

Харьковский национальный университет радиоэлектроники

Академия наук прикладной радиоэлектроники

ПРИКЛАДНАЯ РАДИОЭЛЕКТРОНИКА

Научно-технический журнал

И.о. главного редактора

Чурюмов Г.И.

Зам. главного редактора

Дохов А.И.

Редакционный совет

Гузь В.И., Довбня А.Н., Егоров А.М., Калугин В.В., Кравченко В.И.,
Назаренко И.П. (Россия), Неклюдов И.М., Пресняк И.С., Симонов К.Г. (Россия),
Симанков В.С. (Россия), Слипченко Н.И., Чабдаров Ш.М. (Россия),
Яковенко В.М., Ярошенко В.С. (Россия)

Редакционная коллегия

Абрамович Ю.И. (США), Бодянский Е.В., Борисов А.В., Буц В.А., Бых А.И.,
Гомозов В.И., Жуйков В.Я., Зарицкий В.И., Кипенский А.В., Кульпа К. (Польша),
Леховицкий Д.И., Литвинов В.В., Лукин К.А., Мачехин Ю.П.,
Модельский Й. (Польша), Нерух О.Г., Поляков Г.А., Ролинг Г. (Германия),
Седышев Ю.Н., Серков А.А., Сухаревский О.И., Чурюмов Г.И.,
Шифрин Я.С., Шкварко Ю.В. (Мексика)

Адрес редакции:

Редакция журнала «Прикладная радиоэлектроника»
Харьковский национальный университет радиоэлектроники
просп. Науки, 14, 61166, Харьков, Украина
Тел.: + 38 (057) 702 10 57
Факс: + 38 (057) 702 10 13
E-mail: are@kture.kharkov.ua
<http://www.anpre.org.ua>

СОДЕРЖАНИЕ

ЛОКАЦИЯ И НАВИГАЦИЯ

- Дохов А. И., Жалило А. А., Бессонов Е. А., Дицкий И. В., Катюшина Е. В., Лукьянова О. А.*
Проведение измерений и оценка качества навигационных кинематических GPS-определений
в городских условиях 3
- Рябуха В. П.* Адаптивные системы защиты РЛС от шумовых помех.
1. Корреляционные автокомпенсаторы на основе стохастических градиентных алгоритмов адаптации 11
- Shkvarko Yuriy, Amao Joel, and Yañez Israel.* Virtual beamforming-based regularization approach
for enhanced radar/SAR imaging 26
- Апикова А. Е.* Пассивная эхолокация в диагностике пневмоний у новорожденных
и детей младшего возраста 39

МИКРОВОЛНОВАЯ ТЕХНИКА И ТЕХНОЛОГИИ

- Быков В. Н., Колчигин Н. Н., Осинский Г. Г., Бережная Т. Д.* Оценка эффективности
средств защиты малоразмерных наземных объектов от пассивно-активных
радиометрических систем обнаружения 45
- Пенкин Ю. М., Катрич В. А., Дахов В. М., Нестеренко М. В., Пиеничная С. В.* Сферическая
антенна для систем мобильной связи 51
- Антоненко Е. А., Кожешкурт В. А., Карпов А. И., Мустецов Н. П.* Исследование возможностей
метода коаксиального зонда для измерения дисперсии диэлектрической проницаемости биопроб 57

ИНФОРМАЦИОННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ

- Бражникова Е. Н., Перова И. Г., Плисс И. П.* Нео-фаззи подход в задачах online
медико-биологической диагностики 63

КРАТКИЕ СООБЩЕНИЯ

МИКРОВОЛНОВАЯ ТЕХНИКА И ТЕХНОЛОГИИ

- Гордиенко Ю. Е., Полищук А. В., Пятайкина М. И.* Системы АПЧ задающих
генераторов в современной СВЧ диагностике различных объектов 70
- Штода Д. А., Антоненко Е. А., Мустецов Н. П.* Исследование возможностей
микроволновой визуализации в медицине 75

ИНФОРМАЦИОННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ

- Бодянский Е. В., Дейнеко А. А., Заика А. А., Куценко Я. В.* Нечеткая кластеризация
потоков данных с помощью EM-алгоритма на основе самообучения по Т. Кохонену 80

- Поздравление Якова Соломоновича ШИФРИНА с наградой Pioneer Award 2015 г. 84

ПРОВЕДЕНИЕ ИЗМЕРЕНИЙ И ОЦЕНКА КАЧЕСТВА НАВИГАЦИОННЫХ КИНЕМАТИЧЕСКИХ GPS-ОПРЕДЕЛЕНИЙ В ГОРОДСКИХ УСЛОВИЯХ

А. И. ДОХОВ, А. А. ЖАЛИЛО, Е. А. БЕССОНОВ, И. В. ДИЦКИЙ,
Е. В. КАТЮШИНА, О. А. ЛУКЬЯНОВА

Приведены результаты экспериментальной оценки качества навигационных GPS-определений в городских условиях. В результате проведенных экспериментов подтверждено заметное ухудшение качества GPS-навигации в условиях городских «каньонов» и вблизи зеленых насаждений – значительная часть (~20%) экспериментальных результатов являются неудовлетворительными по таким характеристикам, как доступность и точность навигационных определений. Для обеспечения навигационного решения удовлетворительного качества в городских условиях необходимо использовать как интегрирование спутниковых и инерциальных навигационных систем, так и многосистемные спутниковые приемники. Показано, что для отработки методов и алгоритмов навигационных определений создан макет, который позволяет осуществлять и регистрировать автономные и дифференциальные GPS-измерения на борту подвижных транспортных средств. В дальнейшем макет будет дополнен инерциальными MEMS-датчиками и позволит выполнить экспериментальную отработку и исследования характеристик интегрированной навигационной системы.

Ключевые слова: глобальные навигационные спутниковые системы (ГНСС/GPS), дифференциальный режим позиционирования, интегрированная навигационная система, инерциальная навигационная система (ИНС).

ВВЕДЕНИЕ

Для определения параметров движения транспортных средств в настоящее время широко используется аппаратура спутниковой навигации, обладающая по сравнению с другими средствами более высокой точностью определения местоположения при значительно меньшей стоимости. Но точность позиционирования с использованием сигналов глобальных навигационных спутниковых систем (ГНСС) существенно зависит от конфигурации рабочего спутникового созвездия – количества и пространственного расположения одновременно наблюдаемых спутников. Для определения навигационных параметров потребителя (координат и составляющих вектора скорости) с удовлетворительной точностью необходимо наблюдать одновременно не менее четырех спутников ГНСС при их приемлемом расположении по отношению к потребителю так, чтобы геометрический фактор PDOP (Positioning Dilution Of Precision) [1] не превышал значения $\sim 5\div 6$. В больших городах с высотными зданиями, при движении под мостами и в тоннелях, на пересеченной местности, в окружении лесных массивов и др. эти требования зачастую не выполняются, что приводит к невозможности определения навигационных параметров с заданной точностью ($\sim 1\div 2$ м – см., например, требования [2]) и надежностью (по показателям доступности, целостности и непрерывности обслуживания [2]). Сложности определения местоположения транспортных средств по сигналам ГНСС в городских условиях возникают из-за маскирования сигналов зданиями, переотражений и ослабления сигналов листвой деревьев.

Повысить точность и надежность позиционирования в городских условиях можно путем привлечения дополнительной информации в процессе обработки спутниковых навигационных измерений. Такую дополнительную информацию могут предоставлять инерциальные навигационные системы (ИНС), точность которых не зависит от влияния внешних факторов. Кроме того, известно, что и использование сигналов нескольких ГНСС (например, GPS+ГЛОНАСС) также позволяет повысить точность и надежность навигационных определений.

Интегрирование ГНСС+ИНС позволяет, во-первых, исключить потери навигационной информации там, где потеряно слежение за сигналами навигационных спутников, и, во-вторых, «помочь» ГНСС-приемнику осуществить мгновенное восстановление слежения за навигационными сигналами после восстановления радиовидимости. ГНСС-датчик информации, в свою очередь, обеспечивает получение начальных условий (текущие координаты и составляющие вектора скорости объекта) для работы ИНС. Таким образом, интегрированная система позволяет обеспечить требуемые характеристики надежности навигационных определений. Инерциальные устройства ИНС могут включать в себя системы датчиков-акселерометров и датчиков-гироскопов в различных конфигурациях для определения местоположения и параметров угловой ориентации. В последние годы для транспортных приложений часто используются относительно недорогие инерциальные микромеханические датчики MEMS [3], которые интегрируются с ГНСС OEM-модулями.

В данной статье описаны результаты экспериментальной оценки качества навигационных кинематических GPS-определений в городских условиях, выполненной в рамках подготовки к проведению экспериментов с макетом интегрированной (GPS+ИНС) навигационной системы. Цель проведения эксперимента состояла в оценке качества автономных навигационных GPS-определений в указанных условиях, в подтверждении актуальности и необходимости разработки и внедрения интегрированных (ГНСС+ИНС) навигационных систем для мониторинга наземного транспорта, а также в разработке рекомендаций для проведения последующих экспериментов с макетом интегрированной навигационной системы.

1. КРАТКОЕ ОПИСАНИЕ ЭКСПЕРИМЕНТА

Экспериментальное исследование качества кинематических GPS-определений в городских условиях было проведено в июне 2015 г. в г. Харькове.

Суть эксперимента состояла в следующем.

С использованием созданного макета бортового GPS оборудования, установленного на автомобиле, 6 июня 2015 г. были проведены навигационные кинематические (в ходе движения автомобиля по улицам Харькова) одночастотные кодовые GPS-определения в автономном и дифференциальном режимах. При этом использовались DGPS/RTK-коррекции, формируемые GPS/EGNOS-станцией «SURE» Харьковского национального университета радиоэлектроники (ХНУРЭ), передаваемые мобильным потребителям посредством технологии NTRIP. После этого были выполнены обработка и анализ полученных результатов навигационных определений с использованием имеющегося экспериментального программного обеспечения (ПО) «OCTAVA» [4] собственной разработки. Были оценены погрешности определения навигационных параметров движущегося автомобиля в различных условиях проведения измерений, сделаны выводы относи-

тельно необходимости использования интегрированных GPS+ИНС навигационных систем в городских условиях и сформулированы рекомендации для проведения последующих экспериментов.

Для проверки работоспособности макета бортового GPS-оборудования и надежности функционирования сервера Главной астрономической обсерватории (ГАО) НАН Украины (г. Киев), через который распространяются DGPS/RTK-коррекции базовой станции «SURE», перед началом эксперимента была проведена тестовая сессия дифференциального кодового навигационного решения в статическом режиме с визуальным анализом качества навигационного решения до и после приема дифференциальных DGPS-коррекций.

2. ХАРАКТЕРИСТИКИ ВЫБРАННОГО МАРШРУТА ДВИЖЕНИЯ

Маршрут движения автомобиля был разработан таким образом, чтобы на протяжении его присутствовали различные условия радиовидимости созвездий спутников: выбирались как участки с плотной городской застройкой, зелеными насаждениями, так и участки открытой местности – на улицах, мостах и дамбах.

Запланированный маршрут движения автомобиля приведен на карте на рис. 1. Крестиком указано расположение базовой станции «SURE» – на крыше корпуса «И» ХНУРЭ.

Разработанный маршрут был разбит на 16 участков, краткое описание которых представлено в табл. 1.

Ниже приведено более подробное, с учетом особенностей местности, описание маршрута движения автомобиля во время экспериментальной сессии измерений:

1) движение начиналось от корпуса «И» ХНУРЭ с зелеными насаждениями по ул. Серповой;

2) выполнялся поворот с ул. Серповой на пр. Ленина (в настоящее время – пр. Науки) в сторону ул. Ахсарова;



Рис. 1. Маршрут движения автомобиля и расположение базовой станции «SURE» (карта повернута вправо на +90°)

3) выполнялось движение по пр. Ленина, где автомобиль двигался вдоль плотной городской застройки с зелеными насаждениями;

4) выполнялось движение по открытой местности – дамбе (между ул. Новгородской и ул. Отакара Яроша), после чего движение осуществлялось по пр. Ленина – снова в условиях городской застройки;

5) в районе станции метро «23 Августа» движение автомобиля повторяло изгиб проспекта;

6) выполнялся поворот с пр. Ленина на ул. Ахсарова;

7) выполнялось движение по ул. Ахсарова через Алексеевский мост, где измерения выполнялись на открытой местности;

8) после проезда моста выполнялся разворот в обратную сторону;

9) осуществлялся проезд участков 1–8 в обратном направлении;

10) осуществлялся разворот на перекрестке пр. Ленина и пр. Правды, и автомобиль двигался к ул. Серповой в условиях плотной городской застройки с зелеными насаждениями;

11) выполнялся поворот с пр. Ленина на ул. Серповую к корпусу «И» ХНУРЭ, где и завершилась сессия.

Таблица 1

Участки маршрута движения автомобиля

№ участка маршрута	Описание участка маршрута (улица, проспект и т.д.)
1, 16	ул. Серповая, корпус «И» ХНУРЭ
2, 15	поворот с пр. Ленина на ул. Серповую
3-5, 11-13	движение по пр. Ленина
4, 12	дамба на пр. Ленина
5, 11	поворот на пр. Ленина в районе станции метро «23 Августа»
6, 10	поворот с пр. Ленина на ул. Ахсарова
7, 9	ул. Ахсарова (мост)
8	разворот на ул. Ахсарова (середина маршрута)
14	разворот на перекрестке пр. Ленина и пр. Правды

Начальная и конечная точки выбранного маршрута движения совпадали между собой и находились недалеко (на расстоянии порядка 100–200 м) от базовой станции «SURE». Максимальное удаление автомобиля от базовой станции в ходе проведения эксперимента составило около 4 км. Средняя скорость движения автомобиля – 25 км/ч, максимальная – 60 км/ч.

3. ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЙ МАКЕТ ДЛЯ GPS-НАВИГАЦИИ ПОДВИЖНЫХ ОБЪЕКТОВ

Для проведения эксперимента было использовано следующее оборудование: SMART-антенна со встроенным одночастотным (L1) GPS приемником, 3G модемом, ноутбук с необходимым ПО, источник бесперебойного питания, аккумулятор и соединительные кабели.

SMART-антенна со встроенным GPS приемником OEMV1 геодезического класса компании NovAtel (Канада) была закреплена на крыше автомобиля с помощью магнита. На рис. 2 представлена фотография SMART-антенны, установленной на автомобиле. Для поддержки автономной работы ноутбука и питания GPS приемника были использованы источник бесперебойного питания и аккумулятор.



Рис. 2. Крепление SMART-антенны на крыше автомобиля

Для регистрации измерительной информации приемника и приема DGPS/RTK-коррекций от станции «SURE» был использован ноутбук с доступом в сеть Internet через 3G модем.

3G модем принимал дифференциальные DGPS-коррективы, формируемые станцией «SURE», посредством NTRIP-технологии передачи данных через сервер ГАО НАН Украины.

Для настройки и регистрации данных приемника использовались ПО управления приемником «NovAtel Connect» и ПО обмена информацией между приемником, ноутбуком и 3G Internet-радиомодемом «GNSS Surfer».

Обмен данными (три потока) между приемником и ноутбуком выполнялся через USB-порт, который создает три виртуальные COM-порта со стандартным протоколом передачи данных RS-232. Первый поток содержал DGPS-коррективы, которые передавались GPS-приемнику по протоколу NTRIP. Второй поток данных содержал «сырую» измерительную информацию (кодовые псевдодальности, фазовые измерения доплеровские смещения, амплитуды сигналов и другие данные) на трассах «спутники–приемник» и записывался на жесткий диск ноутбука. Третий поток данных содержал дифференциальное (либо автономное) кодовое навигационное решение приемника – координаты в Гринвичской системе координат, составляющие вектора скорости, оценки СКО параметров движения. Этот поток также записывался на жесткий диск ноутбука. Одновременно на экране ноутбука отображались результаты текущего навигационного решения (в географической системе координат).

нат — широта B , долгота L и высота H), а также дополнительная информация о характеристиках текущего решения — геометрические факторы, количество спутников и их расположение на небосклоне, амплитуды принимаемых сигналов, оценки СКО координат.

На рис. 3 и 4 приведены фотографии, иллюстрирующие подготовку макета к проведению измерительной сессии.



Рис. 3. Подготовка к проведению эксперимента

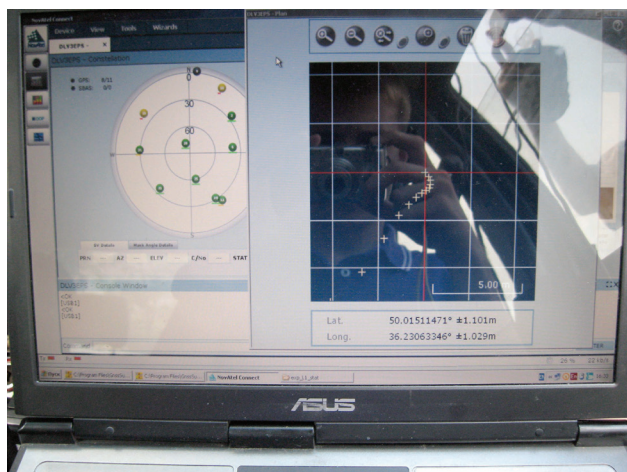


Рис. 4. Снимок экрана монитора с отображением фрагментов управления работой макета

4. РЕЗУЛЬТАТЫ ОБРАБОТКИ И АНАЛИЗА КИНЕМАТИЧЕСКИХ GPS-ИЗМЕРЕНИЙ

После окончания эксперимента «сырая» измерительная информация (в бинарном формате приемника NovAtel) была преобразована в RINEX-файл с использованием штатного конвертора. В результате обработки зарегистрированных на борту автомобиля GPS-измерений с использованием ПО постобработки «ОСТАВА» и «GrafNAV/GrafNET» (Waypoint Consulting/NovAtel, Канада) не удалось сформировать эталонную траекторию сантиметровой точности с использованием фазовых наблюдений из-за неудовлетворительных условий приема GPS сигналов. Это иллюстрируют графики зон радиовидимости (интервалов слежения) спутников на рис. 5. На этом рисунке представлены интервалы

наличия зарегистрированных оценок параметров сигналов («сырых» измерений) — кодовых задержек, доплеровских частот, фаз, амплитуд.

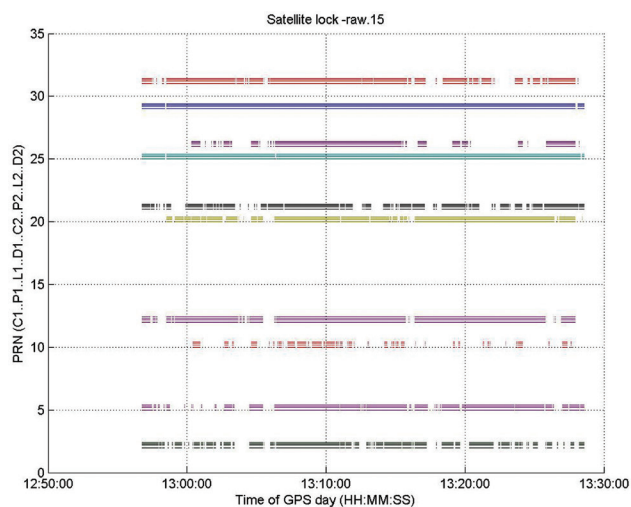


Рис. 5. Графики зон радиовидимости спутников

Из рис. 5 видно, что полученные наблюдения навигационных параметров имеют частые и во многих случаях протяженные пропуски, что объясняется ослаблениями сигналов листвой и стволами деревьев, препятствиями дорожной инфраструктуры (столбы, рекламные баннеры), влиянием возможных сильных переотражений сигналов от зданий (многолучевость), затенениями из-за находящихся рядом на дороге автомобилей и, как следствие, потерями слежения. Такая «морзянка» представляет весьма сложную проблему при обработке фазовых наблюдений, когда необходимо исключить циклические и полуциклические фазовые скачки (а они появляются практически всегда после потери слежения и пропусков наблюдений) и выполнить разрешение фазовой неоднозначности, требующее (особенно в случае одночастотных наблюдений) хотя бы нескольких минут непрерывного слежения за созвездием из 6 и более спутников. Эти условия в данной сессии наблюдений не выполняются и контроль качества не прошли ~90% фазовых измерений. Также на интервале наблюдений зафиксированы и немногочисленные эпохи (моменты времени), на которых, из-за малого количества спутников и высокого уровня шумов и многолучевости, не удалось получить даже кодового решения.

Поэтому в дальнейшем выполнялся анализ полученного приемником в реальном времени кодового и доплеровского дифференциального навигационного решения, а также камерального автономного кодового недифференциального решения, полученного в ходе постобработки «сырых» наблюдений. Оценка характеристик доступности и точности навигационных решений выполнялись с использованием оценок геометрического фактора PDOP, определяющего качество текущего спутникового созвездия, анализа количества одновременно «видимых»

спутников и результатов дифференциальных кодовых навигационных определений и их отображений на картах Google, сопоставления изменения характеристик координатного решения, составляющих вектора скорости, оценок СКО текущих координат, полученных приемником, и других параметров в различных условиях наблюдений – на разных участках маршрута с отличающимися условиями радиовидимости спутников (в условиях городской застройки или в условиях открытой местности).

