, а размер элемента разрешения составляет около 5 км. В пределах полосы вариации УЭПР обусловлены как изменениями подстилающей поверхности, так и угла падения. Полное радиолокационное изображение при одном угле падения, в данном случае в надире, может быть получено из исходных данных в приближении геометрической оптики. Процедура обработки данных описана в работе [10]. В этом исследовании используются только данные Ku-диапазона.

Был составлен объединенный массив измерений радиолокатора ASCAT и радиолокатора Ku-диапазона за 2017 и 2018 гг. Расстояние между пятнами засветки радиолокаторов не превышало 25 км, а время между их измерениями было не более 15 мин. Данные над сушей и в области осадков исключаются из рассмотрения. Общий массив данных для всех скоростей ветра содержит $654\,597$ пар значений скорости ветра (U_{10}) и УЭПР при нулевом угле падения (σ^0).

Массив для скоростей ветра выше 15.3 м/с состоит из $18\,787$ пар. Массив был поровну разделен на части для обучения (массив А) и тестирования (массив Б). Двумерная гистограмма массива А представлена на рис. 2. Диапазон скоростей ветра был разделен на ячейки по 0.2 дБ. Все сопоставленные значения в каждой ячейке были усреднены. Была выполнена линейная регрессия для собранных данных для сильных ветров. Уравнение линейной регрессии выглядит следующим образом

$$U_{10} = -4.64\sigma^0 + 66.4, \quad \sigma^0 < 11 \text{ дБ}. \quad (1)$$

Уравнение справедливо для УЭПР в диапазоне от 8.2 дБ до 11 дБ.

Таким образом, зависимость для состоит из двух частей. Для NRSC выше 11 дБ скорость ветра рассчитывается по модели из [10]

$$U_{10} = -(a\sigma^0 + b) + \sqrt{(a\sigma^0 + b)^2 + c^2 + d}, \quad \sigma^0 \geq 11 \text{ дБ}, \quad (2)$$

где $a = 1.92$, $b = -28.02$, $c = 1.69$, $d = 2.02$. На рис. 2 красной линией представлена зависимость (2), экстраполированная для высоких ветров. Синей пунктирной линией представлена зависимость (1). Видно, что новая параметризация для сильного ветра лучше соответствует данным, чем параметризация в [10].

На рис. 3 представлено сравнение скорости ветра DPR и ASCAT для массива Б. Для высоких скоростей ветра (где дБ) смещение составляет 0.04 м/с, а стандартное отклонение — 1.9 м/с.

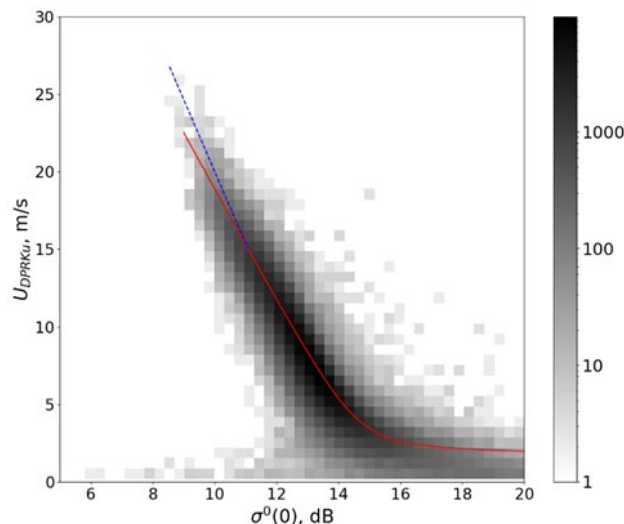


Рис. 1. Гистограмма зависимости скорости ветра по данным ASCAT от УЭПР для массива А. Красная линия — модельная кривая (2), синяя пунктирная — параметризация для сильного ветра (1).

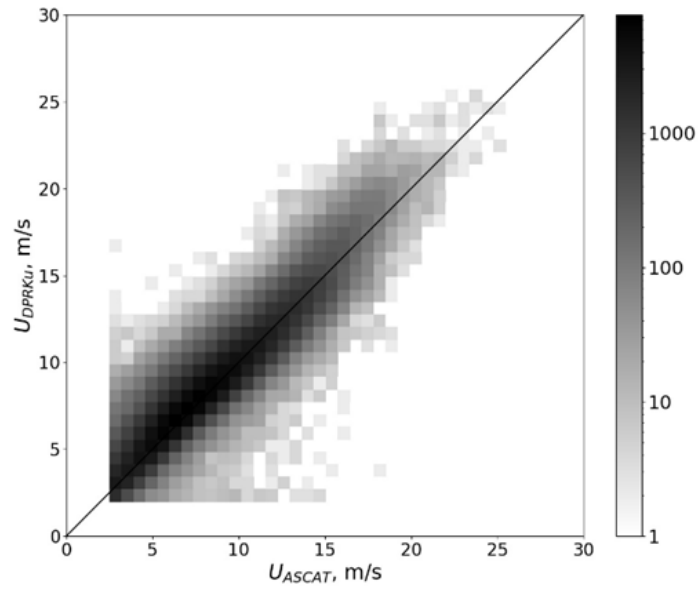


Рис. 2. Глобальное сравнение значений скорости ветра радара Ку-диапазона и скорости ветра ASCAT для массива Б.

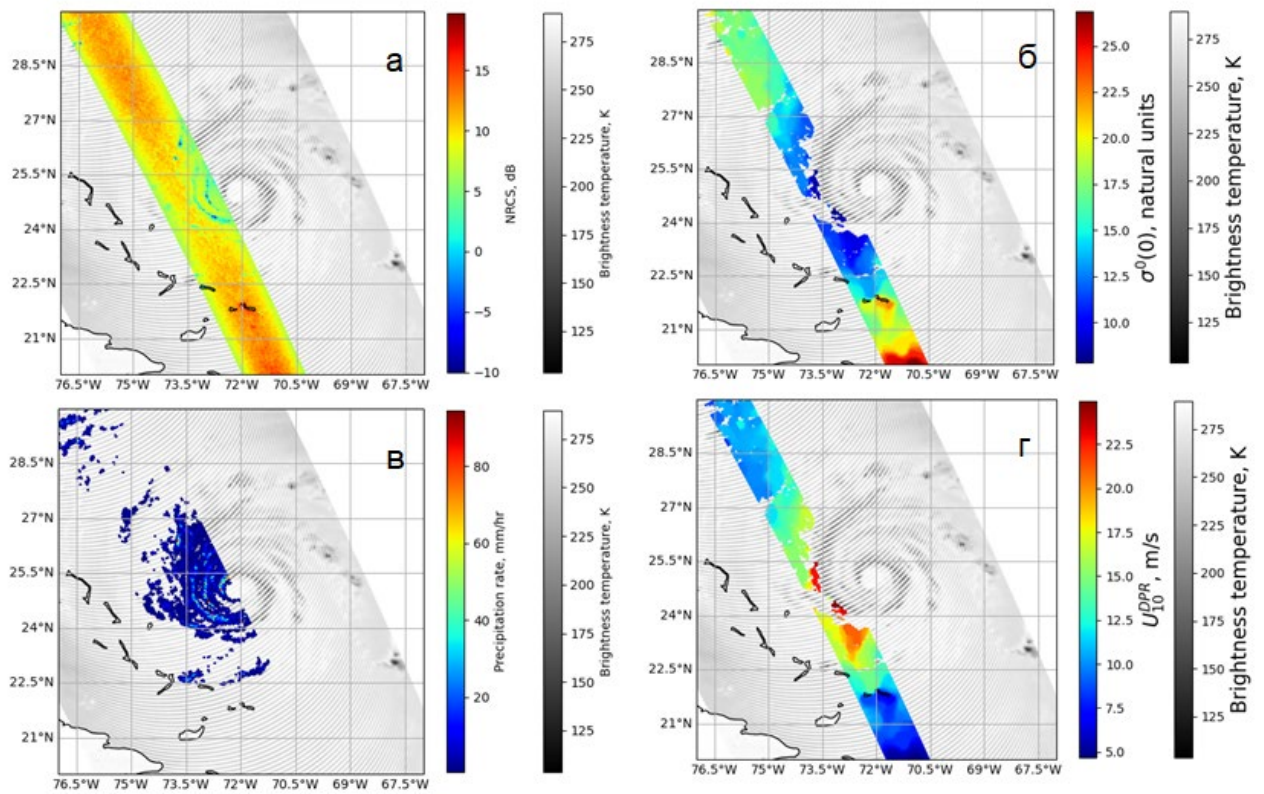


Рис. 3. Ураган Мария 23 сентября 2017, 12:15 UTC. Распределение исходного сигнала в полосе обзора – а, УЭПР при нулевом угле падения – б, интенсивность осадков – в, скорость ветра – г.