Кроме того, для оценки точности навигационного решения в дифференциальном и абсолютном режимах позиционирования были получены апостериорные оценки СКО разбросов координат относительно средних значений на выбранном статическом участке наблюдений (например, когда автомобиль стоял на светофоре ~25–30 с).

На рис. 6 и 7 представлены изменения в течение измерительной сессии количества одновременно «видимых» навигационных спутников и параметра PDOP, характеризующего геометрическое ухудшение точности навигационных определений и доступность навигационных определений.

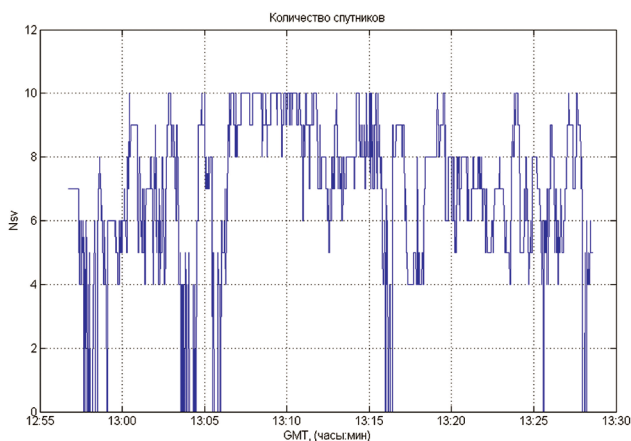


Рис. 6. Изменение количества одновременно «видимых» спутников

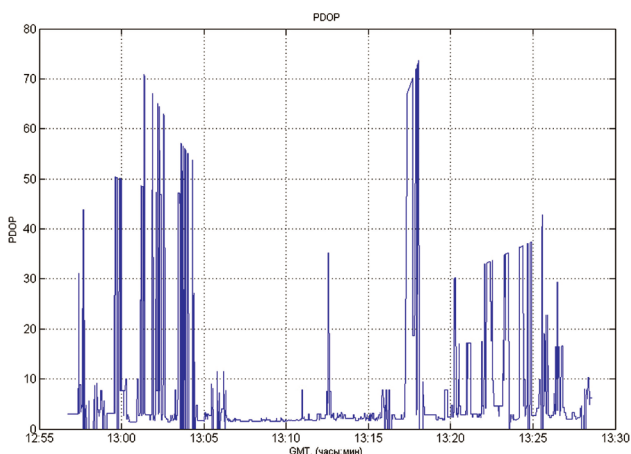


Рис. 7. Изменение параметра PDOP в движении автомобиля в условиях городской застройки (по результатам постобработки)

На рис. 8 показаны оценки СКО текущих координат, полученных приемником в реальном времени.

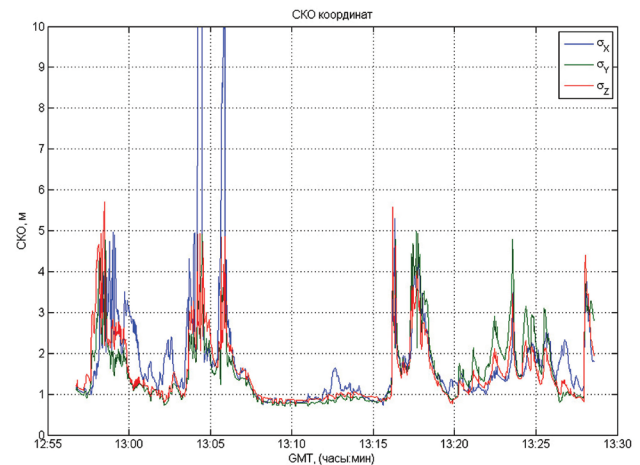


Рис. 8. Оценки СКО дифференциальных координатных определений в реальном времени

На рис. 9 представлено изменение расстояния (удаления) автомобиля от первоначальной точки маршрута (на ул. Серповой), на рис. 10 – изменение модуля вектора скорости автомобиля в ходе движения (погрешности оценивания составляющих вектора скорости V_x , V_y , V_z в реальном времени по выходным данным приемника не превышали 0,1 м/с), на рис. 11 показано изменение высоты автомобиля в ходе движения.

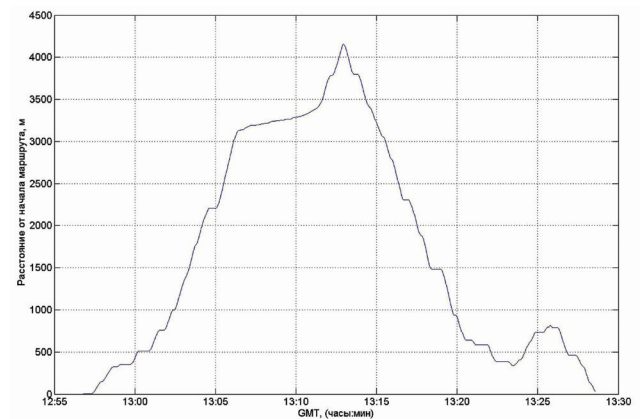


Рис. 9. Изменение расстояния (удаления) автомобиля от первоначальной точки маршрута (на ул. Серповой)

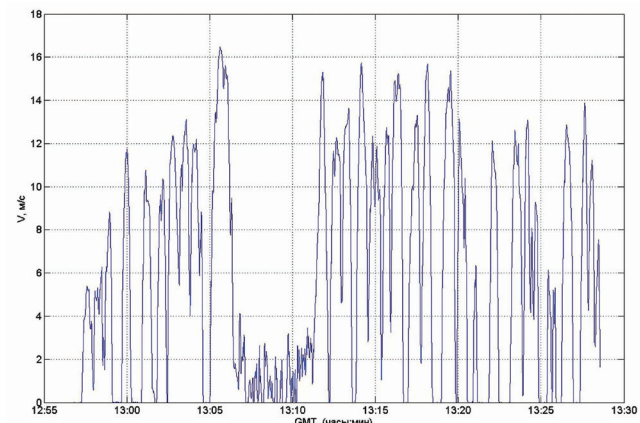


Рис. 10. Изменение модуля вектора скорости автомобиля в ходе движения

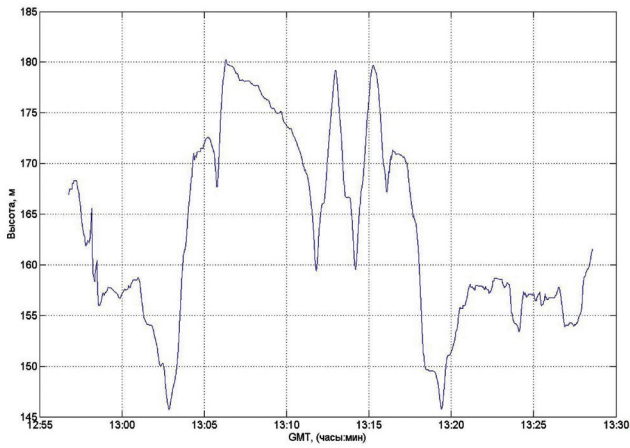


Рис. 11. Изменение эллипсоидальной высоты H (в метрах) автомобиля в ходе движения

Из приведенных выше данных и их анализа были сделаны следующие выводы.

В условиях движения в городских «каньонах», ослабления сигналов листвою и стволами деревьев, препятствиями дорожной инфраструктуры, в условиях влияния многолучевости, затенений из-за находящихся рядом на дороге автомобилями геометрический фактор PDOP может достигать больших значений (в рассматриваемом случае – до 74). PDOP определяет, во сколько раз увеличиваются погрешности оценивания координат объекта по сравнению с погрешностями измерения навигационного параметра (например, кодовых псевдодальностей). Так, если PDOP не превышает 6 (принятая типовая граница достижения удовлетворительной доступности ГНСС и точности позиционирования), то при погрешностях кодовых псевдодальностей $\sim 0,5$ м погрешности координат составят в плане 1–2 м и 2–3 м по высоте. В нашем случае в моменты времени достижения PDOP пиковых значений (рис. 7) погрешности навигационных определений достигают нескольких десятков метров, что подтверждается оценками приемника в реальном времени на рис. 8. На рис. 6 и рис. 7 также видно несколько участков наблюдений, где число «видимых» спутников достигает десяти, а значение PDOP не превышает 2–10. Эти данные соответствуют открытым участкам местности, например, участки маршрута 4, 12 и 7, 9, которые соответствуют дамбе на пр. Ленина и мосту на ул. Ахсарова соответственно. Подсчет для данной сессии эпох с «плохим» PDOP > 6 показал, что определения с неудовлетворительной точностью составляют $\sim 20\%$ от общего количества данных. Иначе говоря, только $\sim 80\%$ эпох характеризуются удовлетворительной точностью навигационных определений уровня $\sim 1-2$ м (в плане) при условии, что геометрическая конфигурация рабочего созвездия удовлетворительна (PDOP < 6).

5. АПОСТЕРИОРНАЯ ОЦЕНКА ТОЧНОСТИ НАВИГАЦИОННОГО РЕШЕНИЯ НА СТАТИЧЕСКОМ УЧАСТКЕ НАБЛЮДЕНИЙ ВО ВРЕМЯ ОСТАНОВКИ АВТОМОБИЛЯ

Поскольку эталонную траекторию с использованием фазовых наблюдений получить не удалось, апостериорная оценка точности координатного решения в дифференциальном и абсолютном режимах позиционирования была получена на статическом участке наблюдений. Для этого был выбран участок наблюдений во время остановки (~ 30 с) перед светофором на перекрестке пр. Ленина и ул. Новгородской. На этом участке текущие координаты автомобиля (приемной антенны) были усреднены и затем оценены их разбросы (погрешности) относительно средних значений. Разбросы координат в плане (B , L) и высоте H (B – по направлению «Север-Юг», L – по направлению «Запад-Восток», H – эллипсоидальная высота) в абсолютном и дифференциальном режимах навигационных определений представлены на рис. 12 и 13.

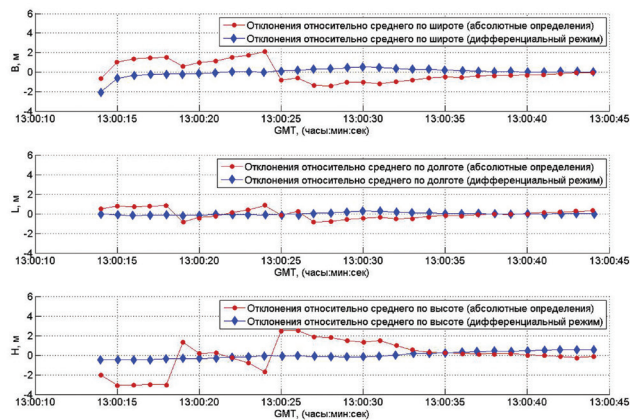


Рис. 12. Разбросы координат (в метрах) в плане (B , L) и высоте H на участке кратковременной остановки автомобиля для абсолютного и дифференциального режимов навигационных определений

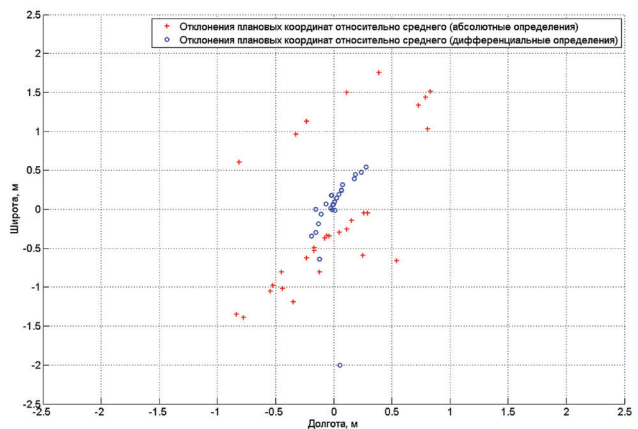


Рис. 13. Разбросы координат (в метрах) в плане (B , L) на участке кратковременной остановки автомобиля для абсолютного и дифференциального режимов навигационных определений

Как следует из анализа приведенных результатов, разбросы координат неподвижного объ-

екта, полученных в дифференциальном режиме определений, находятся в пределах нескольких дециметров ($PDOP \approx 2$), в то время как разбросы координат объекта, полученных в автономном (недифференциальном) режиме, достигают $\sim 2 \div 3$ м ($PDOP \approx 2$). Приведенный пример наглядно иллюстрирует существенное повышение точности дифференциальных навигационных определений, что является одним из способов преодоления проблем спутникового позиционирования в условиях городской застройки.

ВЫВОДЫ И РЕКОМЕНДАЦИИ

Выполненные в ходе эксперимента навигационные кинематические GPS-определения подтвердили заметное снижение качества GPS-навигации в городских условиях (городские «каньоны», множественные переотражения GPS сигналов и их ослабление листвой деревьев).

Анализ результатов навигационных кинематических GPS-определений, полученных в типичных городских условиях, показал, что значительная часть ($\sim 20\%$) данных являются неудовлетворительными по доступности и точности, что не позволяет получать надежное высокоточное фазовое навигационное решение (на сантиметровом уровне точности). Это обусловлено, главным образом, ухудшением условий радиовидимости в ходе проведения измерений из-за затенения спутниковых сигналов зданиями, деревьями, проезжающим транспортом и др. Кроме того, необходимо отметить, что чувствительность (минус 160 дБВт) данного типа GPS-приемников для работы в городских условиях недостаточна.

Подтверждено, что дифференциальный режим определений позволяет приблизительно в 2–5 раз уменьшить погрешности кодового навигационного решения по сравнению с автономным режимом до уровня $\sim 1\text{--}2$ м при условии, что геометрическая конфигурация рабочего созвездия удовлетворительна ($PDOP < 6$). Использование дифференциального режима является одним из способов преодоления проблем спутникового позиционирования в городских условиях.

В условиях городской застройки и зеленых насаждений для существенного увеличения доступности ГНСС рекомендуется использовать аппаратуру для приема навигационных сигналов нескольких систем (GPS, ГЛОНАСС и др.), а также использовать приемники с повышенной чувствительностью (минус 180–190 дБВт). Использование аппаратуры GPS+ГЛОНАСС существенно снизит вероятность «плохой» конфигурации рабочего созвездия с величиной параметра геометрического ухудшения точности $PDOP > 6$.

Интегрирование измерений ГНСС+ИНС является необходимым не только для обеспечения навигационного решения удовлетворительного качества при потере радиовидимости и слежения за достаточным количеством спутников ГНСС (потеря доступности ГНСС), но и для

повышения точности и надежности совместного интегрированного навигационного обеспечения (например, при «плохом» геометрическом факторе PDOP или при наблюдении меньше необходимого числа спутников) в неблагоприятных городских условиях.

Созданный экспериментальный макет для отработки методов и алгоритмов спутниковой навигации подвижных объектов подтвердил работоспособность, возможность проведения и регистрации GPS-измерений на борту подвижных транспортных средств (включая регистрацию принимаемых средствами мобильного Internet дифференциальных коррекций). Макет планируется дополнить инерциальными MEMS-датчиками для экспериментальной отработки методов и алгоритмов интегрирования измерителей с различными принципами построения и функционирования.

Для наиболее объективной апостериорной оценки точности навигационных определений в любом из рассмотренных вариантов построения бортового оборудования транспортных средств необходимо получение кинематического фазового решения сантиметрового уровня точности. Для этого целесообразно включить в состав бортового оборудования транспортного средства дополнительный двухчастотный многосистемный (GPS+ГЛОНАСС+Beidou/Compass+Galileo) приемник геодезического класса с возможностью кинематического RTK-позиционирования (RTK – Real Time Kinematic) в реальном времени с подключением основного (тестируемого) и эталонного ГНСС-приемников к одной приемной антенне через сплиттер. Такой способ получения опорной (точной) траектории объекта успешно использовался ранее сотрудниками ХНУРЭ и ГАО НАНУ в ходе выполнения международных проектов «EEGS» и «EEGS-2» в рамках европейской программы FP7 в 2010–2013 гг.

Литература

- [1] Гофман-Велленгоф Б., Лихтенеггер Г., Коллинз Д. Глобальная система визначення місцеположення (GPS). Теорія і практика. – Київ: Наукова Думка, 1996. – 380 с.
- [2] US Department of Transportation, Radionavigation Systems Task Force. A Report to the Secretary of Transportation (Appendix D. Agency Requirements & System Capabilities Analysis), January 2004. – 134 p.
- [3] Titterton David H., Weston John L. Strapdown Inertial Navigation Technology – 2nd Edition – The Institution of Electrical Engineers, 2004. – 581 p.
- [4] Жалило А.А., Желанов А.А., Шелковенков Д.А., Дицкий И.В., Бессонов Е.А. Совместные текущие разработки и исследования ХНУРЭ и ГАО НАН Украины в области точного ГНСС-позиционирования / Труды 4-го Международного радиоэлектронного форума «Прикладная радиоэлектроника. Состояние и перспективы развития», 18–21 октября 2011, Харьков. – Т. 1, ч. 2. – С. 18–20.

Поступила в редколлегию 02.02.2016



Дохов Александр Иванович, кандидат технических наук, профессор, заместитель проректора по научной работе ХНУРЭ, Область научных интересов: радиолокация, спутниковая навигация.



Жалило Алексей Александрович, кандидат технических наук, ведущий научный сотрудник НИЦ ИИРЭСТ, ХНУРЭ. Область научных интересов: высокоточное позиционирование и навигация по сигналам ГНСС.



Бессонов Евгений Андреевич, кандидат технических наук, м.н.с., ХНУРЭ. Область научных интересов: высокоточное позиционирование и навигация по сигналам ГНСС.



Дицкий Игорь Владимирович, кандидат технических наук, инженер-программист, РадмирТех. Область научных интересов высокоточное позиционирование и навигация по сигналам ГНСС



Катюшина Елена Владимировна, старший научный сотрудник НИЦ ИИРЭСТ, ХНУРЭ. Область научных интересов: навигация с использованием сигналов ГНСС, безопасность дорожного движения.



Лукьянова Ольга Алексеевна, научный сотрудник НИЦ ИИРЭСТ, ХНУРЭ. Область научных интересов: навигация с использованием сигналов ГНСС, безопасность дорожного движения.

УДК 629.783.527

Проведення вимірювань та оцінка якості навігаційних кінематичних GPS-визначень у міських умовах / О. І. Дохов, О. О. Жалило, І. В. Дицкий, Є. А. Бессонов, О. В. Катюшина, О. О. Лук'янова // Прикладна радіоелектроніка: наук.-техн. журнал. — 2016. — Том 15. — № 1. — С. 3–10.

Наведено результати експериментальної оцінки якості навігаційних GPS-визначень в міських умовах. В результаті проведених експериментів підтверджено помітне погіршення якості GPS-навігації в умовах міських «каньйонів» і поблизу зелених насаджень — значна частина (~20%) експериментальних результатів є незадовільними за такими характеристиками, як доступність і точність навігаційних визначень. Для забезпечення навігаційного рішення задовільної якості в міських умовах необхідно використовувати як інтегрування супутникових та інерціальних навігаційних систем, так і багатосистемні супутникові приймачі. Показано, що для відпрацювання методів і алгоритмів навігаційних визначень створений макет, який дозволяє здійснювати і реєструвати автономні і диференціальні GPS-вимірювання на борту рухомих транспортних засобів. Надалі макет буде доповнений інерціальними MEMS-датчиками і дозволить виконати експериментальне відпрацювання і дослідження характеристик інтегрованої навігаційної системи.

Ключові слова: глобальні навігаційні супутникові системи (ГНСС/GPS), диференціальний режим позиціонування, інтегрована навігаційна система, інерціальна навігаційна система (ІНС).

Табл.: 01. Іл.: 13. Бібліогр.: 04 найм.

UDC 629.783.527

Carrying out of measurements and quality evaluation of navigation kinematic GPS-positioning in urban environment / A. I. Dokhov, A. A. Zhalilo, I. V. Ditskiy, E. A. Bessonov, E. V. Katiushina, O. A. Lukyanova // Applied Radio Electronics: Sci. Journ. — 2016. — Vol. 15. — № 1. — P. 3–10.

The results of the experimental evaluation of GPS-positioning quality in urban environment are presented. The experiments proved significant deterioration of GPS-positioning quality in urban «canynons» and near green plantations — a significant portion (~ 20%) of the experimental results are not satisfactory in such characteristics as availability and positioning accuracy. To provide navigation solutions of satisfactory quality in urban areas it is necessary to use both the integration of satellite and inertial navigation systems and multi-system satellite receivers. It is shown that for the improvement of methods and algorithms for navigation determinations a prototype was created that enables to perform and record autonomous and differential GPS-measurements on board the moving vehicles. In the future the prototype will be supplemented with inertial MEMS-sensors and will perform the researches and experimental testing of the integrated navigation system characteristics.