Заключение

Алгоритм восстановления скорости ветра для сильных ветров был разработан с использованием данных радара Ku-диапазона на борту спутника GPM. Метод состоит из двух этапов: получение УЭПР при нулевом угле падения для широкой полосы и расчет скорости ветра по регрессионной модели. Модель построена по данным о скорости ветра скаттерометра ASCAT. Валидация показала хорошую точность метода. Возможные усовершенствования метода могут заключаться в учете влияния атмосферы по данным радиометра.

Работа выполнена при поддержке госзадания № 0030-2022-0005.

ЛИТЕРАТУРА

1. Abdalla S. Ku-band radar altimeter surface wind speed algorithm // *Marine Geodesy*. vol. 35, sup. 1. 2012. pp. 276–298.
2. Gourrion J., Vandemark D., Bailey S., Chapron B., Gommenginger G.P., Challenor P.G. and Srokosz M.A. A Two-parameter wind speed algorithm for Ku-band altimeters // *Journal of Atmospheric and Oceanic Technology*. vol. 19, no. 12. 2002. pp. 2030-2048.
3. Quilfen Y., Vandemark D., Chapron B., Feng H. and Sienkiewicz J. Estimating gale to hurricane force winds using the satellite altimeter // *Journal of Atmospheric and Oceanic Technology*. vol. 28. 2011. pp. 453 – 458.
4. Sharoni, S.M.H., Md Reba M.N. and Hossain M.S. Tropical cyclone wind speed estimation from satellite altimeter-derived ocean parameters // *Journal of Geophysical Research: Oceans*. vol. 126. 2021. pp. e2020JC016988.
5. Gao J., Tang G. and Hong Y. Similarities and improvements of GPM dual-frequency precipitation radar (DPR) upon TRMM precipitation radar (PR) in global precipitation rate estimation, type classification and vertical profiling // *Remote Sensing*. vol. 9. 2017. pp. 1-26.
6. Li L., Im E., Connor L. and Chang P. Retrieving ocean surface wind speed from the TRMM precipitation radar measurements // *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*. vol. 42. 2004. pp. 1271–1282.
7. Bao Q., Zhang Y., Lang S., Lin M. and Gong P. Sea surface wind speed inversion using the low incident nrcs measured by trmm precipitation radar // *IEEE Journal of Selected Topics in Applied Earth Observations and Remote Sensing*. vol. 9. 2016. pp. 5262–5271.
8. Ren L., Yang J., Zheng G. and Wang J. Wind speed retrieval from Ku-band Tropical Rainfall Mapping Mission precipitation radar data at low incidence angles // *Journal of Applied Remote Sensing*. vol. 10. 2016. pp. 1-14.
9. Hossan A. and Jones W.L. Ku- and Ka-band ocean surface radar backscatter model functions at low-incidence angles using full-swath GPM DPR data // *Remote Sensing*. vol. 13. 2021. pp. 1-27.
10. Panfilova M. and Karaev V. Wind speed retrieval algorithm using Ku-band radar onboard GPM satellite // *Remote Sensing*. vol. 13. 2021. pp. 1-12.

ВЕРОЯТНОСТНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ПРИЕМА ЧАСТОТНО-ЭФФЕКТИВНЫХ ЦИФРОВЫХ СИГНАЛОВ ПРИ РАСПРОСТРАНЕНИИ ПО РАДИОЛИНИИ С ТУМАНОМ

Назаров Л.Е.¹, Кутуза Б.Г.²

¹*Фрязинский филиал Института радиотехники и электроники им. В.А. Котельникова РАН*

²*Институт радиотехники и электроники им. В.А. Котельникова РАН*

levnaz2018@mail.ru

Приведены результаты анализа влияния искажающего влияния радиолинии с туманом при распространении цифровых частотно-эффективных сигналов с двумерными «созвездиями». Показано, что данные искажения приводят к деградации вероятностных характеристик при приеме рассматриваемых сигналов (вероятности ошибки на бит) и к энергетическим потерям по отношению к распространению в свободном пространстве. Приведены численные оценки этих энергетических потерь для цифровых сигналов с квадратурно-амплитудной манипуляцией (КАМ-сигналы) с объемом «созвездия» $M=64$ и частотной эффективностью 6 бит/сек/Гц.