Keywords: global navigation satellite systems (GNSS/GPS), differential positioning mode, integrated navigation system, inertial navigation system (INS).

Tab.: 01. Fig.: 13. Ref.: 04 items.

АДАПТИВНЫЕ СИСТЕМЫ ЗАЩИТЫ РЛС ОТ ШУМОВЫХ ПОМЕХ.

1. КОРРЕЛЯЦИОННЫЕ АВТОКОМПЕНСАТОРЫ НА ОСНОВЕ СТОХАСТИЧЕСКИХ ГРАДИЕНТНЫХ АЛГОРИТМОВ АДАПТАЦИИ

В.П. РЯБУХА

Первая статья цикла статей по адаптивным системам защиты РЛС от маскирующих шумовых помех. Рассматриваются аналоговый и цифровой корреляционные автокомпенсаторы с градиентными алгоритмами настройки. Поясняется причина зависимости их быстродействия от числа, расположения и интенсивности источников внешних шумовых помех. Выводится модифицированный алгоритм адаптивной настройки, обеспечивающий устойчивую работу цифрового автокомпенсатора.

Ключевые слова: шумовые помехи, адаптивные системы, корреляционные автокомпенсаторы, градиентные алгоритмы, быстродействие, объем обучающей выборки, устойчивость.

ВВЕДЕНИЕ

РЛС контроля воздушного пространства должны решать стоящие перед ними задачи в условиях воздействия различного рода помех, в частности, маскирующих шумовых помех (ШП), создаваемых точечными по пространству источниками гауссовских независимых непрерывных шумовых излучений (рис. 1.1). Они маскируют полезные сигналы (рис. 1.2) и затрудняют тем самым извлечение полезной информации.

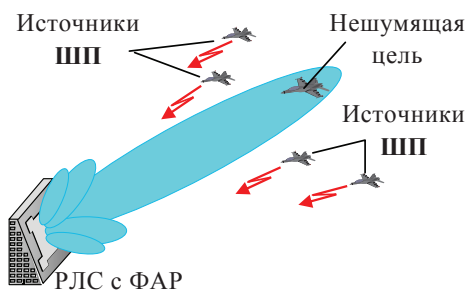


Рис. 1. Источники ШП

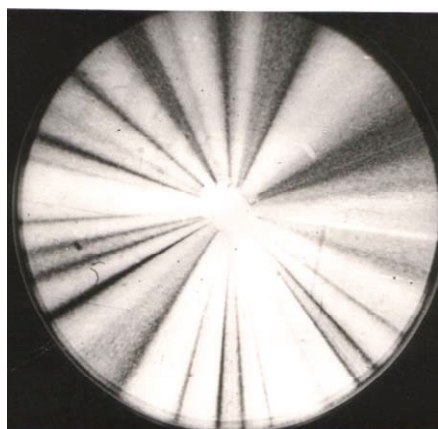


Рис. 2. Вид ИКО РЛС при воздействии ШП

Как известно, основополагающим принципом защиты РЛС (выделения полезного сигнала на фоне помех) как от шумовых, так и других помех, является использование различий параметров помехи и полезного сигнала. Оно заключается в формирова-

нии минимумов («провалов») в угловых, поляризационных, скоростных и т.п. характеристиках приемника в соответствующих «направлениях» на источники помех и максимумов в «направлении» на полезный сигнал [1]. Так, пространственные (угловые) различия между положениями цели и внешних источников шумовых излучений могут порождать отличия между полезным и мешающими сигналами. Селекцию, реализующую такие различия, называют пространственной (угловой).

На практике параметры шумовой помехи, в частности, ее пространственная корреляционная матрица Φ , как правило, неизвестна и, кроме того, они меняются во времени из-за движения источников ШП и обзора пространства самой РЛС. В этих условиях обычно невозможно обеспечить защиту РЛС системами с априори выбранными фиксированными параметрами.

Поэтому большое значение имеет способность системы защиты от помех приспосабливаться к изменяющейся помеховой обстановке, т.е. адаптироваться к ней. Адаптивные системы обработки должны оперативно извлекать и использовать недостающую информацию о параметрах помех непосредственно из входных воздействий. Процедура оценивания этих параметров – неотъемлемый элемент адаптивной обработки.

Оценки параметров непрерывных ШП получают в результате обработки **классифицированной** (без полезных сигналов) **обучающей выборки** объема K (рис. 3), порожденной только помехой. В каждом из каналов M -элементной антенной решетки (рис. 3) колебания ШП дискретизируются в моменты времени t_1, t_2, \dots, t_K . В произвольный момент времени t_i получаем M -мерный обучающий вектор комплексных амплитуд помехи:

$$\mathbf{y}_i = \mathbf{y}(t_i) = [y_1(t_i) y_2(t_i) \dots y_M(t_i)]^T. \quad (1)$$

Последовательность отсчетов во времени порождает последовательность обучающих векторов $\mathbf{y}_1, \mathbf{y}_2, \dots, \mathbf{y}_i, \dots, \mathbf{y}_K$ (рис. 3), т.е. $(M \times K)$ -мерную обучающую выборку $\mathbf{Y} = \{\mathbf{y}_i\}_{i=1}^K$.

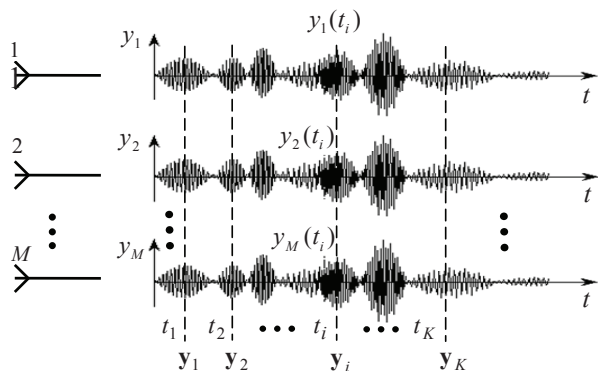


Рис. 3. Обучающие векторы

Важнейшим показателем качества адаптивных систем обработки является **быстродействие**, мерой которого служит объем выборки K , при котором потери эффективности адаптивной обработки по выбранному критерию по сравнению с гипотетической ситуацией отсутствия неопределенности не превысят допустимого предела. Это быстродействие существенно зависит от выбранного алгоритма оценивания параметров помех и степени учета имеющейся априорной информации.

Выделим 4 различных по этому показателю вида адаптивных систем защиты от ШП, получивших к настоящему времени наибольшую известность:

- корреляционные автокомпенсаторы помех на основе стохастических градиентных алгоритмов адаптации [1–15, 42–44];
- квазиньютоновские алгоритмы адаптации на основе оценок максимального правдоподобия (МП оценок) корреляционных матриц (КМ) гауссовых помех [16–24];
- квазиньютоновские алгоритмы адаптации на основе регуляризованных разновидностей МП оценок КМ [25–28];
- адаптивные многоступенчатые решетчатые фильтры на основе факторизованных представлений матриц, обратных КМ гауссовых помех, или их ленточных аппроксимаций [29–36].

Данная статья – первая из цикла статей по теории и технике обработки сигналов на фоне ШП, посвящена анализу широко используемых в существующих РЛС корреляционных автокомпенсаторов помех на основе стохастических градиентных алгоритмов адаптации. Остальные перечисленные выше адаптивные системы будут рассмотрены в последующих статьях.

Статья организована следующим образом.

В п. 1, 2 рассматривается аналоговый, а в п. 3, 4 – цифровые корреляционные автокомпенсаторы с градиентными алгоритмами настройки.

1. АНАЛОГОВЫЙ КОРРЕЛЯЦИОННЫЙ АВТОКОМПЕНСАТОР ШУМОВЫХ ПОМЕХ

А. Первые варианты корреляционных автокомпенсаторов (АК) с градиентными алгоритмами настройки в нашей стране были предложены Я.Д. Ширманом и С.И. Красногорвым в начале

60-х годов прошлого века [1, 3–5], а их "гетеродинный" вариант – В.В. Федининым и И.Г. Крыловым. Примерно в это же время такие предложения появились независимо и в США [6–8].

Такие автокомпенсаторы нашли широкое применение в практике радиолокации – РЛС 36Д6, П18ММ, П-190У, 5Н84А, 55Ж6, 1Л13, 1Л119, 5Н87М, 64Н6Е, АН/МРQ-53 и др.

Б. На рис. 4 приведена упрощенная схема аналогового многоканального корреляционного АК с выделенным (нерегулируемым) основным каналом и системой из $M - 1$ параллельно включенных регулируемых вспомогательных (компенсационных) каналов.

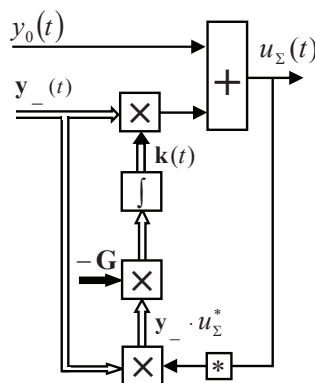


Рис. 4. Аналоговый многоканальный АК

Комплексная амплитуда помехи на его выходе

$$u_\Sigma(t) = y_\Sigma(t) = y_0(t) + \mathbf{k}^*(t) \cdot \mathbf{y}_-(t) \quad (2)$$

равна сумме комплексных амплитуд помехи в основном канале $y_0(t)$ и линейной комбинации (взвешенной сумме) помех компенсационных каналов $\mathbf{y}_-(t) = \{y_\ell(t)\}_{\ell=1}^{M-1}$, компенсирующей помеху в основном канале за счет специального подбора $(M - 1)$ -мерного вектора весов $\mathbf{k}(t)$.

При использовании в цепях корреляционной обратной связи (КОС) интегрирующих фильтров первого порядка он удовлетворяет системе дифференциальных уравнений [1, 2, 42]

$$T \cdot \frac{d \mathbf{k}(t)}{dt} + \mathbf{k}(t) = -\mathbf{G} \cdot \mathbf{y}_-(t) \cdot u_\Sigma^*(t), \quad \mathbf{k}(0) = \mathbf{k}_0, \quad (3)$$

где T – постоянная времени интеграторов (обычно одинаковая в каждом из них), $\mathbf{G} = \text{diag} \{g_i > 0\}_{i=1}^{M-1}$ – диагональная матрица коэффициентов усиления цепей КОС. Под производной от вектора здесь и далее понимается вектор производных его элементов.

Для среднего значения $\mathbf{k}(t) = \overline{\mathbf{k}(t)}$ вектора весов справедливо равенство

$$T \cdot \frac{d \mathbf{k}(t)}{dt} + \mathbf{k}(t) \approx -\mathbf{G} \cdot \overline{\mathbf{y}_-(t) \cdot u_\Sigma^*(t)}, \quad \mathbf{k}(0) = \mathbf{k}_0, \quad (4)$$

в силу которого в установившемся режиме в стационарной помеховой обстановке, когда $\mathbf{k}(t) = \mathbf{k} = \text{const}$, $\overline{\mathbf{y}_-(t) \cdot u_\Sigma^*(t)} \approx -\mathbf{G}^{-1} \cdot \mathbf{k}$, и при больших усилениях ($g_i \rightarrow \infty$)

$$\overline{\mathbf{y}_-(t) \cdot u_\Sigma^*(t)} \approx 0, \quad (5)$$

т.е. помеха (2) на выходе сумматора АК в этом режиме некоррелирована с помехами вспомогательных каналов.

Левая часть последнего равенства представляет собой градиент мощности помехи на выходе АК по компонентам вектора весов его вспомогательных каналов. При равенстве усиления цепей КОС ($\mathbf{G} = g \cdot \mathbf{I}$) вектор (3) входных напряжений их интеграторов пропорционален вектору $\mathbf{y}_-(t) \cdot u_\Sigma^*(t)$ – случайной оценке этого градиента. Поэтому алгоритм настройки (адаптации) (3) АК (рис. 4) при $\mathbf{G} = g \cdot \mathbf{I}$ называется (стохастическим) градиентным [1, 2, 18, 19, 42].

Справедливость равенства (5) означает, что составной M – мерный вектор

$$\mathbf{r} = \{r_j\}_{j=1}^M = \begin{bmatrix} 1 \\ \mathbf{k} \end{bmatrix} \quad (6a)$$

пропорционален 1-му столбцу Ψ_1 матрицы $\Psi = \Phi^{-1}$, обратной $M \times M$ пространственной КМ

$\Phi = \overline{\mathbf{y}(t) \cdot \mathbf{y}^*(t)}$ помех $\mathbf{y}^*(t) = [y_0^*(t) \ \mathbf{y}_-^*(t)]$ основного и вспомогательных каналов:

$$\mathbf{r} \approx (1/\psi_{11}) \cdot \Psi_1, \quad (6b)$$

а мощность помехи на выходе АК в установившемся режиме

$$|u_\Sigma|^2 \approx \mathbf{r}^* \cdot \Phi \cdot \mathbf{r} = 1/\psi_{11} \quad (7)$$

минимальна при единичном коэффициенте передачи (6a) основного канала.

Тем самым АК представляет собой адаптивный фильтр подавления помех, асимптотически (в установившемся режиме) приближающийся по свойствам к обращающим или обеляющим фильтрам [1] – составным элементам оптимальных устройств обработки сигналов на фоне ШП.

На рис. 5 для РЛС с основной остронаправленной антенной и компенсационной слабонаправленной антенной, имеющей провал в области максимума основной ДН, показан вид экрана амплитудного индикатора (осциллографа) (а, б) и индикатора кругового обзора (ИКО) (в, г) при выключенном (а, в) и включенном (б, г) автокомпенсаторе ШП, создаваемой одним источником.

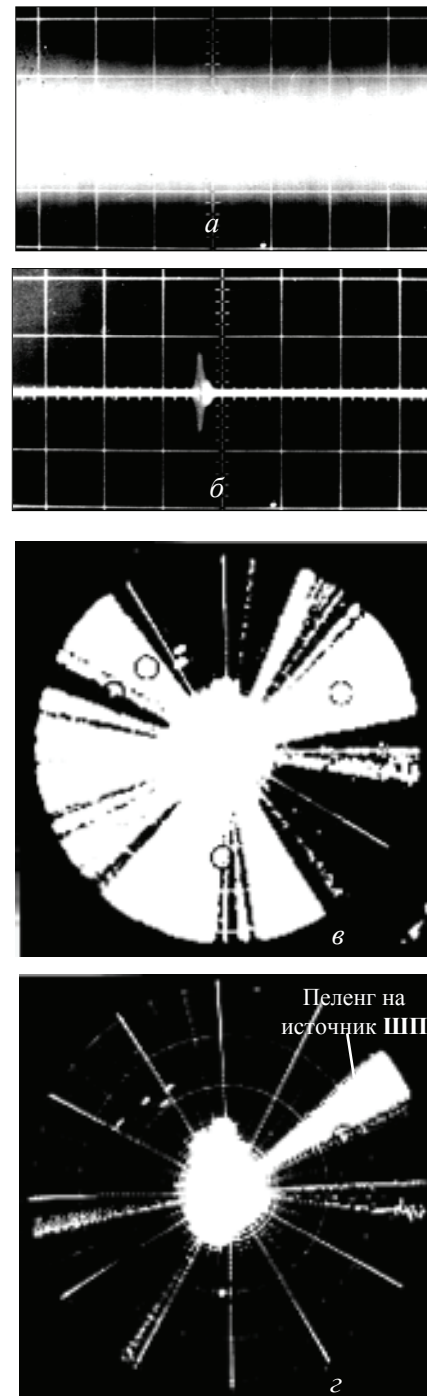


Рис. 5. Вид экрана осциллографа (а, б) и ИКО (в, г) при выключенном (а, в) и включенном (б, г) автокомпенсаторе ШП

Как видно, в условиях воздействия одного источника стационарной ШП рассматриваемый АК (рис. 4) достаточно эффективен.

Однако быстродействие, т.е. время переходного процесса от начального до установившегося режима, в корреляционном АК (рис. 4), адаптирующихся по градиентному алгоритму (3), зависит от степени сложности помеховой обстановки (числа и расположения источников помех, их интенсивности) и может быть недопустимо большим (превышать интервал стационарности помехи).

2. БЫСТРОДЕЙСТВИЕ АНАЛОГОВОГО КОРРЕЛЯЦИОННОГО АВТОКОМПЕНСАТОРА

А. Для пояснения причин этого недостатка и способов его преодоления рассмотрим переходный процесс в аналоговом **АК** (рис. 4) [37] при появлении в момент $t=0$ M -мерного вектора $\mathbf{y}(t) = \begin{bmatrix} y_0(t) \\ \mathbf{y}_-(t) \end{bmatrix}$ комплексных амплитуд процесса $y_0(t)$ на его основном входе и $(M-1)$ -мерного вектора $\mathbf{y}_-(t) = \{y_\ell(t)\}_{\ell=1}^{M-1}$ процессов на его $M-1$ вспомогательных входах.

В соответствии с (2) изменение во времени мощности процесса на выходе **АК**

$$\begin{aligned} \overline{|u_\Sigma(t)|^2} &= \overline{(y_0(t) + \mathbf{k}^*(t) \cdot \mathbf{y}_-(t)) \cdot (y_0^*(t) + \mathbf{y}_-^*(t) \cdot \mathbf{k}(t))} = \\ &= \varphi_{11} + \mathbf{k}^*(t) \cdot \mathbf{f}_0 + \mathbf{f}_0^* \cdot \mathbf{k}(t) + \mathbf{k}^*(t) \cdot \Phi_- \cdot \mathbf{k}(t) \end{aligned} \quad (8)$$

определяется **КМ**

$$\begin{aligned} \Phi = \overline{\mathbf{y}(t) \cdot \mathbf{y}_-^*(t)} &= \begin{bmatrix} \varphi_{11} & \mathbf{f}_0^* \\ \mathbf{f}_0 & \Phi_- \end{bmatrix}, \quad \varphi_{11} = \overline{|y_0(t)|^2}, \\ \mathbf{f}_0 &= \overline{\mathbf{y}_-(t) \cdot y_0^*(t)}, \quad \Phi_- = \overline{\mathbf{y}_-(t) \cdot \mathbf{y}_-^*(t)} \end{aligned} \quad (9)$$

вектора $\mathbf{y}(t)$ входных воздействий и поведением во времени среднего значения $\mathbf{k}(t) = \overline{\mathbf{k}(t)}$ вектора весов вспомогательных каналов **АК**, которое описывается решением системы уравнений (4). При нулевом начальном значении $\mathbf{k}(0) = 0$ это решение имеет вид [38]

$$\begin{aligned} \mathbf{k}(t) &= (\mathbf{I} - \mathbf{e}^{\mathbf{A}t}) \cdot \mathbf{k}_{st} = \mathbf{k}_{st} - \mathbf{k}_{trans}(t), \\ \mathbf{k}_{st} &= -\mathbf{A}^{-1} \cdot \mathbf{b}, \quad \mathbf{A} = -T^{-1} \cdot (\mathbf{I} + \gamma \cdot \Phi), \\ \mathbf{b} &= -T^{-1} \cdot \gamma \cdot \mathbf{f}_0, \quad \mathbf{k}_{trans}(t) = \mathbf{e}^{\mathbf{A}t} \cdot \mathbf{k}_{st}, \end{aligned} \quad (10)$$

где матричный экспоненциал

$$\mathbf{e}^{\mathbf{A}t} = \mathbf{T} \cdot \mathbf{E}(t) \cdot \mathbf{T}^*, \quad \mathbf{E}(t) = \text{diag}\{\exp(\lambda_i(\mathbf{A}) \cdot t)\}_{i=1}^M \quad (11)$$

определяется унитарной $(\mathbf{T} \cdot \mathbf{T}^* = \mathbf{T}^* \cdot \mathbf{T} = \mathbf{I})$ матрицей собственных векторов (**с.в.**) и диагональной матрицей $\Lambda(\mathbf{A}) = \text{diag}\{\lambda_i(\mathbf{A})\}_{i=1}^M$ собственных чисел (**с.ч.**) матрицы \mathbf{A} (10). Для нее

$$\begin{aligned} \Lambda(\mathbf{A}) &= -\frac{1}{T} \cdot (\mathbf{I} + \gamma \cdot \mu(\Phi)), \quad \mu(\Phi) = \text{diag}\{\mu_i(\Phi)\}_{i=1}^M, \\ \lambda_i(\mathbf{A}) &= -\frac{1}{T} \cdot (1 + \gamma \cdot \mu_i(\Phi)), \end{aligned} \quad (12)$$

где $\mu_i(\Phi)$ ($i \in 1, M$) – **с.ч.** **КМ** Φ_- процессов на входах вспомогательных каналов **АК**.

В силу эрмитовости и положительной определенности **КМ** любых физически реальных процессов все **с.ч.** **КМ** Φ действительны и каждое из них положительно ($\mu_i(\Phi) > 0$). Поэтому все **с.ч.** $\lambda_i(\mathbf{A}) < 0$, так что

$$\mathbf{E}(\infty) = \mathbf{0}, \quad \mathbf{k}_{trans}(\infty) = \mathbf{0},$$

$$\mathbf{k}(\infty) = \mathbf{k}_{st}(\gamma) = -(\gamma^{-1} \cdot \mathbf{I} + \Phi)^{-1} \cdot \mathbf{f}_0, \quad (13)$$

$$\mathbf{k}_{st}(\infty) = \mathbf{k}_{vin} = -\Phi^{-1} \cdot \mathbf{f}_0.$$

Отсюда следует, что среднее значение вектора весов рассматриваемого **АК** асимптотически (при $t \rightarrow \infty$) стремится к своему установившемуся значению $\mathbf{k}(\infty) = \mathbf{k}_{st}(\gamma)$, которое, в свою очередь, при $\gamma \rightarrow \infty$ стремится к оптимальному винеровскому значению $\mathbf{k}_{st}(\infty) = \mathbf{k}_{vin}$, при котором выполняется равенство (5), а мощность процесса на его выходе минимальна. Тем самым характер переходного процесса в рассматриваемом **АК** (рис. 4) с одинаковыми коэффициентами усиления γ всех цепей **КОС** определяется переходной компонентой $\mathbf{k}_{trans}(t)$ (11), (12) вектора весов, зависящей от **с.в.** \mathbf{u}_i и **с.ч.** μ_i ($i \in 1, M$) **КМ** $\Phi = \{\varphi_{ij}\}_{i,j=1}^M$ процессов на входах его M вспомогательных каналов.

Б. Напомним, что для произвольной $M \times M$ матрицы $\Phi = \{\varphi_{ij}\}_{i,j=1}^M$ собственным является такой вектор $\mathbf{u} = \{u_i\}_{i=1}^M$, который преобразуется ею в пропорциональный вектор

$$\Phi \cdot \mathbf{u} = \mu \cdot \mathbf{u}, \quad (14)$$

а коэффициент пропорциональности (растяжения (сжатия)) μ называется **с.ч.** матрицы Φ , которому отвечает (соответствует) **с.в.** \mathbf{u} .

Пусть, например, в роли $\Phi = \{\varphi_{ij}\}_{i,j=1}^M$ выступает 2×2 эрмитова матрица

$$\Phi = \eta \cdot \begin{bmatrix} 1 & \rho^* \\ \rho & 1 \end{bmatrix} = \eta \cdot \begin{bmatrix} 1 & \rho \cdot e^{-j \cdot \nu} \\ \rho \cdot e^{j \cdot \nu} & 1 \end{bmatrix}. \quad (15)$$

Нетрудно убедиться, что

$$\Phi \cdot \mathbf{c} \cdot \begin{bmatrix} 1 \\ e^{j \cdot \nu} \end{bmatrix} = \eta \cdot (1 + \rho) \cdot \mathbf{c} \cdot \begin{bmatrix} 1 \\ e^{j \cdot \nu} \end{bmatrix},$$

$$\Phi \cdot \mathbf{d} \cdot \begin{bmatrix} 1 \\ -e^{j \cdot \nu} \end{bmatrix} = \eta \cdot (1 - \rho) \cdot \mathbf{d} \cdot \begin{bmatrix} 1 \\ -e^{j \cdot \nu} \end{bmatrix},$$

и, следовательно,

$$\mu_1 = \eta \cdot (1 + \rho) \quad \text{и} \quad \mathbf{u}_1 = \mathbf{c} \cdot \begin{bmatrix} 1 \\ e^{j \cdot \nu} \end{bmatrix}, \quad (16)$$

$$\mu_2 = \eta \cdot (1 - \rho) \quad \text{и} \quad \mathbf{u}_2 = \mathbf{d} \cdot \begin{bmatrix} 1 \\ -e^{j \cdot \nu} \end{bmatrix}$$

являются **с.ч.** и отвечающими им **с.в.** Φ (15).

Равенство (13) определяет **с.в.** \mathbf{u} с точностью до произвольного комплексного множителя, поэтому скаляры $c \neq 0$ и $d \neq 0$ в (16) в принципе могут быть любыми. Обычно они выбираются так, чтобы была равна единице норма (квадрат длины) $\mathbf{u}_i^* \cdot \mathbf{u}_i$ ($i \in 1, M$) каждого **с.в.** Очевидно, что в рассматри-

ваемом примере этому условию удовлетворяют нормирующие множители $c = d = 1/\sqrt{2}$.

Нетрудно проверить, что **с.в.** \mathbf{u}_1 и \mathbf{u}_2 (16) ортогональны ($\mathbf{u}_1^* \cdot \mathbf{u}_2 = \mathbf{u}_2^* \cdot \mathbf{u}_1 = 0$). Это свойство присуще **с.в.**, отвечающим различным **с.ч.**, произвольной эрмитовой ($\Phi = \Phi^*$) матрицы. В сочетании с условием нормировки **с.в.** и определением (13) это означает, что

$$\mathbf{u}_i^* \cdot \mathbf{u}_j = \begin{cases} 1, & i = j, \\ 0, & i \neq j, \end{cases} \quad \mathbf{U} \cdot \mathbf{U}^* = \mathbf{U}^* \cdot \mathbf{U} = \mathbf{I}, \quad \mathbf{U} = \{\mathbf{u}_i\}_{i=1}^M, \quad (17)$$

$$\Phi = \mathbf{U} \cdot \boldsymbol{\mu} \cdot \mathbf{U}^*, \quad \boldsymbol{\mu} = \text{diag}\{\mu_i\}_{i=1}^M.$$

Поэтому матрица

$$\mathbf{A} = -T^{-1} \cdot (\mathbf{I} + \gamma \cdot \mathbf{U} \cdot \boldsymbol{\mu} \cdot \mathbf{U}^*) = \mathbf{U} \cdot (-T^{-1} \cdot (\mathbf{I} + \gamma \cdot \boldsymbol{\mu})) \cdot \mathbf{U}^* = \mathbf{U} \cdot \Lambda(\mathbf{A}) \cdot \mathbf{U}^*, \quad (18)$$

откуда следует, что **с.в.** матриц \mathbf{A} (10) и **КМ** Φ совпадают.

Сумма **с.ч.** $\sum_{i=1}^M \mu_i(\Phi)$ матрицы Φ равна ее сле-

ду $\text{tr} \Phi = \sum_{i=1}^M \phi_{ii}$ (сумме диагональных элементов), а

их произведение $\prod_{i=1}^M \mu_i(\Phi)$ – ее детерминанту

$$\det \Phi = |\Phi|.$$

Если в матрице Φ (15) $\rho = 1$, то она имеет одно ненулевое ($\mu_1 = 1 + \rho = \mathbf{x}^* \cdot \mathbf{x} = 2$, где $\mathbf{x}^* = [1 e^{j \cdot \nu}]$) и одно нулевое ($\mu_2 = 1 - \rho = 0$) **с.ч.**,

нулевой детерминант $\prod_{i=1}^2 \mu_i(\Phi)$ и, следовательно,

вырождена. Ее **ранг**, совпадающий с числом ненулевых **с.ч.**, в этом примере равен 1, в связи, с чем она представима в виде произведения $\mathbf{x} \cdot \mathbf{x}^*$ векторов $\mathbf{x} = \begin{bmatrix} 1 \\ e^{j \cdot \nu} \end{bmatrix}$ и $\mathbf{x}^* = [1 e^{j \cdot \nu}]$ **ранга** 1.

Этот результат – следствие более общего результата, в соответствии с которым любая $M \times M$ матрица $\Phi = \{\phi_{ij}\}_{i,j=1}^M$, представима в виде произведения $\Phi = \mathbf{X} \cdot \mathbf{X}^*$ $M \times n$ и $n \times M$ матриц-сомножителей ранга $n < M$, имеет **ранг** $\text{rank}(\Phi) = n$ и, следовательно, $n < M$ ненулевых **с.ч.** $\mu_i(\Phi) > 0$ ($i \in 1, n$) и $M - n$ нулевых **с.ч.** $\mu_i(\Phi) = 0$ ($i \in n+1, M$). Для ненулевых **с.ч.** и соответствующих им **с.в.** \mathbf{u}_i ($i \in 1, n$) справедливы равенства

$$\mu_i(\Phi) = v_i(\mathbf{Q}) > 0, \quad \mathbf{u}_i = \frac{1}{\sqrt{\mu_i}} \cdot \mathbf{X} \cdot \mathbf{v}_i, \quad i \in 1, n, \quad (18)$$

$$\mathbf{Q} = \{q_{ij}\}_{i,j=1}^n = \mathbf{X}^* \cdot \mathbf{X},$$

где $v_i(\mathbf{Q})$ и \mathbf{v}_i **с.ч.** и соответствующие им **с.в.** $n \times n$ матрицы \mathbf{Q} .

Б. Применим эти результаты к системе защиты линейной ФАР на основе аналогового АК (рис. 4), показанной на рис. 6.

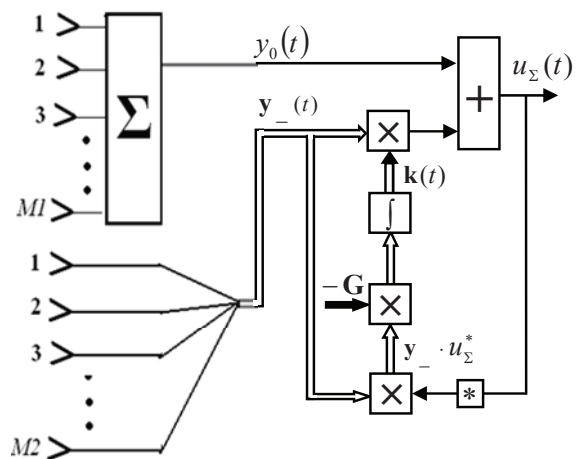


Рис. 6. Система защиты ФАР на основе аналогового АК

Здесь сигнал основного канала $y_0(t)$ на выходе защищаемой антенны представляет собой сумму сигналов первых $M1$ элементов $(M1+M2)$ – линейной эквидистантной ФАР, остальные $M2$ элемента которой используются в качестве вспомогательных (компенсационных) каналов приема (рис. 6). В этом случае ДН основной $M1$ – элементной антенны равна

$$f(\nu) = \left(\frac{\sin(\pi \cdot \nu)}{\sin(\pi \cdot \nu / M1)} \right)^2, \quad \nu = \frac{M1 \cdot d}{\lambda} \cdot \sin \theta, \quad (19)$$

где ν – обобщенный угол, выраженный в долях полуширины ДН по нулевому уровню; θ – отсчитываемое от нормали к ФАР угловое направление; d и λ – расстояние между элементами ФАР и длина волны соответственно. Функция $f(\nu)$ равна нулю при всех отличных от нуля целых значениях обобщенной угловой координаты ν , периодична по ν с периодом $M1$ и симметрична относительно точки $\nu = 0$. Поэтому она полностью определяется показанным на рис. 7 ее отрезком на интервале $0 \leq \nu \leq M1/2 = 10$.

Нетрудно показать, что в рассматриваемом случае **КМ** Φ (9) составного $(M2+1)$ -мерного вектора $\mathbf{y}(t) = \begin{bmatrix} y_0(t) \\ \mathbf{y}_-(t) \end{bmatrix}$ процессов в основном и вспомогательных каналах равна

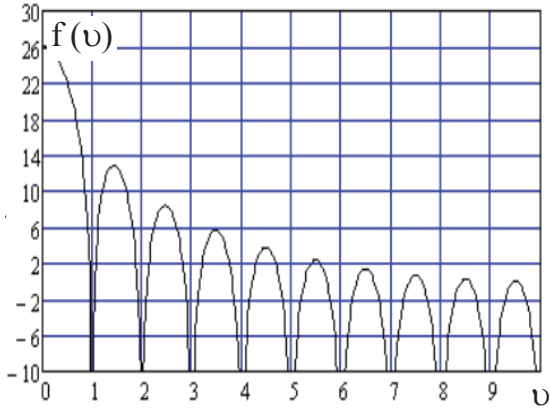


Рис. 7. ДН защищаемой ФАР

$$\Phi = \left\{ \varphi_{pq} \right\}_{p,q=1}^{M2+1} = \begin{bmatrix} \varphi_{11} & \mathbf{f}_0^* \\ \mathbf{f}_0 & \Phi_- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} M1 \cdot (1 + \eta) & h \cdot \mathbf{f}^*(\mathbf{v}) \cdot \mathbf{X}_2^* \\ h \cdot \mathbf{X}_2 \cdot \mathbf{f}(\mathbf{v}) \mathbf{I}_{M2} + h \cdot \mathbf{X}_2 \cdot \mathbf{X}_2^* \end{bmatrix}, \quad (20)$$

где η – задаваемое отношение мощности излучений внешних источников ШП к мощности собственного шума в основном канале приема (отношение помеха/шум (ОПШ)), $h = \frac{M1 \cdot \eta}{\mathbf{f}^*(\mathbf{v}) \cdot \mathbf{f}(\mathbf{v})}$ – отношение мощ-

ности равномощных источников ШП к мощности шума в элементах АР, обеспечивающее заданное значение ОПШ, $\mathbf{f}(\mathbf{v}) = \{f(v_i)\}_{i=1}^n$ – вектор значений ДН (19) в направлениях v_i ($i \in 1, n$) на n источников;

$$\Phi_- = \{ \varphi_{ij} \}_{i,j=1}^{M2} = \mathbf{I}_{M2} + h \cdot \mathbf{X}_2 \cdot \mathbf{X}_2^* \quad (21a)$$

КМ помехи от равномощных источников в $M2$ компенсационных каналах;

$$\mathbf{X}_2 = \mathbf{X}(M2) \cdot \text{diag} \left\{ e^{-j \cdot v_i \cdot \frac{M1-1}{2}} \right\}_{i=1}^n; \quad \mathbf{X}(M2) = \{ \mathbf{x}_i(M2) \}_{i=1}^n; \quad (21b)$$

$$\mathbf{x}_i(M2) = \{ e^{-j \cdot v_i \cdot p} \}_{p=1}^{M2}; \quad v_i = \frac{2 \cdot \pi \cdot v_i}{M1}.$$

Для среднего (10) вектора весов в этом случае справедливо равенство

$$\mathbf{k}(t) = \sum_{i=1}^n c_i(t) \cdot \mathbf{g}_i \cdot \mathbf{u}_i + w(t) \cdot \mathbf{f}_0; \quad (22a)$$

$$\mathbf{g}_i = \mathbf{u}_i^* \cdot \mathbf{f}_0; \quad \mathbf{u}_i = \frac{\sqrt{h}}{\sqrt{\mu_i}} \cdot \mathbf{X}_2 \cdot \mathbf{v}_i;$$

$$c_i(t) = \frac{\gamma \cdot (1 - e^{-\frac{t}{T} \cdot (1+q_i)})}{(1+\gamma) + q_i} - w(t); \quad w(t) = \frac{\gamma \cdot (1 - e^{-\frac{t}{T}})}{(1+\gamma)}; \quad (22b)$$

$$\gamma = q / \mu_{\max}; \quad q_i = q \cdot \mu_i / \mu_{\max},$$

где μ_i и \mathbf{v}_i ($i \in 1, n$) – с.ч. и соответствующие им с.в. $n \times n$ матрицы

$$\mathbf{Q} = \{ q_{ij} \}_{i,j=1}^n = h \cdot \mathbf{X}_2^* \cdot \mathbf{X}_2, \quad (23)$$

$q = \gamma \cdot \mu_{\max}$ – максимальное допустимое значение обобщенного коэффициента усиления цепей КОС, превышение которого подавляет и полезный сигнал.

В качестве примера на рис. 8 для системы защиты линейной эквидистантной ФАР (рис. 6) с $M1 = M2 = 20$ показаны зависимости от "относительного" времени $\tau = t/T$ мощности (8) процесса на выходе АК (рис. 4, 6) с различными значениями обобщенного коэффициента усиления цепей КОС q при $n=1$ источнике шумовых излучений, действующему с направления $v_1 = 1.5$ максимума первого бокового лепестка ДН (рис. 7) при ОПШ в основном канале $\eta = 30$ дБ.

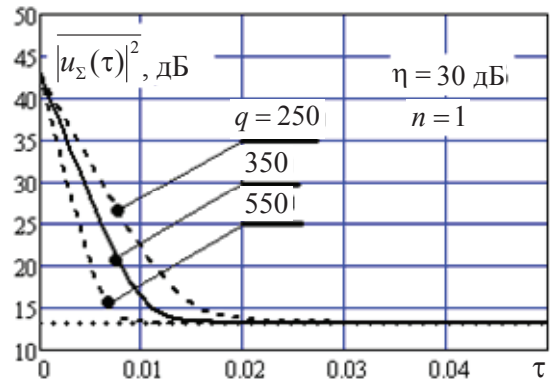


Рис. 8. Переходной процесс в АК

Будем для конкретности полагать, что допустимая степень подавления отраженного полезного сигнала обеспечивается выбором усиления $q \leq 350$, увеличение которого, ускоряя переходный процесс, ведет к недопустимым потерям сигнала.

На рис. 9 для этого граничного значения $q = 350$ показаны те же зависимости, но для $n = 2$ (а) и $n = 3$ (б) источников ШП (ИШП) с обобщенными угловыми координатами v_i ($i \in 1, n$), указанными в поле графиков.

Из сравнения рис. 9 и рис. 8 видно, что с ростом числа источников переходный процесс затягивается и, кроме того, установившееся значение выходной мощности может быть заметно выше показанного штриховой горизонтальной прямой ее минимального значения, обеспечиваемого "винеровским" весовым вектором \mathbf{K}_{vin} (13). Последнее обусловлено неизбежной конечностью q , негативное влияние которой проявляется тем сильнее, чем больше число источников излучений.

Характер переходного процесса определяется значениями обобщенных коэффициентов усиления $q_i = q \cdot \mu_i / \mu_{\max}$, при фиксированном значении q , зависящих от с.ч. матрицы \mathbf{Q} (23). В частности, для $n = 2$ она равна

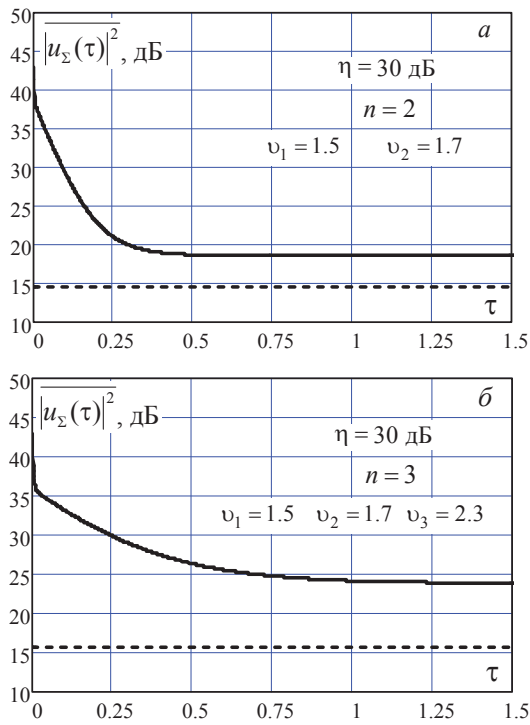


Рис. 9. Переходной процесс в АК при действии 2-х (а) и 3-х (б) ИШП ($q = 350$)

$$\mathbf{Q} = M2 \cdot h \cdot \begin{bmatrix} 1 & \rho \cdot e^{-j \cdot \nu} \\ \rho \cdot e^{j \cdot \nu} & 1 \end{bmatrix}, \quad (24)$$

$$\rho = \frac{\sin(\pi \cdot (\nu_1 - \nu_2))}{M2 \cdot \sin(\pi \cdot (\nu_1 - (\nu_2 / M2)))},$$

$$\nu = \frac{\pi \cdot (\nu_1 - \nu_2)}{(1 + 1/M2)},$$

а ее с.ч., в соответствии с (16), равны $\mu_1 = M2 \cdot h \cdot (1 + \rho)$, $\mu_2 = M2 \cdot h \cdot (1 - \rho)$. (25)
 Для приведенных на рис. 9, а координат ν_i ($i \in 1, n$) источников $\mu_1 \approx 27900$, $\mu_2 \approx 927,7$, так что при $q = q_1 = 350$ значение $q_2 \approx 11.64$. Экспонента в значении $c_2(t)$ (22) с таким показателем степени затухает с существенно меньшей (примерно в 30 раз) скоростью, чем в значении $c_1(t)$ с показателем $q_1 = 350$, что примерно во столько же раз "затягивает" переходный процесс в условиях рис. 9, а по сравнению с ситуацией рис. 8 для $n = 1$ и $q = q_1 = 350$.

Для условий рис. 9, б при $n = 3$ источниках с.ч. $n \times n$ КМ \mathbf{Q} (13) равны $\mu_1 \approx 26340$, $\mu_2 \approx 9785$, $\mu_3 \approx 249$, так что разброс между максимальным и минимальным с.ч. (и, следовательно, между максимальным и минимальным показателями степени экспонент) здесь достигает примерно 106 раз. За счет этого примерно во столько же раз увеличено время установления переходного процесса на рис. 9, б по сравнению с ситуацией рис. 8.