Введение

Вероятностные характеристики при приеме цифровых сигналов, например вероятность ошибки на бит P_b , представляют одни из наиболее важных параметров информационных систем различного назначения [1]. Для ограниченного класса цифровых сигналов известны аналитические выражения оценки P_b при распространении по каналам с аддитивными помехами в виде модели белого гауссовского шума (АБГШ) [1,2]. В частности, в этот класс входят сигналы с двумерными «созвездиями» - сигналы с квадратурно-амплитудной манипуляцией (КАМ- M сигналы [2]), которые интенсивно используются в приложениях. Здесь M – порядок манипуляции. При разработке методов и алгоритмов обработки сигналов при их обнаружении и приеме и при исследовании их помехоустойчивости необходимо в дополнение к АБГШ учитывать влияние также других факторов, существенно влияющих на вероятностные характеристики (погрешности фазовой, частотной и тактовой синхронизации, фазовые мультипликативные шумы генераторов тактовых частот, многолучевость распространения, др. [1]).

Среди этих факторов выделяются искажения комплексных огибающих цифровых сигналов при их распространении за счет дисперсионных свойств радиолиний – влияние земной ионосферы, тропосферы, неоднородности атмосферы [1]. Созданные модели данных радиолиний и исследования помехоустойчивости информационных систем с использованием этих моделей показывают значимость этих искажений, приводящих к деградации вероятностных характеристик P_b и наличию энергетических потерь D по отношению к распространению в свободном пространстве при увеличении порядка манипуляции M и увеличении частотной эффективности цифровых сигналов.

Актуальной является проблема оценивания соответствующих энергетических потерь по отношению к модели АБГШ канала для рассматриваемых цифровых сигналов. В докладе приведены результаты данного анализа для КАМ-сигналов при их распространении по радиолинии с туманом.

Постановка задачи

Цифровые сигналы характеризуются частотной эффективностью $k = \log_2 M$ (бит/с/Гц), которая определяет максимальную информационную скорость передачи для ограниченной частотной полосы [1,2]. Эти сигналы $s_i(iT + t)$ на интервале $iT < t \leq (i+1)T$ (T - тактовый интервал) формируются путем отображения последовательности k информационных символов $a_{i0}, a_{i1}, \dots, a_{ik-1}$ в сигнальные «созвездия» объемом M с использованием правила Грея [1].

На рис.1 приведен вид «созвездия» КАМ-64 сигналов – комплексные амплитуды $\hat{A}_i = A_i \exp(j\varphi_i)$ сигналов $s_i(iT + t)$ формируются на основе четырех информационных символов $a_{i0}, a_{i1}, a_{i2}, a_{i3}$, коэффициент частотной эффективности равен 6 бит/сек/Гц [1,3]. Эти сигналы наряду с цифровыми сигналами с многофазовой манипуляцией, с амплитудно-фазовой манипуляцией интенсивно используются в наземных и спутниковых системах цифровой связи [3].

Вероятность ошибки P_6 при приеме КАМ- M сигналов с объемом $M = 2^k$ (k - четное) для АБГШ канала с спектральной плотностью N_0 вычисляется с использованием соотношения [2]

$$P_6 = \frac{1 - (1 - P)^2}{\log_2 M}. \quad (1)$$

Здесь $P = \frac{2(L-1)}{L} Q\left(\sqrt{\frac{3}{L^2-1} \frac{E_{\text{ср}}}{N_0}}\right)$; $L = 2^{k/2}$; $E_{\text{ср}} = kE_{6,\text{ср}}$, $E_{6,\text{ср}}$ - средняя энергия сигналов на бит;

$$Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^\infty \exp(-y^2/2) dy.$$