Каждое увеличение числа источников на единицу сопровождается "окаймлением" матрицы \mathbf{Q}

(23) очередными строкой и столбцом. В соответствии с теоремой отделения Штурма [26], при таком окаймлении максимальное собственное значение μ_{\max} никогда не уменьшается (обычно – увеличивается), а минимальное собственное значение μ_{\min} никогда не растет (обычно – падает). В связи с этим с ростом числа источников разброс с.ч. μ_{\max} / μ_{\min} матрицы \mathbf{Q} (23) никогда не уменьшится (как правило, только увеличится), так что быстродействие АК рис. 4 с ростом числа источников никогда не будет увеличиваться (чаще – снижаться). Степень снижения определяется при этом расположением и интенсивностями источников.

На рис. 10 показаны зависимости (в дБ) значений $1 + \mu_{\max}(\mathbf{Q})$ (сплошные кривые) и $1 + \mu_{\min}(\mathbf{Q})$ (штриховые кривые) от обобщенного углового расстояния $\Delta \nu = \nu_i - \nu_{i-1}$ ($i \in 2, n$) между смежными источниками **равномощных** излучений.

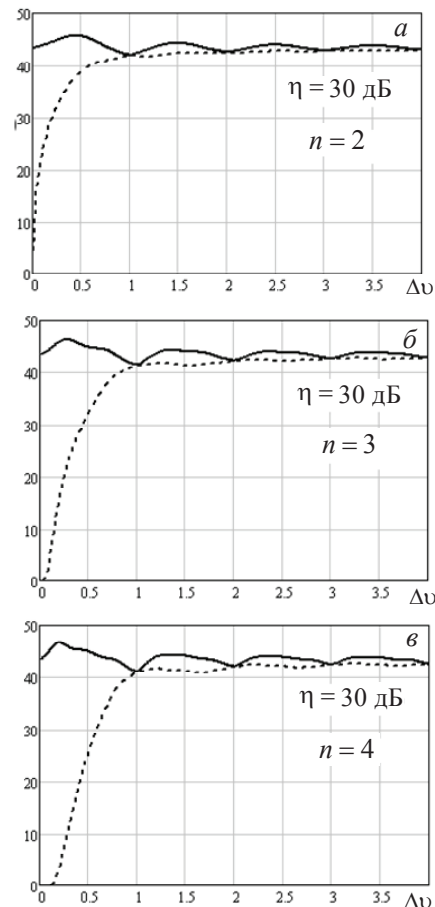


Рис. 10. Экстремальные с.ч. матрицы \mathbf{Q}

Видно, что разброс с.ч. особенно велик, если угловое расстояние между источниками составляет доли ширины бокового лепестка ДН (рис. 7). Он уменьшается по мере роста углового расстояния между источниками и отсутствует ($\mu_i = \mu$ ($i \in 1, n$), $\mu_{\min} = \mu_{\max}$) при "ортогональном" расположении **равномощных** источников (расстояние между ними

кратно ширине бокового лепестка ДН (рис. 6) по нулевому уровню). В этом случае матрица \mathbf{Q} (23) является скалярной (пропорциональной единичной) матрицей, а переходный процесс устанавливается так же, как при действии только одного источника (рис. 8).

Ситуация равномошных источников маловероятна. Нетрудно показать, что при различии интенсивностей взаимно независимых шумовых излучений различных источников характер переходного процесса определяется разбросом с.ч. матрицы

$$\mathbf{Q} = \{q_{ij}\}_{i,j=1}^n = \mathbf{h} \cdot \mathbf{X}_2^* \cdot \mathbf{X}_2, \quad \mathbf{h} = \text{diag}\{h_i\}_{i=1}^n \quad (26)$$

где h_i – ОПШ в элементе ФАР для i -го из них. При реально различных значениях h_i матрица (26) не является скалярной даже при "ортогональных" источниках, так что переходный процесс в АК будет затягиваться и в этом случае.

3. ЦИФРОВЫЕ КОРРЕЛЯЦИОННЫЕ АВТОКОМПЕНСАТОРЫ ШУМОВЫХ ПОМЕХ

А. Простейший цифровой АК получается при дискретизации алгоритма (2), (3) в виде [2, 42]

$$u_{\Sigma}(k) = y_0(k) + \mathbf{k}_k^* \cdot \mathbf{y}_-(k), \quad (27a)$$

$$T \cdot \frac{\mathbf{k}_{k+1} - \mathbf{k}_k}{\Delta} + \mathbf{k}_k = -\gamma \cdot \mathbf{y}_-(k) \cdot u_{\Sigma}^*(k), \quad (27b)$$

$$\mathbf{k}(0) = \mathbf{k}_0.$$

Здесь нижний индекс « k » указывает номер отсчета (рис. 3) соответствующего процесса, Δ – временной интервал между ними.

Равенство (27б) можно переписать в виде

$$\mathbf{k}_{k+1} = (1 - \mu) \cdot \mathbf{k}_k - \mu \cdot \gamma \cdot \mathbf{y}_-(k) \cdot u_{\Sigma}^*(k),$$

где $\mu = \Delta/T$. Обычно для минимизации флуктуаций компонент весовых векторов $\mu = \Delta/T \ll 1$, в связи с чем последнее равенство записывается следующим образом:

$$\mathbf{k}_{k+1} = \mathbf{k}_k - q \cdot \mathbf{y}_-(k) \cdot u_{\Sigma}^*(k), \quad q = \mu \cdot \gamma. \quad (28)$$

Схема построенного по (27а), (28) цифрового АК показана на рис. 11. Его основное достоинство – относительная простота. Однако он имеет серьезные недостатки, которые мы продемонстрируем на примере использования этого АК в качестве адаптивной системы защиты антенны от равномошных шумовых излучений точечных по угловым координатам источников, расположенных в ее дальней зоне.

В качестве антенной системы, как и при анализе аналогового АК (рис. 6), будем использовать $(M1 + M2)$ -линейную эквидистантную ФАР (рис. 12). При этом первые $M1$ элементы формируют основной канал, а остальные $M2$ элемента используются в качестве компенсационных.

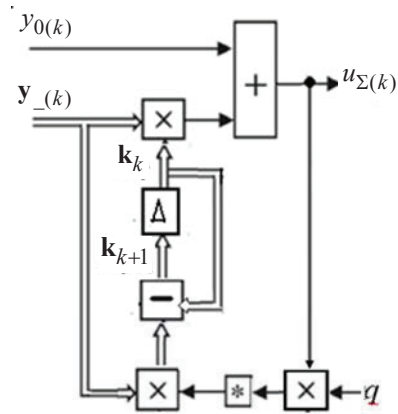


Рис. 11. Цифровой АК

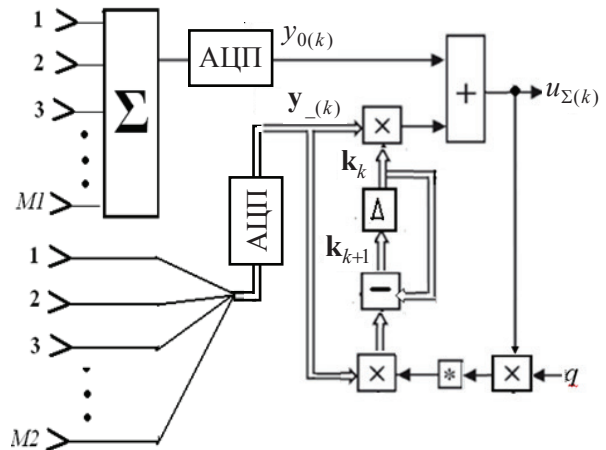


Рис. 12. Система защиты ФАР на основе цифрового АК

Здесь, как и ранее, пространственная КМ Φ составного $(M2 + 1)$ -мерного вектора $\mathbf{y}(t) = \begin{bmatrix} y_0(t) \\ \mathbf{y}_-(t) \end{bmatrix}$ процессов в основном и вспомогательных каналах определяется соотношением (20).

Первый диагональный элемент ω_{11} матрицы $\Psi = \{\omega_{pq}\}_{p,q=1}^{M2+1} = \Phi^{-1}$, обратной КМ (20), определяет минимально возможную мощность

$$\overline{|u_{\Sigma}(k)|^2}_{\min} = 1/\omega_{11} \quad (29)$$

на выходе АК (рис. 11, 12) и, тем самым, максимальный коэффициент подавления шумовой помехи

$$kp = kp_{\max} = \varphi_{11} \cdot \omega_{11} = M1 \cdot (1 + \eta) \cdot \omega_{11}, \quad (30)$$

где $\varphi_{11} = M1 \cdot (1 + \eta)$ (см. (20)).

Б. В качестве меры быстродействия цифрового АК будем использовать число K отсчетов (рис. 3) входного процесса, которое требуется для того, чтобы выходная мощность превысила минимально возможную (29) не более, чем на допустимую величину (обычно –3 дБ).

Необходимые для решения этой задачи отсчеты процессов в основном и вспомогательных каналах формируются по соотношениям

$$\begin{aligned} y_{0(k)} &= h^{1/2} \cdot \mathbf{f}^*(\mathbf{v}) \cdot \xi_{interf(k)} + \mathbf{E}_{M1}^* \cdot \xi_{1(k)}, \\ \mathbf{y}_{-(k)} &= h^{1/2} \cdot \mathbf{X}_2 \cdot \xi_{interf(k)} + \xi_{2(k)}, \quad k \in 1, K, \end{aligned} \quad (31)$$

где

$$\begin{aligned} \xi_{interf(k)} &= \left\{ \xi_{i(k)}^{(int)} \right\}_{i=1}^n \sim CN(0, \mathbf{I}_n), \\ \xi_1 &= \left\{ \xi_{i(k)}^1 \right\}_{i=1}^{M1} \sim CN(0, \mathbf{I}_{M1}), \\ \xi_2 &= \left\{ \xi_{i(k)}^2 \right\}_{i=1}^{M1} \sim CN(0, \mathbf{I}_{M2}) \quad - \end{aligned} \quad (32)$$

гауссовы взаимно независимые комплексные векторы соответствующих размеров, составленные из некоррелированных отсчетов белого шума в k -й дискретный момент времени; $\mathbf{E}_{M1}^* = \{1, 1, \dots, 1\}$ – $M1$ -мерная строка из единиц.

В. На рис. 13 приведены результаты моделирования работы цифрового **АК** по алгоритму (27а), (28) в составе схемы рис. 12 при **ОПШ** $\eta = 1000$ (30 дБ). Горизонтально расположенные рисунки (например, *a, d, u*) соответствуют различному числу n источников **ШП** при одном и том же значении коэффициента усиления q в цепях **КОС АК**, указанном в поле этих рисунков. Вертикально расположенные рисунки (например, *a-z*) соответствуют различным значениям q при одном и том же числе и расположении n источников **ШП**, параметры которых (число n и вектор \mathbf{v} обобщенных угловых координат) указаны сверху этих рисунков.

На всех рисунках сплошные кривые – усредненные по $N = 200$ реализациям значения квадратов модулей $|y_{0(k)}|^2$ и $|u_{\Sigma(k)}|^2$ процессов $y_{0(k)}$ и $u_{\Sigma(k)}$ на входе основного канала и выходе **АК**, горизонтальная штриховая прямая – минимально возможное значение (29) мощности процесса на выходе **АК** в соответствующей ситуации (все – в дБ).

Приведенные результаты наглядно иллюстрируют существенные недостатки градиентного алгоритма (27а), (28) адаптации цифрового **АК** (рис. 11, 12), связанные с сильной зависимостью его эффективности (быстродействия) от параметров (числа и расположения) внешних источников и коэффициента усиления q цепей **КОС** (величины шага градиентной процедуры (28)). В частности, при $q = 3 \cdot 10^{-6}$ вход в "зону 3-дБ потерь" при $n = 1$ в среднем обеспечивается за $K \approx 50$ отсчетов (рис. 13, *a*), тогда как при $n = 2$ для этого требуется примерно 1000 отсчетов (рис. 13, *d*), а при $n = 3$ – значительно более 1000 отсчетов (рис. 13, *u*).

Эти цифры могут отличаться как в меньшую, так и большую сторону при изменении угловых координат источников, однако зависимость быстродействия от числа источников сохранится практически в любом случае.

Быстродействие может несколько увеличиться с ростом коэффициента усиления q , однако его рост жестко ограничен возможностью самовозбуждения **АК**. Так, в рассматриваемом эксперименте переход от $q = 3 \cdot 10^{-6}$ (рис. 13, *a, d, u*) до $q = 10^{-5}$ (рис. 13, *б, e, к*) заметно увеличил быстродействие (для входа в "зону 3-дБ потерь" в этом случае потребовалось $K \approx 15$ отсчетов при $n = 1$ и около 300 и 1000 отсчетов при $n = 2$ и $n = 3$ соответственно), однако рост значения q до $3 \cdot 10^{-5}$ (рис. 13, *ж, л, z*) при незначительном ускорении процедуры адаптации резко увеличил дисперсию флуктуаций выходного процесса, а уже при $q = 5 \cdot 10^{-5}$ (рис. 13, *з, м*) **АК** "самовозбудился" – мощность выходного процесса стала существенно выше мощности процесса на его основном входе.

Причины этих недостатков порождены принципиальными особенностями градиентных процедур адаптации и спецификой использованной дискретизации (27), (28) [39] аналоговых уравнений (2), (3). Первое обуславливает зависимость быстродействия **АК** от параметров (интенсивности, числа и расположения) внешних источников, что подробно объяснено выше на примере аналогового **АК**, второе – возможную неустойчивость его работы при увеличении коэффициента усиления q цепей **КОС** или, что эквивалентно, при росте интенсивности внешних воздействий.

Оставаясь в рамках градиентной процедуры адаптации, нельзя устранить первый недостаток, тогда как второй можно исключить, незначительно модифицируя алгоритм адаптивной настройки (27б), (28) цифрового варианта (рис. 11) аналогового **АК** (рис. 4).

Г. Причина неустойчивой работы цифрового **АК** рис. 11 заключается в том, что вектор весов \mathbf{k}_{k+1} (28) для $(k + 1)$ -го шага адаптации формируется по данным предшествующих шагов, не включая данные этого шага. Тем самым на $(k + 1)$ -м шаге вектор весов \mathbf{k}_{k+1} пропорционален градиенту целевой функции (мощности помехи на выходе) не на текущем, а на предыдущем шаге. Именно это "запаздывание" управляющего воздействия в цепи обратной связи порождает неустойчивость и возможное самовозбуждение цифрового **АК**.

Эти недостатки можно устранить, исключив это запаздывание за счет отличной от (27) дискретизации вида

$$u_{\Sigma(k)} = y_{0(k)} + \mathbf{k}_k^* \cdot \mathbf{y}_{-(k)}, \quad (33a)$$

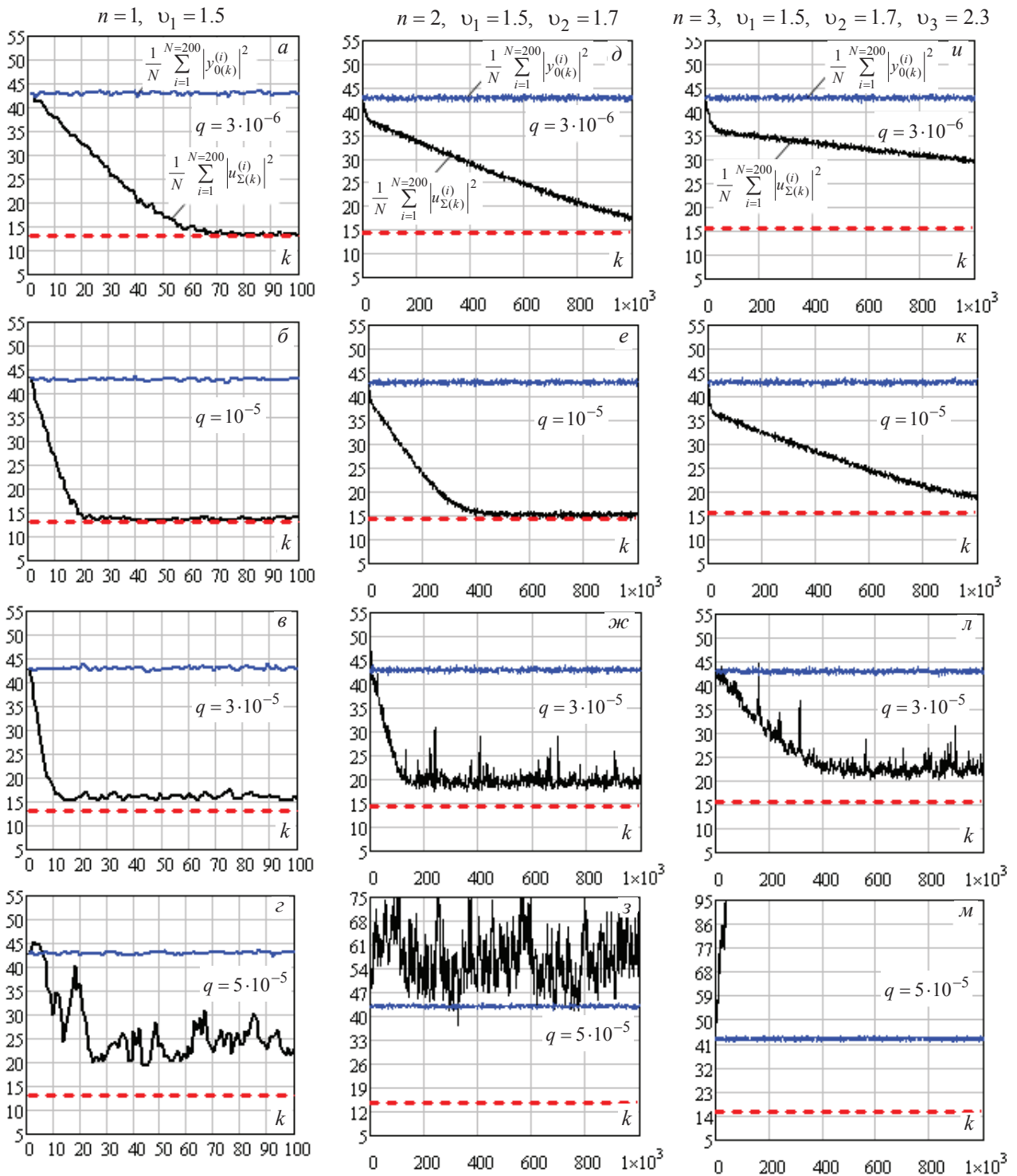


Рис. 13. Результаты моделирования цифрового АК (27а), (28) в схеме рис. 12

$$T \cdot \frac{\mathbf{k}_k - \mathbf{k}_{k-1}}{\Delta} + \mathbf{k}_k = -\gamma \cdot \mathbf{y}_{-(k)} \cdot u_{\Sigma(k)}^*, \quad (336)$$

$$\mathbf{k}(0) = \mathbf{k}_0.$$

Последнее равенство по аналогии с (27б), (28) можно переписать в виде

$$\mathbf{k}_k = \mathbf{k}_{k-1} - q \cdot \mathbf{y}_{-(k)} \cdot u_{\Sigma(k)}^*, \quad q = \mu \cdot \gamma. \quad (34)$$

Принципиальное отличие этого алгоритма от (28) заключается в том, что вектор весов \mathbf{k}_k (34) для

k -го шага адаптации формируется с учетом данных этого же k -го шага.

Сформировать весовой вектор \mathbf{k}_k непосредственно по равенству (34) нельзя, поскольку входящее в его правую часть значение $u_{\Sigma(k)}$ (33а) само зависит от \mathbf{k}_k . Подставляя его в (34) и полагая, как и прежде, $\mu \ll 1$, после несложных преобразований получим, что

$$\mathbf{k}_k = (\mathbf{I} + q \cdot \mathbf{y}_{-(k)} \cdot \mathbf{y}_{-(k)}^*)^{-1} \cdot (\mathbf{k}_{k-1} - q \cdot \mathbf{y}_{-(k)} \cdot y_{0(k)}^*). \quad (35)$$

Используя правило Дуайра и Уо [40, 41]

$$(\mathbf{I} + q \cdot \mathbf{y}_{-(k)} \cdot \mathbf{y}_{-(k)}^*)^{-1} = \mathbf{I} - \frac{q \cdot \mathbf{y}_{-(k)} \cdot \mathbf{y}_{-(k)}^*}{1 + q \cdot \mathbf{y}_{-(k)}^* \cdot \mathbf{y}_{-(k)}}$$

для обращения матриц вида $\mathbf{W} + \alpha \cdot \mathbf{b} \cdot \mathbf{b}^*$, значение \mathbf{k}_k (34) можно записать в виде

$$\mathbf{k}_k = \mathbf{k}_{k-1} - \frac{q}{1 + q \cdot \mathbf{y}_{-(k)}^* \cdot \mathbf{y}_{-(k)}} \cdot \mathbf{y}_{-(k)} \cdot (y_{0(k)} + \mathbf{k}_{k-1}^* \cdot \mathbf{y}_{-(k)})^* \quad (36)$$

При этом выходной эффект АК (33а) будет равен

$$u_{\Sigma(k)} = \frac{1}{1 + q \cdot \mathbf{y}_{-(k)}^* \cdot \mathbf{y}_{-(k)}} \cdot (y_{0(k)} + \mathbf{k}_{k-1}^* \cdot \mathbf{y}_{-(k)}) = \begin{cases} y_{0(k)} + \mathbf{k}_{k-1}^* \cdot \mathbf{y}_{-(k)}, & q \cdot \mathbf{y}_{-(k)}^* \cdot \mathbf{y}_{-(k)} \ll 1, \\ \frac{1}{q \cdot \mathbf{y}_{-(k)}^* \cdot \mathbf{y}_{-(k)}} \cdot (y_{0(k)} + \mathbf{k}_{k-1}^* \cdot \mathbf{y}_{-(k)}), & q \cdot \mathbf{y}_{-(k)}^* \cdot \mathbf{y}_{-(k)} \gg 1. \end{cases} \quad (37)$$

Тем самым по мере роста значения $q \cdot \mathbf{y}_{-(k)}^* \cdot \mathbf{y}_{-(k)} \gg 1$ (при больших значениях q или большой суммарной мощности $\mathbf{y}_{-(k)}^* \cdot \mathbf{y}_{-(k)}$ сигналов вспомогательных каналов) сигнал на выходе АК уменьшается (АК "самозапирается"). Избежать этого можно, домножая выходной сигнал (37) АК на величину $(1 + q \cdot \mathbf{y}_{-(k)}^* \cdot \mathbf{y}_{-(k)})$, т. е., используя в качестве выходного сигнал

$$u_{\Sigma(k)} = y_{0(k)} + \mathbf{k}_{k-1}^* \cdot \mathbf{y}_{-(k)}. \quad (38a)$$

Алгоритм формирования вектора весов (36) в этом случае имеет вид

$$\mathbf{k}_k = \mathbf{k}_{k-1} - \frac{q}{1 + q \cdot \mathbf{y}_{-(k)}^* \cdot \mathbf{y}_{-(k)}} \cdot \mathbf{y}_{-(k)} \cdot u_{\Sigma(k)}^* \quad (38b)$$

Построенный в соответствии с (38) цифровой АК показан на рис. 14.

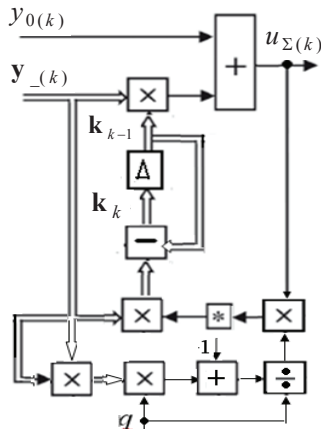


Рис. 14. Цифровой АК (38)

Как следует из (33а), (38), эффект "запаздывания" устраняется здесь автоматической регулиров-

кой усиления (АРУ) цепей КОС. При "малых" значениях $q \cdot \mathbf{y}_{-(k)}^* \cdot \mathbf{y}_{-(k)} \ll 1$ алгоритмы (38) и (27), (28) совпадают, но в противоположной ситуации $q \cdot \mathbf{y}_{-(k)}^* \cdot \mathbf{y}_{-(k)} \gg 1$ усиление цепи КОС от значения q не зависит и обратно пропорционально оценке суммарной мощности $\mathbf{y}_{-(k)}^* \cdot \mathbf{y}_{-(k)}$ процессов вспомогательных каналов, что и обеспечивает устойчивую работу АК при произвольных величинах $q \cdot \mathbf{y}_{-(k)}^* \cdot \mathbf{y}_{-(k)}$.

На рис. 15 приведены результаты моделирования работы цифрового АК (рис. 14) по алгоритму (38) при защите ФАР вида рис. 12 при ОПШ $\eta = 1000$ (30 дБ).

Как и на рис. 13, горизонтально расположенные рисунки (например, а, д, и) соответствуют различному числу n источников ШП при одном и том же значении коэффициента усиления q в цепях КОС АК, указанном в поле этих рисунков. Вертикально расположенные рисунки (например, а-г) соответствуют различным значениям q при одном и том же числе и расположении n источников ШП, параметры которых (число n и вектор \mathbf{v} обобщенных угловых координат) указаны сверху этих рисунков. На всех рисунках сплошные кривые – усредненные по $N = 200$ реализациям значения квадратов модулей $|y_{0(k)}|^2$ и $|u_{\Sigma(k)}|^2$ процессов $y_{0(k)}$ и $u_{\Sigma(k)}$ на входе основного канала и выходе АК (рис. 14), горизонтальная штриховая прямая – минимально возможное значение (29) мощности процесса на выходе АК в соответствующей ситуации (все – в дБ).

Из сравнения этих результатов с результатами рис. 13 видно, что при малых значениях коэффициента усиления q ($q = 3 \cdot 10^{-6}$) цепей КОС (а, д, и) и ОПШ 30 дБ сравниваемые АК практически эквивалентны по эффективности (быстродействию).

Различия между ними появляются по мере роста значения q . Так, при $q = 3 \cdot 10^{-5}$ АК рис. 11 работает несколько быстрее (см. рис. 13, в, ж, л и рис. 15, б, е, к), но находится на грани самовозбуждения (рис. 13, ж, л). Уже при $q = 5 \cdot 10^{-5}$ он самовозбуждается (рис. 13, з, м), тогда как АК рис. 13 сохраняет устойчивость как при таком, так и при произвольно больших значениях q (рис. 15, в, ж, л, з, з, м), при которых $q \cdot \mathbf{y}_{-(k)}^* \cdot \mathbf{y}_{-(k)} \gg 1$ и его эффективность перестает зависеть от q . Тем самым, как и следует из теории, в АК рис. 14 практически устраняется второй недостаток (неустойчивость работы) АК рис. 11.

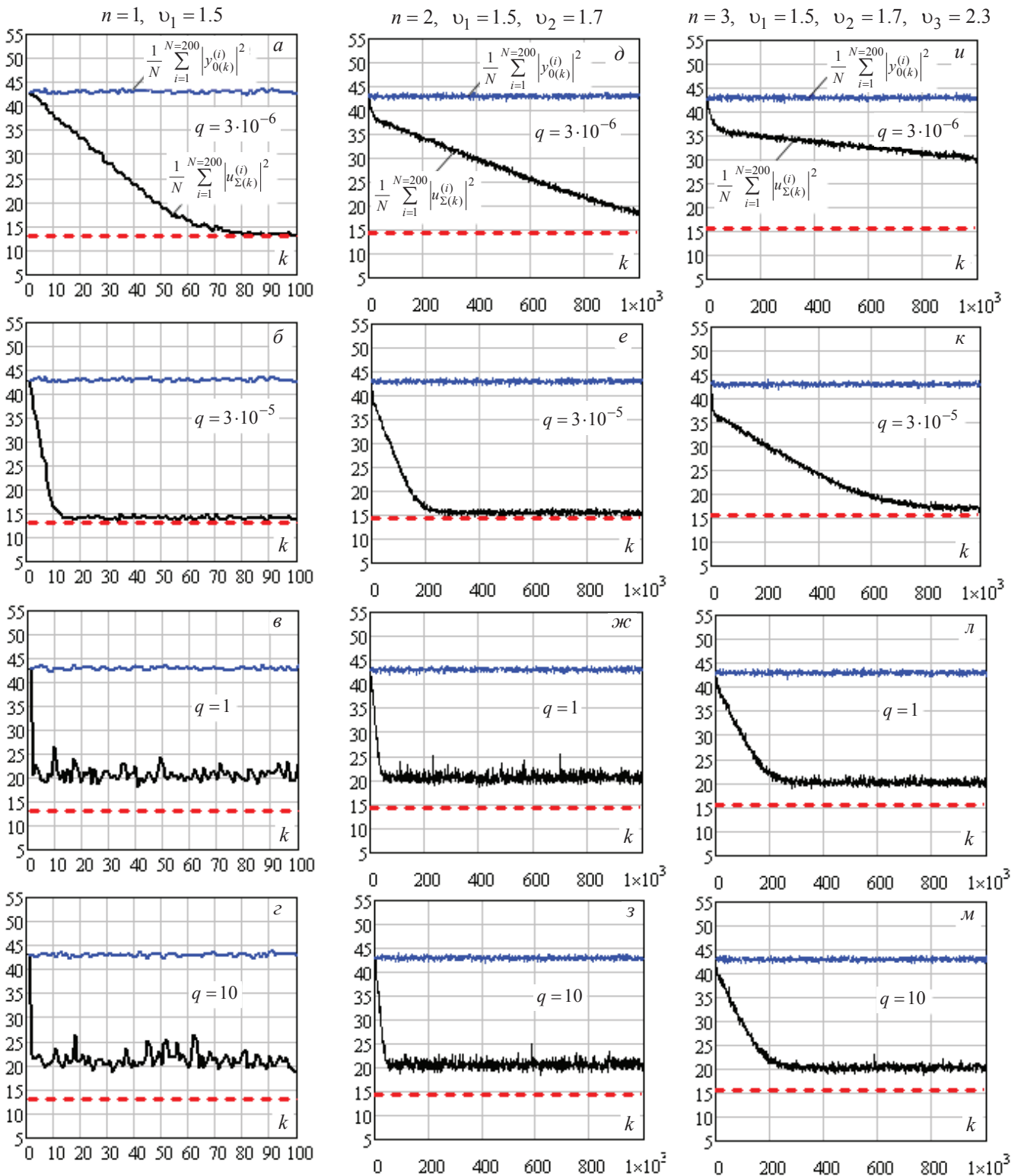


Рис. 15. Результаты моделирования цифрового АК (38)

Однако его первый недостаток, связанный со снижением эффективности (быстродействия) по мере усложнения характера входных воздействий, обусловленного ростом числа, угловых координат и интенсивности источников, в полной мере присущ и АК рис. 14.

4. ЗАЩИТА ПЛОСКИХ ДВУМЕРНЫХ ФАР ОТ ШУМОВЫХ ПОМЕХ ЦИФРОВЫМ КОРРЕЛЯЦИОННЫМ АК

Приведем результаты моделирования применительно к системе защиты плоской двумерной ФАР от шумовых помех (рис. 16) на основе цифрового АК (рис. 14). Моделировалась плоская квадратная ФАР из 25×25 модулей по 4×4 смежных излу-

теля в каждом, расстояние между которыми $d = 0.5 \cdot \lambda$ (λ – длина волны) одинаково вдоль каждой из главных осей. Основной канал образован всеми $M = 625$ модулями ФАР, вспомогательные (компенсационные) – $M_{comp} = 4$ или $M_{comp} = 6$ модулями.

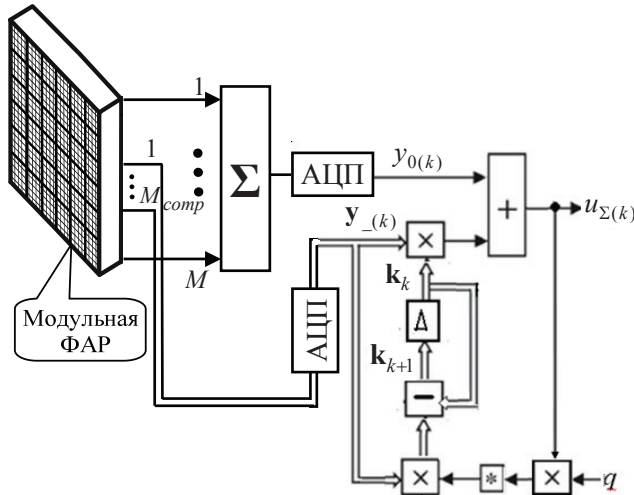


Рис. 16. Система защиты плоской ФАР на основе цифрового АК (38)

Эффективность защиты оценивалась по зависимостям от объема K обучающей выборки потерь в отношении сигнал/(помеха + шум) (ОСПШ)

$$\bar{\chi}(K) = \frac{\hat{\mu}(K)}{\mu} \leq 1 \quad (39)$$

на выходе АК ($\hat{\mu}(K)$) по сравнению с его максимальным значением μ в гипотетической ситуации отсутствия априорной неопределенности.

На рис. 17 показаны зависимости среднего значения $\bar{\chi}(K)$ потерь ОСПШ (39) (в дБ) от объема обучающей выборки K в цифровом корреляционном АК с градиентным алгоритмом настройки (рис. 14, 16) при воздействии $n = 1, 2$ (а) и $n = 3, 4$ (б, в, з) источников ШП с ОППШ $h_0 = 35$ дБ (а, б, в) и $h_0 = 60$ дБ (з) в основном канале АК при 4-х (а, б, з) и 6-ти (в) компенсационных каналах.

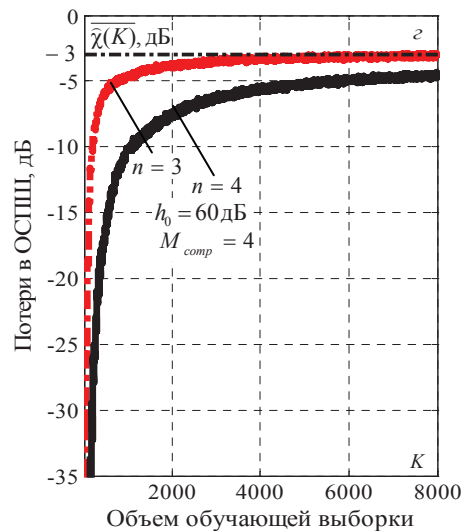
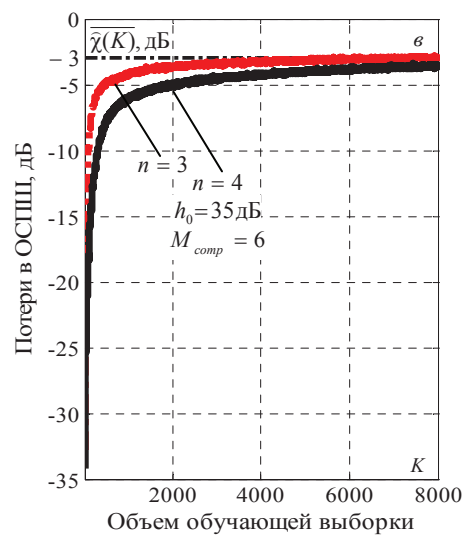
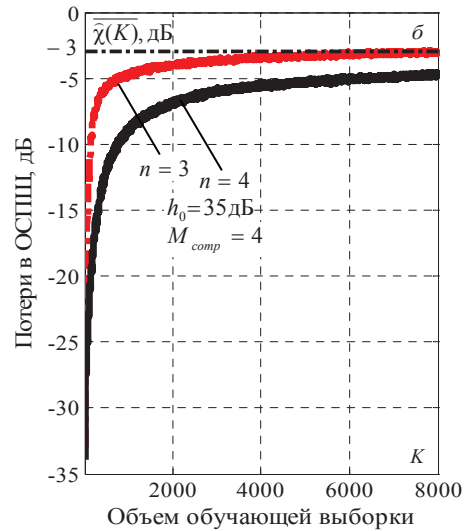
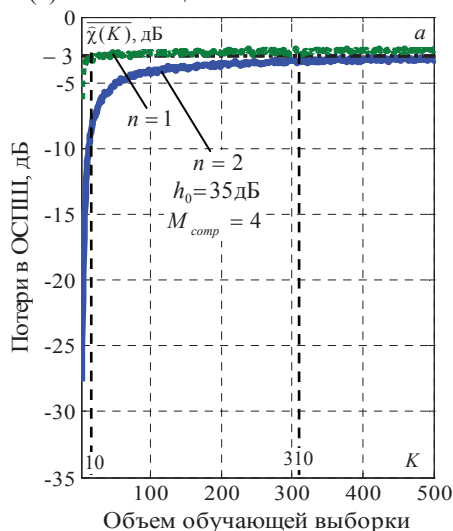


Рис. 17. Зависимости потерь в ОСПШ $\bar{\chi}(K)$ (в дБ) от объема обучающей выборки K для «градиентного» АК

Результаты рис. 17 также полностью подтверждают сильную зависимость быстродействия корреляционного АК с градиентным алгоритмом настройки от характера помеховой обстановки, в частности, от числа источников ШП. Так, при

$n = 1$ потери в **ОСПШ** (рис. 17, *a*) не превосходят 3 дБ уже при $K = 10$ обучающих выборках. При $n = 2$ для доведения потерь до уровня 3 дБ объем выборки должен увеличиться до $K = 310$ (рис. 17, *a*), при $n = 3$ – до $K = 4000$ (рис. 17, *b–г*), а при $n = 4$ и четырех компенсационных каналов эффективность «градиентного» **АК** практически не увеличивается даже при $K \geq 6000$ (рис. 17, *б, г*).

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

1. Основное достоинство корреляционных автокомпенсаторов (**АК**) шумовых помех (**ШП**) со стохастическими градиентными алгоритмами адаптации (оценивания) – относительная их простота.

2. Основной недостаток таких **АК** – сильная зависимость их быстродействия от числа, расположения и интенсивности источников внешних шумовых помех (разброса собственных чисел корреляционной матрицы (**КМ**) шумовых помех). Это приводит к большому времени установления переходных процессов (низкому быстродействию), т.е. к необходимости использования большого объема обучающих выборок. В реальной сложной и динамично меняющейся обстановке выборки такого объема обычно недоступны, что и не позволяет рекомендовать **АК** в качестве системы защиты современных РЛС от **ШП**.

3. Еще один недостаток **АК** с градиентным алгоритмом настройки – возможная неустойчивость его работы при увеличении коэффициента усиления цепей корреляционных обратных связей (**КОС**) или при росте интенсивности внешних воздействий. Это приводит к "самовозбуждению" **АК**, когда мощность выходного процесса становится существенно выше мощности процесса на его основном входе. В статье получен модифицированный алгоритм адаптивной настройки, обеспечивающий устойчивую работу цифрового **АК**.

4. В следующей статье цикла по адаптивным системам защиты РЛС от шумовых помех будут рассмотрены алгоритмы адаптации, быстродействие которых не зависит от помеховой обстановки.

Литература

[1] Радиоэлектронные системы. Основы построения и теория: Справочник/ Я.Д. Ширман, С.Т. Багдасарян, А.С. Маляренко, Д.И. Леховицкий, С.П. Лещенко, Ю.И. Лосев, А.И. Николаев, С.А. Горшков, С.В. Москвитин, В.М. Орленко / Под ред. Я.Д. Ширмана. – М.: Радиотехника, 2007. – 512 с.

[2] Монзинго Р.Д., Миллер Т.У. Адаптивные антенные решетки. Введение в теорию. /Пер. с англ. – М.: Радио и связь, 1986. – 448 с.

[3] Ширман Я.Д., Красногоров С.И. Способ автоматической регулировки амплитуды и фазы компенсирующего сигнала в радиоприемных устройствах с подавлением коррелированных помех двухканальным компенсационным методом – авторское свидетельство №296267 по заявке от 27.01.1962 // Бюл. изобретений, 1988, №2.

[4] Ширман Я.Д., Красногоров С.И. Способ компенсации коррелированных помех и автоматической ориентации нулей диаграммы направленности на источники помех – авторское свидетельство №324956 по заявке от 2.03.1963 // Бюл. изобретений, 1988, №33.

[5] Ширман Я.Д., Красногоров С.И., Лебедев Е.П., Костин Г.А. Первые отечественные исследования адаптации антенных систем к мешающим воздействиям. – М.: Радиотехника. – 1989, № 11.

[6] Widrow B., Mantey P.E., Griffiths L.J., Goode B.B. Adaptive antenna systems. – Proc. IEEE, vol. 55, Dec. 1967 p. 2143.

[7] Howells P. Explorations on fixed and adaptive resolution at GE and SURC. – IEEE Trans., 1976, vol. AP-24, №4.

[8] Уидроу Б., Стирнз С. Адаптивная обработка сигналов: Пер. с англ. – М.: Радио и связь. – 1989. – 440 с.

[9] Фединин В.В. Статистический анализ многоканальной адаптивной системы с корреляционными обратными связями. – М.: Радиотехника и электроника. – 1982. – Т. 27, № 8. – С. 1548.

[10] Абрамович, Ю.И. К анализу эффективности адаптивных алгоритмов, использующих корреляционные обратные связи / Ю.И.Абрамович // Радиотехника и электроника. – 1979, № 2. – С. 302–308.

[11] Мальцев А.А., Саичев А.И. Точное вычисление статистических характеристик автокомпенсаторов помех с корреляционными обратными связями. – М.: Радиотехника и электроника. – 1978. – №12.