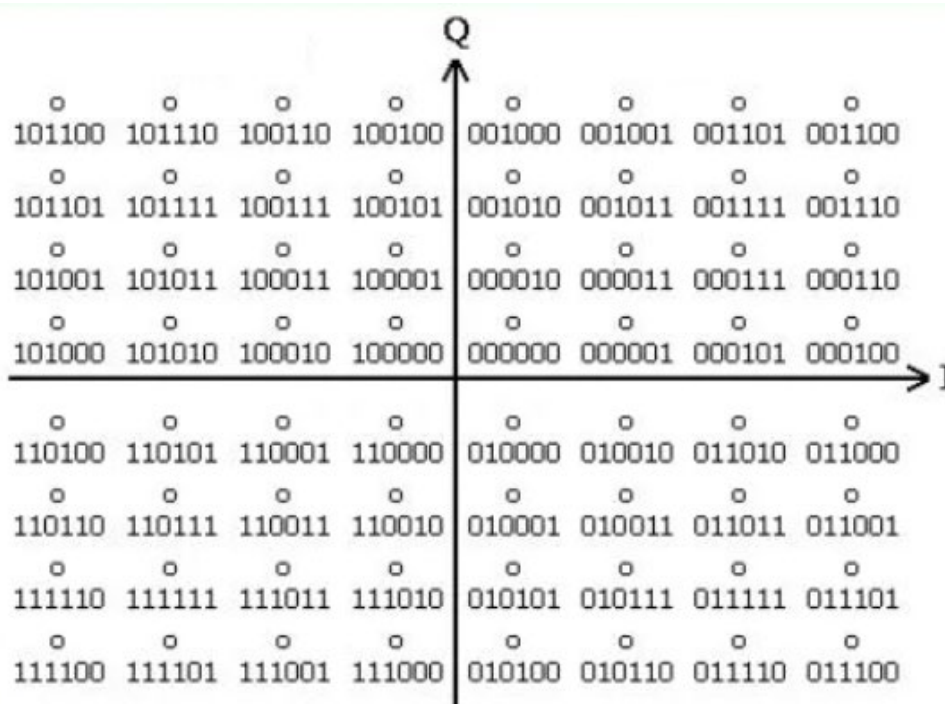


Рис.1. «Созвездие» КАМ-64 сигналов.

При учете искажающего влияния радиолинии распространения в дополнение к АБГШ задача оценивания вероятностных характеристик P_6 рассматриваемых КАМ- M сигналов более сложная и может быть решена также путем моделирования алгоритмов приема с использованием соответствующих моделей радиолинии.

Модели радиолинии с туманом

Созданные модели радиолинии с туманом приведены в ряде работ, например, [4-7]. Среда распространения с туманом представляется в виде сплошной квазиоднородной диэлектрической среды с потерями, которая характеризуется эффективной относительной комплексной диэлектрической проницаемостью $\hat{\epsilon}_m$, которая является функционалом от объемной концентрации воды относительно основной среды -атмосферы, от центральной частоты сигналов f . В этом случае распространение

волн по оси z задается оптическим приближением $\dot{E}(z, f) = \dot{E}(0, f) \exp\left(-\frac{j2\pi f}{c} \int_0^z \dot{n}(x, f) dx\right)$, $\dot{E}(z, f)$ -

комплексная огибающая, $\dot{n}(x, f) = \sqrt{\hat{\epsilon}_m(x, f)}$ - коэффициент преломления.

Для цифровых сигналов $s(t)$ в виде последовательности радиоимпульсов с задаваемым «созвездием» задача усложняется - сигналы представляются суммой монохроматических составляющих, каждая из которых приобретает фазовое и амплитудное смещения за счет дисперсионных и поглощающих свойств среды, что определяет искажение комплексной огибающей сигналов. Эти искажения обуславливают возникновение интерференционных межсимвольных и межканальных помех в дополнение к АБГШ. Искаженные сигналы $\hat{s}(t)$ при распространении представляются как результат линейной фильтрации передаваемых сигналов

$$\hat{s}(t) = \int_{-\infty}^{\infty} \dot{S}(f) \dot{H}(z, f) \exp(j2\pi f t) df, \quad \dot{S}(f) - \text{спектр сигнала } s(t); \quad \dot{H}(f) = |\dot{H}(f)| \exp(j2\pi f \tau(f)) -$$

коэффициент передачи радиолинии для частоты f как линейного фильтра; $\tau(f) = \exp(j2\pi f L / c_{\phi}(f))$ - время распространения сигнала с частотой f вдоль линии с длиной L до приемного устройства; $c_{\phi}(f) = c / \operatorname{Re}(\sqrt{\dot{\epsilon}_m})$ - фазовая скорость. Значения $\dot{\epsilon}_m$ задаются соотношением $\dot{\epsilon}_m = 1 + f_F (\dot{\epsilon}_w - 1)$, выражение для $\dot{\epsilon}_w$ задается законом Дебая [7], f_F - относительная объемная концентрация воды в тумане.