[12] Ширман Я.Д., Манжос В.Н. Теория и техника обработки радиолокационной информации на фоне помех. – М.: Радио и связь. – 1981. – 416 с.

[13] Литвинов В.В. Потенциальная и реальная эффективность когерентно-импульсных систем СДЦ в обзорных РЛС при однозначном измерении дальности. – Х.: Радиотехника. – 1996. – № 100. – С. 158–173.

[14] Литвинов В.В. Радиолокаторы систем контроля воздушного пространства: ретроспектива и современные проблемы интеграции и унификации. – Х.: Прикладная радиоэлектроника.— 2004. – Т. 3, №4.— С. 61–74.

[15] Ширман Я.Д. К сорокалетию харьковских работ по теории и технике разрешения и сверхразрешения. – Х.: Радиотехника. – 1996. – Вып. 100. – С. 124–139.

[16] I.S. Reed, J.D. Mallett and L.E. Brennan. Rapid Convergence Rate in Adaptive Arrays. – IEEE Transactions on Aerospace Electronic System, vol. AES-10, pp. 853–863, November 1974.

[17] Nitzberg R. Application of maximum likelihood estimation of persymmetric covariance matrices to adaptive processing. – IEEE Trans. Aerosp. And Electr. Syst., 1980, v.16, № 1, pp. 124–127.

[18] Леховицкий Д.И. К теории адаптивной обработки сигналов в системах с центральной симметрией каналов приема. – Х.: Радиотехника. – 1996. – №100. – С. 140–158.

[19] Абрамович Ю.И., Горохов А.Ю. К оценке скорости сходимости адаптивных фильтров компенсации помех с персимметрической корреляционной матрицей. – Радиотехника и электроника. —1993. – Т. 38, № 1. – С. 101–111.

[20] Chen W.S., Reed I.S. A new CFAR detection test for radar. – Digital Signal Processing, Vol. 1, Academic Press, 1991. – P. 198–214.

[21] Kelly E.J. An adaptive detection algorithm. – IEEE Trans. AES, Vol. AES-22, No. 1, March 1986. – P. 115–127.

[22] Kelly E.J. Performance of an adaptive detection algorithm; Rejection of Unwanted Signals. – IEEE Trans. AES, Vol. AES-25, No. 2, March 1989. – P. 122–133.

- [23] L. Cai, H. Wang. Performance Comparisons of Modified SMI and GLR Algorithms. – IEEE Trans. on AES, vol. 3, May, 1991. – P. 487–491.
- [24] F. Robey, D. Fuhrmann, E. Kelly and R. Nitzberg. A CFAR adaptive matched filter detector". – IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst., vol. 28, №1, 1992. – P. 208–216.
- [25] Абрамович Ю.И. Регуляризованный метод адаптивной оптимизации по критерию максимума отношения сигнал/помеха. – М.: Радиотехника и электроника. – 1981. – Т. 26, №3. – С. 543–551.
- [26] Абрамович Ю.И., Неврев А.И. Анализ эффективности адаптивной максимизации отношения сигнал/помеха, использующей обращение оценки корреляционной матрицы. – М.: Радиотехника и электроника. – 1981. – Т. 26, № 12. – С. 2558–2566.
- [27] Черемисин О.П. Эффективность адаптивного алгоритма с регуляризацией выборочной корреляционной матрицы. – М.: Радиотехника и электроника. – 1982. – Т. 27, №10. – С. 1933–1942.
- [28] Y. I. Abramovich, Nicolas K. Spenser, Alexei Y. Gorokhov. A Modified GLRT and AMF Framework for Diagonally Loaded and Fast Maximum-Likelihood Adaptive Detectors // IEEE Trans. on Aerospace and Electr. Systems. – July, 2007. — Vol. 43, № 3. – P. 1017–1051.
- [29] Фридландер Б. Решетчатые фильтры для адаптивной обработки данных // ТИИЭР. – 1982. – Т. 70, № 8. – С. 54–91.
- [30] Леховицкий Д.И. К тридцатилетию харьковских исследований адаптивных решетчатых фильтров // XVII Международная научно-техническая конференция «Радиолокация, навигация, связь (RLNC*2011)» – Воронеж: НПФ «САКВОЕЕ», 2011. – Т. 1. – С. 217–228.
- [31] Леховицкий Д. И. Обобщенный алгоритм Левинсона и универсальные решетчатые фильтры / Д. И. Леховицкий // Изв. Вузов. Радиофизика. – 1992. – Т. 35, № 9–10. – С. 790–808.
- [32] Леховицкий Д.И., Милованов С.Б., Раков И.Д., Свердлов Б.Г. Универсальные адаптивные решетчатые фильтры. Ч. 2. Адаптация при заданном корне из оценочной корреляционной матрицы. – Изв. Вузов. Радиофизика. – 1992. – Т. 35, №11–12. – С. 969–991.
- [33] Леховицкий Д.И., Рачков Д.С., Семеняка А.В., Рябуха В.П., Атаманский Д.В. Адаптивные решетчатые фильтры. Части I, II. – Х.: Прикладная радиоэлектроника. – 2011. – Т. 10, № 4 – С. 379–418.
- [34] Y. Abramovich, N. Spencer, and M. Turley. Time-varying autoregressive (TVAR) models for multiple radar observations. – IEEE Trans. Sig. Proc., vol. 55, no. 4. – P. 1298–1311, Apr. 2007.
- [35] Y. Abramovich, N. Spencer, and M. Turley. Order estimation and discrimination between stationary and time-varying autoregressive (TVAR) models. – IEEE Trans. Sig. Proc., vol. 55, no. 6, pp. 2861–2876, Jun. 2007.
- [36] Y. Abramovich, N. Spencer, and B.A. Johnson. Band-Inverse (TVAR) Covariance Matrix Estimation for Adaptive Detection. – Manuscript submitted to IEEE Trans. on AES, December 11, 2006.
- [37] Леховицкий Д.И., Рябуха В.П., Жуга Г.А., Рачков Д.С. СДЦ в импульсных РЛС: 5. Адаптивные системы СДЦ. – Х.: Прикладная радиоэлектроника. – 2011. – Т. 10, № 4. – С. 511–525.
- [38] Беллман Р. Введение в теорию матриц. / Пер. с англ. под ред. Лидского В. Б. – М.: Наука, 1976. – 367 с.
- [39] Справочник по радиолокации. / Под ред. М. Сколника. Нью-Йорк, 1970. / Пер. с англ. под общей редакцией КН. Трофимова. Том 2. Радиолокационные антенные устройства. / Под ред. П.И. Дудника. – М.: Сов. Радио, 1977. – 408 с.
- [40] Фаддеев Д.К., Фаддеева В.Н. Вычислительные методы линейной алгебры, изд. 2-е, Физматгиз, М.–Л., 1963.
- [41] Воеводин В. В., Кузнецов Ю. А. Матрицы и вычисления. – М.: Наука, 1984. – 320 с.
- [42] Robert A. Monzingo, Randy L. Haupt, Thomas W. Miller. Introduction to Adaptive Arrays. – SciTech Publishing, Inc. Raleigh, NC 27615, 2011. – 686 p.
- [43] Гусев С.И., Паршин Ю.Н. Повышение скорости сходимости адаптации в системе обработки сигналов с оптимизацией пространственной структуры. – Радиотехнические и измерительные системы. Вестник РГТУ. № 3 (выпуск 37). Рязань, 2011. – С. 31–34.
- [44] Скачков В.В., Ефимчиков А.Н., Павлович В.И., Ковалишин С.С. Оценка влияния динамических параметров градиентных алгоритмов адаптации на качество подавления шумовых излучений // Збірник наукових праць Одеської державної академії технічного регулювання та якості (ОДАТРЯ), 2013, № 1 (2). – С. 81–87.

Поступила в редколлегію 10.02.2016

Рябуха Вячеслав Петрович, кандидат технічних наук, доцент, ведучий научний співробітник науково-дослідницького центру ХНУРЕ. Научні інтереси: радіолокаційні системи, виявлення і вимірювання параметрів сигналів на фоні шумів.



УДК 621.396.965:621.391.26

Адаптивні системи захисту РЛС від шумових завад. 1. Кореляційні автокомпенсатори на основі стохастичних градієнтних алгоритмів адаптації / В.П. Рябуха // Прикладна радіоелектроніка: наук.-техн. журнал. – 2016. – Том 15. – № 1. – С. 11–25.

Перша стаття циклу статей про адаптивні системи захисту РЛС від маскувальних шумових завад. Розглядаються аналоговий і цифровий кореляційні автокомпенсатори із градієнтними алгоритмами налаштування. Пояснюється причина залежності їх швидкодії від кількості, розташування й інтенсивності джерел зовнішніх шумових завад. Виводиться модифікований алгоритм адаптивного налаштування, що забезпечує усталену роботу цифрового автокомпенсатора.

Ключові слова: шумові завади, адаптивні системи, кореляційні автокомпенсатори, градієнтні алгоритми, швидкодія, об'єм навчальної вибірки, стійкість.

Рис. 17. Бібліогр.: 44 найм.

UDC 621.396.965:621.391.26

Adaptive radar noise jamming protection systems. 1. Correlation self-compensators based on stochastic gradient algorithms of adaptation / V.P. Riabukha // Applied Radio Electronics: Sci. Journ. – 2016. – Vol. 15. – № 1. – P. 11–25.

This paper is the first one of a series on adaptive radar masking noise jamming protection systems. It considers analog and digital self-compensators with gradient adjustment algorithms. A reason of the dependence of their performance on the number of external noise jamming sources, their location and intensity is explained. A modified adaptive adjustment algorithm providing a stable operation of the digital self-compensator is derived.

Keywords: noise jamming, adaptive systems, correlation self-compensators, gradient algorithms, performance, training sample size, stability.

Fig. 17. Ref: 44 items.

VIRTUAL BEAMFORMING-BASED REGULARIZATION APPROACH FOR ENHANCED RADAR/SAR IMAGING

YURIY SHKVARKO, JOEL AMAO, AND ISRAEL YAÑEZ

To perform intelligent analysis of the radar remote sensing imagery acquired with conventional real aperture radar (RAR) or fractional synthetic aperture radar (F-SAR) sensor systems, the original low resolution speckle corrupted images must undergo feature enhancing processing. In this paper, such a processing task is treated as an uncertain nonlinear inverse problem of reconstruction of the scene power reflectivity map from a low resolution image formed employing conventional matched spatial filtering (MSF) of the trajectory data signals. The minimum variance distortionless response (MVDR) virtual adaptive beamforming method is first adapted to coherent RAR/F-SAR imaging modalities and is next restructured into the iterative reconstructive imaging technique that employs the descriptive experiment design regularization (DEDR) framework unified with the variational analysis inspired convergence guaranteed and sparsity promoting composite projectors onto the convex solution sets (POCS). The overall multilevel POCS regularized DEDR-restructured MVDR technique (addressed as the DEDR-MVDR method) performs feature enhanced reconstructive imaging via spatially selective despeckling balanced over the POCS regularized DEDR-optimal resolution enhancement with sparsity preservation. The DEDR-MVDR method implemented in an implicit iterative form does not involve cumbersome matrix inversions at all processing stages. The reported simulations corroborate the efficiency of the developed DEDR-MVDR technique especially in decreasing of the computational complexity without sacrificing the potentially attainable spatial resolution.

Keywords: beamforming, descriptive experiment design regularization, synthetic aperture radar, radar imaging, resolution.

INTRODUCTION

Modern imaging radar and synthetic aperture radar (SAR) systems can provide microwave images of terrestrial surfaces in different wavebands independent of weather conditions and sunlight illumination. The majority of conventional airborne monitoring or navigation missions use low cost real aperture radar (RAR) or fractional SAR (F-SAR) sensing systems. However, the fractional synthesis mode inevitably sacrifices spatial resolution and usually suffers from operational scenario uncertainties attributed to random signal perturbations in a turbulent atmosphere, imperfect system calibration, multiplicative speckle noise, and possible uncontrolled carrier trajectory deviations [1–4]. All low cost airborne RAR/F-SAR systems employ the so-called matched spatial filtering (MSF) based processing of the trajectory data signals in both the slant range and cross range (azimuth) directions performed over the “fast” and “slow” trajectory time scales, correspondingly, for image formation. The MSF method is sometimes referred to as a quick-look or compressed sensing mode [1, 7, 9], but despite its wide application it is able to produce only low resolution (i.e., blurred) imagery corrupted by both additive noise and multiplicative speckle. The mapping capabilities of such RAR/F-SAR sensors are insufficient to reach the goals of multi-purpose analysis of the provided imagery, which make the interpretation of the remotely sensed data very difficult and in some operational scenarios even impossible [3–7]. If the on-board coherent full aperture synthesis mode with further adaptive platform motion and atmospheric errors corrections are unavailable (as it is a case in all low cost remote sensing (RS) and autonomous navigation missions with RAR/F-SAR sensors), the challenging problem consists in an attempt to perform feature enhanced recovery of the low resolution (LR) radar imagery via its computational processing

[3, 9–15]. The crucial problem relates to performing some space-time adaptive processing (STAP) of such degraded radar/F-SAR images to make them suitable for further intelligent data analysis and interpretation in particular RS applications. In the signal processing settings, such STAP tasks are traditionally addressed as feature enhanced radar image recovery that is basically aimed at considerable image resolution enhancement balanced over noise and speckle suppression. These tasks can be formalized in a framework of nonparametric inverse problems of reconstruction of the scattered field spatial spectrum pattern (SSP) i.e., estimation of the average scene power reflectivity referred to as a scene image [6, 11–17]. Representing a spatial map of the RS scene power reflectivity (i.e., the second-order statistics of the random backscattered field), the SSP may possess a local spatial sparsity property peculiar for some piecewise smooth scenes [7, 9, 12, 13]. The deficiency in the spatial resolution and presence of noise and speckle make the SSP recovery problem ill-posed [7, 11, 12, 13, 18, 19]. Modern approaches for solving such a class of uncertain nonlinear inverse problems are based on a combination (fusion) of some regularized image restoration/recovery techniques with adaptive de-speckling methods (e.g., see [5, 7, 11, 17–20] and the references therein). In harsh sensing environments, solution of the SSP recovery inverse problem is complicated due to the random perturbations in the signal formation operator (SFO) that cause multiplicative degradations (speckle) with the statistics (in general, non-Gaussian) usually unknown to the observer [5, 6, 11–14]. The restoration or recovery tasks are aimed at spatial resolution enhancement that needs performing of some approximated adaptive SFO inversion; the latter should also be balanced over suppression of the image-dependent speckle noise. The conventional multi-look de-speckling approach [2–7] does not satisfy these requirements because it considerably sacrifices the spatial

resolution. There is a vast amount of literature on approaches that provide superior performances over the MSF method for SSP estimation when certain assump-

tions are met (e.g., see [3, 10–20] and the references therein).

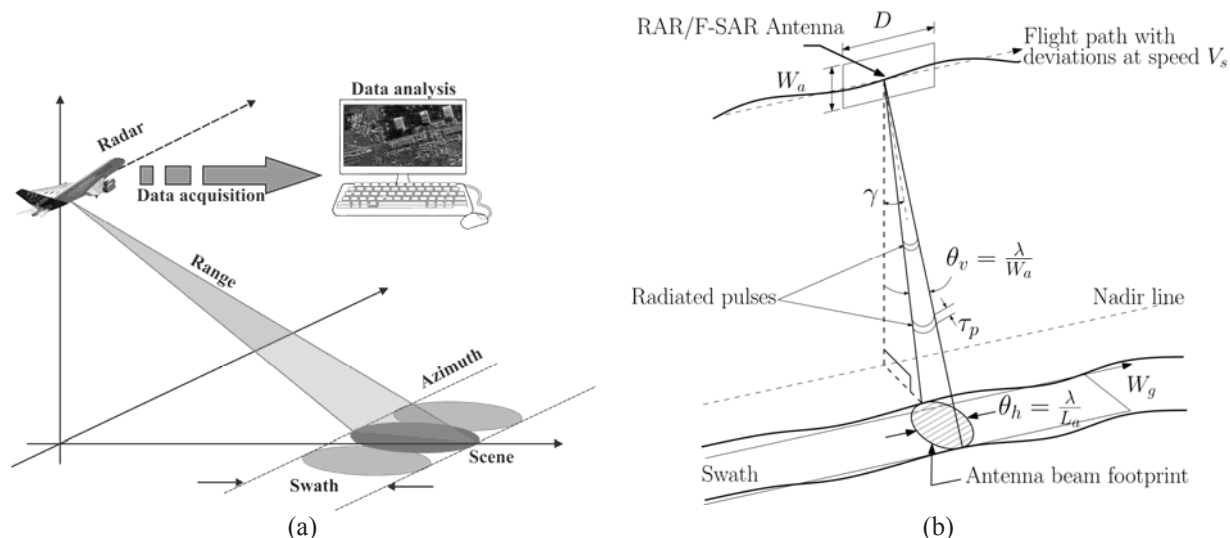


Fig. 1: (a) Essential elements of a typical remote sensing imaging radar; (b) Geometry of a RAR/F-SAR imaging scenario with carrier trajectory deviations.

The most crucial restriction, however, relates to the featured above inverse problem nonlinearity and model uncertainty. Moreover, non-Gaussian statistics of speckle and SFO perturbations (usually unknown to the observer) make infeasible application of the Bayesian inference strategies [11–17] for SSP recovery. Some competing developments [7, 11, 14, 18, 20] argue to employ advanced digital beamforming techniques to improve the recovered image performances. However, the still unresolved problem relates to adaptation of the beamforming-based techniques to solving the inverse problems of feature-enhanced recovery of the scene SSP maps already provided with the LR RAR/F-SAR sensors.

In this study, we consider the nonlinear inverse problem of feature-enhanced SSP reconstruction from a coherent (complex) LR RAR/F-SAR images formed employing the conventional MSF processing method [2, 4, 8, 12]. The recovery problem is stated and treated in the descriptive experiment design regularization (DEDR) framework [12, 13] unified with the robust minimum variance distortionless response (MVDR) virtual beamforming approach [1, 18]. The new challenging propositions are threefold: (i) to solve the nonlinear inverse problem at hand with considerable resolution enhancement over noise suppression gains; (ii) to construct the solution in a form of an MVDR inspired virtual beamforming-based procedure that does not involve cumbersome data matrix inversions at all processing levels, and at the same time guarantees preservation of a sparsity of the recovered scene SSP (if exists); and (iii) to build an efficient iterative scheme for speeded-up implementation of the MVDR-based sparsity promoting SSP recovery procedure. To achieve these goals, we incorporate into the DEDR strategy for SSP reconstruction the additional convergence guaranteed composite projectors onto the convex solution sets (POCS) [11–13]. Next, we put the DEDR-POCS solution into the modified MVDR virtual beamforming framework that excludes matrix inversions at all processing levels. Last, we construct the implicit

contractive mapping iterative scheme for efficient computational implementation of the developed POCS-regularized DEDR-restructured robust MVDR-based method for SSP recovery. In the reported simulations, we corroborate the effectiveness of our new DEDR-MVDR method in the resolution enhancement over noise suppression gains as well as in the convergence rates via its comparison with the competing feature-enhanced radar imaging techniques in the literature [1–7, 11–15].

The rest of the paper is organized as follows. The problem model that we treat in this paper is structurally similar to the previous studies [1, 9, 12, 13], thus the system-level and general phenomenological background and some numerical model details are repeated for convenience to the reader in Section I. In Section II, we develop our new DEDR-restructured virtual MVDR beamforming based technique (that we address here as the unified DEDR-MVDR method). Here, we also provide modifications of the DEDR-MVDR-based solution procedure to avoid cumbersome matrix inversions at all processing levels. Two processing schemes for computational implementation of the developed image recovery method are built in Section III. The algorithmic developments are followed by the effectiveness corroborative numerical simulations featured in Section IV. Concluding remarks in Section V summarize the addressed study.

I. PROBLEM PHENOMENOLOGY

A. Basics of a Radar Imaging System

Conventional low resolution real aperture radar (RAR) microwave imaging radar systems operate via forming fan shaped antenna beams, with wide radiated/received patterns in elevation, to illuminate a respectable swath width in range, and narrow azimuth antenna patterns, to accumulate the image line by line [1–5, 8, 11].