Результаты моделирования

Ниже приведены результаты моделирования алгоритма приема, реализующего критерий максимального правдоподобия [8] с целью оценки и анализа энергетических потерь D для КАМ-64 сигналов. Моделирование произведено для центральной частоты $f_0 = 30$ ГГц, значения параметра $f_F = 5 \cdot 10^{-8}$ (эффективная плотность воды в тумане 0.05 г/м^3).

На рис. 2 приведены кривые зависимости ошибки P_6 от отношения сигнал/помеха E_6 / N_0 для КАМ-16 сигналов для АБГШ и радиолинии с туманом. Здесь E_6 - энергия сигналов на бит.

Теоретическая кривая 1 вычислена с использованием соотношения (1), вероятность $P_6 = 10^{-4}$ при наличии лишь АБГШ достигается при $\frac{E_6}{N_0} = 16.5$ дБ.

Кривая 2 соответствует АБГШ и искажениям сигнала при распространении по радиолинии с туманом и получена путем моделирования алгоритма приема с учетом лишь ослабления спектральных составляющих [7]. Вероятность $P_6 = 10^{-4}$ достигается при отношении сигнал/помеха 17.5 дБ. Ослабление сигнала на центральной частоте не превышает 0.3 дБ, поэтому значение энергетических потерь D за счет дисперсионных свойств среды достигает 0.7 дБ.

Кривая 3 соответствует АБГШ и искажениям комплексных огибающих сигналов, получена путем моделирования с учетом ослабления спектральных составляющих и искажений их фаз [7]. Вероятность $P_6 = 10^{-4}$ в этом случае достигается при отношении сигнал/помеха 22.0 дБ, значение энергетических потерь D за счет дисперсионных свойств среды достигает 5.5 дБ.

Приведенные оценочные значения энергетических потерь D представляются существенными, что необходимо учитывать при расчете энергетических бюджетов рассматриваемых радиолиний.

Оценивание энергетических потерь при приеме цифровых сигналов с другими манипуляционными «созвездиями» и коэффициентами частотной эффективности k представляет перспективное направление исследований.

Работа выполнена в рамках государственного задания ИРЭ им. В.А. Котельникова РАН.

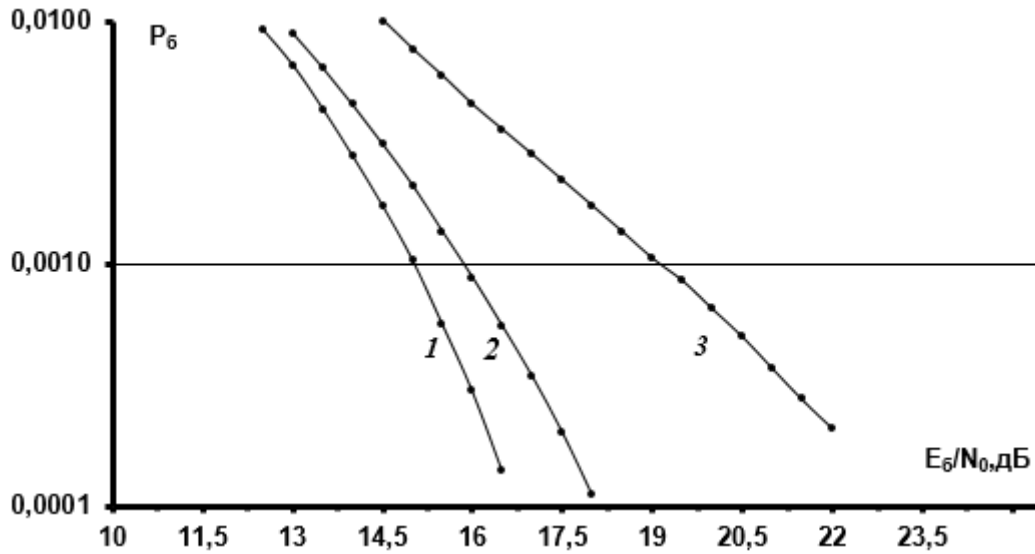


Рис.2. Вероятностные характеристики для КАМ-64 сигналов.

ЛИТЕРАТУРА

1. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. -М.: Издательский дом "Вильямс". 2003.
2. Proakis J.G., Salehi M. Digital communication. 5 Edition. McGraw-Hill, Higher Education, 2001.
3. Second generation framing structure, channel coding and modulation systems for Broadcasting, Interactive Services, News Gathering and other broadband satellite applications Part 2: DVB-S2 Extensions (DVB-S2X) DVB. Document A083-2. European Broadcasting Union CH-1218, Geneva. 2020.
4. Шифрин К.С. Рассеяние света в мутной среде. М.: Государственное издательство технико-теоретической литературы. 1951.
5. Кутуза Б.Г. Фазовое запаздывание радиоволн в неоднородной атмосфере. // Радиотехника и электроника. 1974. Т. XIX. №4. Стр.665-670.
6. Исимару А. Распространение и рассеяние волн в случайно-неоднородных средах. М.: Мир. 1981.
7. Attenuation due to clouds and fog. Recommendation ITU-R P.840-B. Electronic Publication. 2019.
8. Назаров Л.Е., Батанов В.В. Исследование помехоустойчивости оптимального посимвольного приема фазоманипулированных сигналов с корректирующими кодами в недвоичных полях Галуа. // Радиотехника и электроника. 2022. Т.67. №8. С. 782-787. <https://doi.org/10.31857/S0033849422080137>.

АКТИВНЫЕ ФАЗИРОВАННЫЕ АНТЕННЫЕ РЕШЕТКИ – СОСТОЯНИЕ И ТЕНДЕНЦИИ РАЗВИТИЯ

Шишлов А.В.¹, Денисенко В.В.^{1,3}, Левитан Б.А.^{1, 2, 3}, Топчиев С.А.¹, Шитиков А.М.^{1, 2}

¹ПАО Радиофизика

shishlov54@mail.ru

²Московский физико-технический институт

³Московский авиационный институт

Обзор посвящен состоянию и направлениям развития активных фазированных антенных решеток (АФАР) для различных радиосистем.

Современные радиосистемы с АФАР создаются в широком диапазоне частот от метрового диапазона радиоволн до миллиметрового диапазона. По мере развития технологий они становятся все более дешевыми, легкими и компактными как за счет применения больших интегральных микросхем, так и за счет tile (плиточной) компоновки.

Удешевление достигается, в частности, благодаря применению в микросхемах подложек из кремний-германия (*SiGe*), используемых в компьютерных технологиях, вместо подложек на арсениде галлия (*GaAs*).

Одна такая микросхема может иметь как радиочастотные, так и цифровые цепи. Она может быть объединена с усилителями мощности СВЧ на *GaN*, *SiC* и с малощумящими приемниками на *GaAs*.

В обзоре рассмотрены системы с радиочастотным, с цифровым и с оптическим диаграммоформированием.

Рассмотрены АФАР с одноканальными и АФАР с многоканальными модулями.

Представлены различные виды компоновки модулей АФАР: модули кирпичного типа (brick), модули плиточного типа (tile).

В зависимости от мощности тепловыделений, в АФАР применяют воздушные или жидкостные системы охлаждения, которые представлены в докладе.

В системах, где требуется высокий потенциал создаются комбинированные микросхемы, в которых объединены достоинства *SiGe* (относительно малая стоимость) и *GaAs* (высокие энергетические характеристики). АФАР с микросхемами на *GaAs* могут использоваться в качестве облучателей в гибридных зеркальных антеннах с высокими значениями коэффициента усиления и небольшими секторами сканирования.

В стоимостном выражении число создаваемых коммерческих радиосистем с АФАР на *SiGe* стало уже больше, чем число создаваемых радиосистем специального назначения с АФАР на *GaAs*.

В докладе приведены примеры радиосистем различного назначения с АФАР.

За последние более чем полвека радиосистемы с АФАР претерпели революционные изменения и имеют характеристики, которые превышают самые смелые ожидания.

Технологии последних лет, в особенности, цифровое диаграммоформирование, позволяют рассчитывать, что радиосистемы с АФАР получат дальнейшее развитие как в части функциональных, так и в части эксплуатационных и стоимостных характеристик.

ЛИТЕРАТУРА

1. Шишлов А.В., Денисенко В.В., Левитан Б.А., Топчиев С.А., Шитиков А.М. Активные фазированные антенные решетки – состояние и тенденции развития. // Журнал радиоэлектроники [электронный журнал]. 2022, №10

АВТОРСКИЙ УКАЗАТЕЛЬ

А			
Акопян Г.Л.	107	Ковалев Ф.Н.	269
Анциперов В.Е.	223, 275	Колесников А.В.	118
Артюшенко В.М.	193, 200	Кондаурова В.В.	153
Ахияров В.В.	74	Корляков Д.С.	14
Б		Корниенко В.Н.	285
Бадеев В.А.	122	Корчагин Ю.Э.	135, 141, 165
Бараболя Б.А.	26	Крылова М.А.	253
Баранюк А.В.	260	Крюковский А.С.	171
Баскаков А.И.	217	Кузьмин Л.В.	279
Батанов В.В.	66	Кулагин В.В.	285
Бендер О.В.	31	Кулиев М.В.	70
Бирюков И.Д.	54	Куликова А.В.	90
Бухман Н.С.	90	Кутуза Б.Г.	159, 171, 293
Бова Ю.И.	171	Кутуза И.Б.	159
В		Л	
Валуев В.В.	285	Лаврентьев О.А.	84
Вдовин В.Ф.	269	Латыпов Р.Р.	177
Власенко Д.А.	118	Левитан Б.А.	297
Воловач В.И.	200, 200	Литвинов С.В.	14, 78
Ву Б.Х.	101	М	
Г		Маврычев Е.А.	229, 235, 241, 247
Габриэльян Д.Д.	26	Максимович Е.С.	122
Гайкович К.П.	122	Максимович Е.С.	122
Головацкая Е.Э.	165	Мансуров Г.К.	275
Горбунов Р.В.	78	Махров С.П.	66
Горбунов Ю.Н.	60, 107	Микаэльян С.В.	118
Д		Мингалев А.Н.	95, 98
Данилычев М.В.	159, 275	Митник Л.М.	260, 289
Денисенко В.В.	297	Митник М.Л.	260
Е		Молев А.А.	153
Егоров В.В.	95, 98	Н	
Егоров Д.П.	159	Назаров Л.Е.	66, 70, 293
Жарков С.Н.	128	Николенко Б.Б.	48
З		Никулина А.Н.	48
Зайцев И.В.	128	Нурмухаметов Р.Р.	177
Звезда М.Ю.	84	О	
И		Ошлаков В.Г.	212
Исаев И.Д.	182	П	
К		Панова О.Ю.	188
Капранов С.В.	20	Панфилова М.А.	260, 289
Караваев С.В.	26	Пермяков В.А.	188
Караев В.Ю.	260, 289	Пермяков С.В.	217
Киреев А.А.	66	Петров Ю.Г.	26
Кириллов А.С.	265	Петухов А.В.	26
Клочко В.К.	101	Пехтерев А.П.	241
Коберниченко В.Г.	43	Пискарев Я.А.	66
Ковалев А.Н.	269	Подковкин В.А.	48

Попов П.Б.	48		
Пропасти А.А.	8		
Прохоренко В.В.	8		
Прыгунов А.Г.	26		
		Р	
Растягаев Д.В.	171		
Румянцев А.И.	112		
Рыжов А.И.	206		
		С	
Салеев В.Ю.	78		
Савельев А.Н.	182		
Саворский В.П.	188		
Санников В.Г.	147		
Самонова К.В.	31		
Семенов А.Н.	182		
Семерник И.В.	31		
Сидоркина Ю.А.	118		
Сосновский А.В.	37, 43		
Сотникова Н.В.	253		
Страхов С.Ю.	253		
Сьерра-Теран К.М.	206		
			Т
		Тараканов А.Ю.	112
		Тарасенко А.А.	31
		Тимошенко П.И.	60
		Титов К.Д.	128, 135, 141, 153, 165
		Топчиев С.А.	297
		Тунгушпаев А.А.	118
			Ф
		Фирсов Н.А.	217
			Ч
		Черепенин В.А.	285
		Черный В.В.	20
		Чистяков Е.А.	78
		Чупин М.М.	177
			Ш
		Шапошникова А.М.	84
		Шитиков А.М.	297
		Шишлов А.В.	297
		Шокова Ю.А.	84
		Штарев Д.В.	247

ДЛЯ ЗАМЕТОК