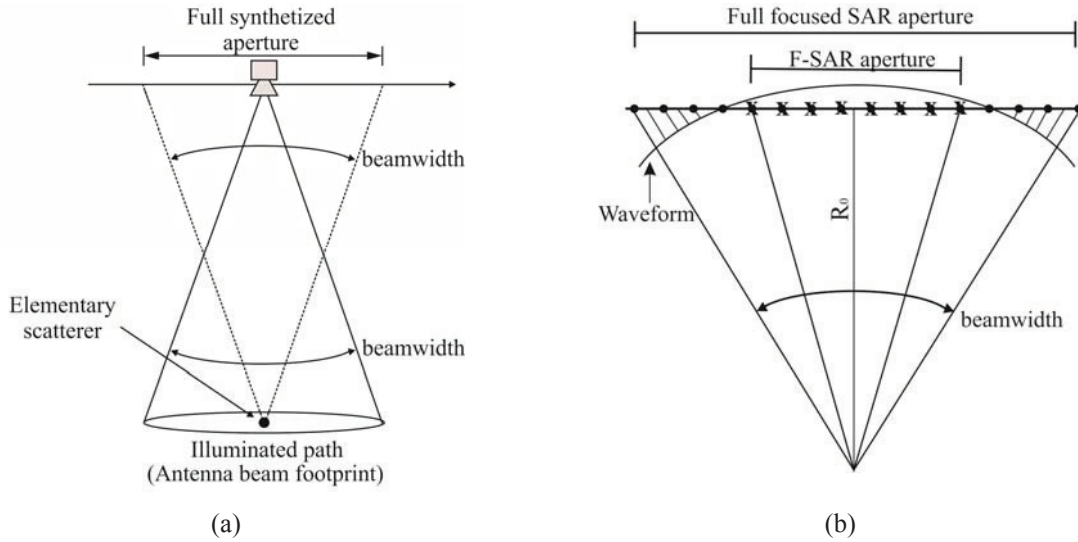


Fig. 2 (a) Full-focused synthetic aperture radar geometry; (b) Problem geometry for an unfocused and fractionally focused synthetic antenna modalities; R_0 represents the range from an elementary scattered target to the center of the synthesized array.

This is illustrated in Figure 1 (a). Imaging radars are differentiated between each other on how they achieve resolution in the range and azimuth directions. Resolution is a measure of image sharpness; the minimum distance two objects (elementary scatterers) have to have in order that their echoes are separable. In the real-world airborne RS scenarios, the carrier flight trajectory is not always nominal; there can be uncontrolled (modeled as unknown deterministic or random) deviations from the nominal flight trajectory (the carrier deviations) during the flight time, changes in the flight altitude, imperfect radar calibrations, etc. Figure 1(b) illustrates these effects peculiar for a RAR/F-SAR system. Here, the radar system is aboard a platform moving at a speed V_s in a non-nominal trajectory, γ defines the angle between the radar beam and the normal line to the earth surface in a particular point of interest, τ_p defines the duration of the radar impulse width, θ_v is the width of the vertical radar beam, θ_h indicates the antenna beam footprint, W_a represents the effective antenna height, D is the effective antenna length, and W_g represents the swath width.

In the systems that employ simple pulse modulated signals, the slant range resolution is determined by the pulse duration [2–4, 8]. The technical way to increase range resolution capability is to employ chirp modulated pulses that admit efficient pulse compression via performing MSF of the trajectory signals in the range direction [2, 4, 8]. Such sensing modality provides sufficiently high range resolution capabilities evaluated for the chirp modulated pulse signals as $\delta_{\text{range}} = (1.4c)/(2\pi B)$ [8] where c represents the speed of propagation of electromagnetic waves and B is the chirp signal bandwidth. Thus, the range resolution problem is technically resolved employing chirp pulse compression techniques, e.g., [2–4, 8]. The crucial problem, on the other hand, relates to the low azimuth (cross range) resolution attainable with conventional RAR sensors [1–5, 8, 11]. The technical way to increase the azimuth resolution is to synthesize the antenna aperture, well known as SAR sensing, e.g., [2–4, 7,

8], etc. Thus, the azimuth resolution depends on the particular mode of the trajectory data signals recording employed in a particular sensing scenario. Here beneath, to complete the background, we feature three general radar sensing modalities that affect the overall azimuth resolution capabilities.

B. System-Level Limitations on Azimuth Resolution

Three typical trajectory data acquisition modes affect the resulting azimuth resolution capability [2, 3, 8].

1) The conventional RAR modality with MSF trajectory signal processing provides azimuth resolution strictly dependent upon the width of the radiated beam [2, 3, 8].

2) The so-called unfocused synthetic antenna modality (unfocused SAR) is able to perform some aperture synthesis, in which the synthetic antenna length is made as long as the unfocused technique permits [4, 8].

3) In the focused synthetic antenna mode, the synthesized array length can be made equal to the back projected linear width of the radiated beam at each range gate (potential, so-called full-focused modality) or its fraction (fractionally-focused modality).

The linear azimuth resolution for the conventional RAR case is given by [2, 8]

$$\delta_{a(\text{RAR})} = \frac{\lambda R}{D}. \quad (1)$$

For the unfocused F-SAR modality, the linear azimuth resolution is defined as [8]

$$\delta_{a(\text{unf SAR})} = \frac{1}{2}\sqrt{\lambda R}, \quad (2)$$

whereas for the full-focused SAR, the resolution is increased to its potentially attainable value [2]

$$\delta_{a(\text{foc SAR})} = \beta_{\text{eff-max}} R = \frac{D}{2}. \quad (3)$$

Here λ represents the wavelength of the radar signal transmitted, D is the horizontal aperture length of a physical antenna, R is the range to the scattering element

on the scene (related to a particular considered range gate), $\beta_{\text{eff}} = \lambda/2L_{\text{eff}}$ represents the effective half-power beamwidth of the synthetic aperture, and L_{eff} is the length of the synthetic aperture. For the full focused mode, L_{eff} equals to the back projected antenna footprint width, i.e., $L_{\text{eff}} = L_{\text{eff-max}} = R\lambda/D$ that results in the potentially attainable azimuth resolution (3).

Clear that in the conventional RAR modality, for achieving moderate azimuth resolution a very narrow beam should be radiated. The half-power beamwidth $\beta_{\text{eff(RAR)}} = \lambda/D$ produces the linear azimuth resolution (1), i.e., the product of beamwidth λ/D with the range R . In the unfocused SAR modality, the conventional data processing technique performs MSF of the trajectory signal acquired within the unfocused synthetic aperture [2–5, 8]. In this case, the coherent signals received at the synthetic array points are integrated, with no attempt made to shift the phases of the signals before integration [8]. This lack of phase adjustment imposes a limitation on the maximum open/unfocused synthetic antenna length that can be generated. This maximum unfocused synthetic antenna length occurs at a given range when the round-trip distance from a radar target to the center of the synthetic array differs no greater than by $\lambda/4$ from the round-trip distance between the radar target and the extremities of the unfocused synthetic aperture array that result in the linear azimuth resolution given by (2) [8] as exemplified in Fig. 2.

Last, in the fractional focused SAR (F-SAR) modality (see Fig. 2(b)), only a fraction (say, $\alpha < 1$) of the potential full-focused aperture $L_{\text{eff}} = \alpha L_{\text{eff-max}} = \alpha R\lambda/D$ is employed to coherently register the trajectory signals for further MSF processing, hence the linear azimuth resolution attainable employing the conventional MSF processing is a $1/\alpha$ coarser than the potential value (3), i.e.,

$$\delta_{\alpha(\text{F-SAR})} = \frac{D}{2\alpha}; \quad \alpha < 1. \quad (4)$$

Next step is to cast and treat the problem of feature enhanced radar imaging via processing of the trajectory data signal coherently registered with a RAR, F-SAR, or unfocused SAR sensors (the latter can also be viewed as a particular F-SAR modality) in the framework of image recovery inverse problems.

C. General Radar Imaging Problem Formalism

Referring to the previous related studies [1, 9, 12, 13] consider a coherent remote sensing (RS) experiment with a narrowband RAR/F-SAR imaging system that enables us to model the extended scene backscattered field by imposing its time invariant complex scattering function $v(\mathbf{r})$ in the scene domain (scattering surface) $R\mathfrak{R}\mathbf{r}$. The measurement data wavefield $u(\mathbf{p})=s(\mathbf{p})+n(\mathbf{p})$ consists of the echo signals s and additive noise n and is assumed to be available for observations and recordings within the prescribed time-space observation domain $P\mathfrak{P}\mathbf{p}$, where $\mathbf{p} = (t, \mathbf{p})^T$ defines the time-space points in the trajectory observation domain $P=T\times P$. The model of the RAR/F-SAR trajectory data signal u is defined by specifying the linear stochastic equation of observation (EO) of an operator form [12], $u = \tilde{\mathcal{S}}v + n$; $v \in \mathbb{V}$; $u, n \in \mathbb{U}$;

$\tilde{\mathcal{S}}: \mathbb{V} \rightarrow \mathbb{U}$, in the Hilbert spaces \mathbb{V} and \mathbb{U} with the \mathbb{L}_2 metrics structures induced by the scalar products [11]

$$[u_1, u_2]_{\mathbb{U}} = \int_P u_1(\mathbf{p})u_2^*(\mathbf{p})d\mathbf{p}; \quad \mathbf{p} \in P \quad \text{and}$$

$$[v_1, v_2]_{\mathbb{V}} = \int_R v_1(\mathbf{r})v_2^*(\mathbf{r})d\mathbf{r}; \quad \mathbf{r} \in R, \quad (5)$$

respectively. In the conventional integral-form representation format, the observation trajectory signal $u(\mathbf{p})$ is expressed as

$$u(\mathbf{p}) = \int_R \tilde{S}(\mathbf{p}, \mathbf{r})v(\mathbf{r})d\mathbf{r} + n(\mathbf{p}); \\ v(\mathbf{r}) \in \mathbb{V}(R); \quad u(\mathbf{p}), n(\mathbf{p}) \in \mathbb{U}(P), \quad (6)$$

where $\tilde{S}(\mathbf{p}, \mathbf{r})$ represents the functional kernel of the perturbed SFO $\tilde{\mathcal{S}}: \mathbb{V} \rightarrow \mathbb{U}$. Its mean, $\mathcal{S} = \langle \tilde{\mathcal{S}} \rangle$; $\mathcal{S}: \mathbb{V} \rightarrow \mathbb{U}$, is completely specified by the regular kernel component given by the averaging $S(\mathbf{p}, \mathbf{r}) = \langle \tilde{S}(\mathbf{p}, \mathbf{r}) \rangle$ (over the randomness of $\tilde{\mathcal{S}}: \mathbb{V} \rightarrow \mathbb{U}$) that is defined by the employed signal wavefield formation model [4, 11, 12]. Such regular SFO kernel $S(\mathbf{p}, \mathbf{r})$ is fully determined by the time-space modulation of signals employed in a particular radar system [5, 11, 12]. The variation about the mean, $\Delta_{\mathcal{S}} = \tilde{\mathcal{S}} - \mathcal{S}$, models perturbations of the wavefield at different propagation paths. In different problem model treatments, such SFO perturbation component, $\Delta_{\mathcal{S}}$, can be considered as unknown deterministic or random. In the stochastic model treatment, $\Delta_{\mathcal{S}}$ is characterized by the general Rytov's statistical model [5].

Following the above operator observation model formalism, we next assume an incoherent nature of the extended object/scene scattered wavefield $v(\mathbf{r}) \in \mathbb{V}(R)$. This is naturally inherent to all real-world radar RS scenarios [2, 5, 11, 12] and leads to the δ -form of the scattered wavefield correlation function

$$R_v(\mathbf{r}_1, \mathbf{r}_2) = \langle v(\mathbf{r}_1)v^*(\mathbf{r}_2) \rangle = b(\mathbf{r}_1)\delta(\mathbf{r}_1 - \mathbf{r}_2); \\ b(\mathbf{r}) = \langle |v(\mathbf{r})|^2 \rangle; \quad \mathbf{r}, \mathbf{r}_1, \mathbf{r}_2 \in R \quad (7)$$

where $v(\mathbf{r})$ and $b(\mathbf{r}) = \langle |v(\mathbf{r})|^2 \rangle$ are referred to as the scene random complex reflectivity and its average power reflectivity/scattering function or spatial spectrum pattern (SSP), respectively. In the standard settings, $v(\mathbf{r})$ is modeled as a zero mean random Gaussian field [2, 5], while the statistics of $u(\mathbf{p})$ depend on the employed statistical models of additive noise $n(\mathbf{p})$ and the SFO perturbations.

The considered here RS imaging problem is formally stated as follows: to derive an estimate $\hat{b}(\mathbf{r})$ of the scene SSP $b(\mathbf{r})$ (referred to as the desired RS power image) by processing the available finite dimensional RAR/F-SAR measurements of the trajectory data signal $u(\mathbf{p})$. It is clear that any feasible estimator of $\hat{b}(\mathbf{r})$ must involve a solution of the operator equation of observation (6) optimal/suboptimal in the sense of some posed criterion. Such a solution assumes inversion (or some approximated in-

version/pseudo-inversion) of the SFO, with the desired SSP estimate related to the complex scattering function via the second order statistical model (7). Thus, such a problem falls into a class of stochastic nonlinear inverse problems. Moreover, due to the SFO perturbations (modeled as unknown deterministic or stochastic with statistics usually unknown to the observer), the problem at hand should be treated as an uncertain stochastic nonlinear inverse problem. Note that random SFO model makes the statistics of the observation signal $u(\mathbf{p})$ non-Gaussian (and unknown to the observer). This makes unfeasible application of the Bayesian inference strategies. Hence some non-Bayesian regularization-based problem solvers should be developed and applied.

D. Problem Model

Following standard trajectory signal discretization schemes [3, 4, 12] consider the vector-form approximation

$$\mathbf{u} = \tilde{\mathbf{S}}\mathbf{v} + \mathbf{n} = \mathbf{S}\mathbf{v} + \Delta_{\mathbf{S}}\mathbf{v} + \mathbf{n}, \quad (8)$$

of the integral equation of observation (6). Here, vector \mathbf{v} represents the lexicographically ordered pixel-format representation of the random scene reflectivity function $v(\mathbf{r})$ observed through the $M \times K$ perturbed matrix-form SFO $\tilde{\mathbf{S}} = \mathbf{S} + \Delta_{\mathbf{S}}$ and contaminated by additive Gaussian noise vector \mathbf{n} . The discrete-form SFO, $\tilde{\mathbf{S}} = \mathbf{S} + \Delta_{\mathbf{S}}$, is the $M \times K$ ($M < K$ for compressed sensing scenarios) matrix-form approximation of the integral-form perturbed SFO $\tilde{\mathcal{S}}: \mathbb{V} \rightarrow \mathbb{U}$, in which the regular component \mathbf{S} is specified by the employed modulation and synthesis mode [3, 4, 12]. In (8), \mathbf{v} , \mathbf{n} , \mathbf{u} are treated as zero-mean random vectors composed of the entries $\{v_k\}_{k=1}^K$, $\{n_m\}_{m=1}^M$ and $\{u_m\}_{m=1}^M$ of the discrete-form approximations of the fields u , n and v with respect to the employed orthogonal decomposition function set $\{h_m(\mathbf{p})\}$ in the observation domain and the expansion (pixel) set $\{g_k(\mathbf{r})\}$ in the scene domain, respectively [3, 4, 8]. These vectors are characterized by the correlation matrices, $\mathbf{R}_v = \mathbf{D}(\mathbf{b}) = \text{diag}(\mathbf{b})$, the diagonal matrix with the vector-form SSP \mathbf{b} at its principal diagonal, $\mathbf{R}_n = N_0 \mathbf{I}$ and $\mathbf{R}_u = \langle \tilde{\mathbf{S}}\mathbf{R}_v\tilde{\mathbf{S}}^+ \rangle + N_0 \mathbf{I}$, correspondingly, where the averaging $\langle \cdot \rangle$ is performed over the randomness of perturbations $\Delta_{\mathbf{S}}$ of the regular SFO \mathbf{S} . In (8), superscript $+$ stands for Hermitian conjugate (adjoint operator [11]), and N_0 is the white observation noise power \mathbf{n} . Vector \mathbf{b} represents a lexicographically ordered by multi index $k = (k_x, k_y)$ vector-form representation of the SSP map $\mathbf{B} = \{b(k_x, k_y)\}$ over the $K_y \times K_x$ pixel-framed 2-D scene $\{k_x = 1, \dots, K_x; k_y = 1, \dots, K_y; k = 1, \dots, K = K_x K_y\}$ [12, 17]. The matrix-form representation of the uncertain SFO in (4) is given by [13]

$$\tilde{\mathbf{S}} = \mathbf{S} + \Delta_{\mathbf{S}}, \quad (9)$$

in which the $M \times K$ nominal SFO matrix \mathbf{S} is composed of the scalar products $\{[Sg_k, h_m]_{\mathbb{U}}\}; k = 1, \dots, K; m = 1, \dots, M\}$ [11] while all problem model uncertainties are attributed to the distortion term $\Delta_{\mathbf{S}}$. In the stochastic

treatment, such $\Delta_{\mathbf{S}}$ is modeled as a random zero-mean matrix with the bounded second-order moment, i.e.

$$\langle \Delta_{\mathbf{S}} \rangle = \mathbf{0}; \quad \langle \|\Delta_{\mathbf{S}}\|^2 \rangle = \langle \text{tr}\{\Delta_{\mathbf{S}}\Delta_{\mathbf{S}}^+\} \rangle \leq \eta \quad (10)$$

where $\|\Delta_{\mathbf{S}}\|^2 = \text{tr}\{\Delta_{\mathbf{S}}\Delta_{\mathbf{S}}^+\}$ defines the squared Frobenius matrix norm, $\text{tr}\{\cdot\}$ is the trace operator, superscript $+$ defines the Hermitian conjugate (conjugate transpose), and η is the bounding constant [12] that we consider as a user specified problem model parameter. In the limiting case, $\eta = 0$, the SFO perturbations are neglected, hence the problem is simplified to the certain nonlinear inverse problem with Gaussian statistics of all vectors in (8).

E. Discrete-Form Imaging Problem Formalism

A solver to the nonlinear inverse problem for recovery of the SSP vector \mathbf{b} from the available data recordings \mathbf{u} , i.e.,

$$\hat{\mathbf{b}} = \text{est}_{\text{strategy}}\{\mathbf{b} | \mathbf{u}\} \quad (11)$$

obviously depends on the employed estimation *strategy*.

For the commonly accepted Gaussian model [3] of the complex reflectivity \mathbf{v} and random (Gaussian or non-Gaussian [3, 4, 11]) SFO perturbations term $\Delta_{\mathbf{S}}$ in (9), the composite noise, $\Delta_{\mathbf{S}}\mathbf{v} + \mathbf{n}$, in (8) is, in general, non-Gaussian distributed and signal dependent [1, 7, 11], and it is not even practical to model it as a mixture of Gaussians due to insufficient training data and the lack of knowledge about the number of Gaussian mixtures [11]. This makes infeasible application of the Bayesian estimation strategy.

The feasible competing approach that we propose to follow in this study is based on the worst case statistical performances optimization adapted minimum risk inspired DEDR framework [12] that does not require knowledge of the particular probabilistic characteristics of the data model (8). The general-form DEDR solver $\hat{\mathbf{b}} = \text{est}_{\text{DEDR}}\{\mathbf{b} | \mathbf{u}\}$ seeks for an SSP estimate in the positive convex cone solution set in the Euclidian image/solution space $\mathbb{B}_{(K)}$ with the metric structure induced by the generalized $\ell_2 - \ell_2$ scalar products [13]

$$\|\mathbf{b}\|_{\mathbb{B}_{(K)}}^2 = [\mathbf{b}, \mathbf{b}] + [\nabla \mathbf{b}, \nabla \mathbf{b}] = [\mathbf{b}, (\mathbf{I} + \nabla^2)\mathbf{b}] \quad (12)$$

which involves equibalanced ℓ_2 structured image norm and image gradient norm. In our metrics construction (12), operator ∇ is defined via the square root of the discrete-form Laplace operator ∇^2 [11], hence $\nabla \mathbf{b}$ returns the K -D equivalent of the image gradient [11]. After the desired SSP vector estimate (11) in the properly structured solution space $\mathbb{B}_{(K)} \ni \mathbf{b}, \hat{\mathbf{b}}$ is found, the final SSP distribution is reconstructed via the composition

$$\hat{b}_{(K)}(\mathbf{r}) = \sum_{k=1}^K \hat{b}_k g_k(\mathbf{r}) \quad (13)$$

over the pixel-framed observation scene specified by the employed set of pixels (usually rectangular) $\{g_k(\mathbf{r}); \mathbf{r} \in R\}_{k=1}^K$.

The feature enhanced RS imaging problem at hand is to develop the framework (in this study, the unified POCS-regularized DEDR-restructured MVDR method) and the related technique(s) for high-resolution estimation (feature-enhanced reconstruction) of the SSP as a solution to the following nonlinear inverse problem

$$\hat{\mathbf{b}} = est_{\text{DEDR-MVDR}} \{ \mathbf{b} | \mathbf{u} = \tilde{\mathbf{S}}\mathbf{v} + \mathbf{n}; \mathbf{R}_v = \text{diag}(\mathbf{b}) \} \quad (14)$$

via processing the available recordings (8) of the complex (coherent) trajectory data \mathbf{u} degraded by the composite noise (multiplicative Δ_s and additive \mathbf{n}) with the SFO perturbation statistics $\langle \tilde{\mathbf{S}}\mathbf{R}_v\tilde{\mathbf{S}}^+ \rangle$ unknown to the observer.

The DEDR framework developed in the previous studies [12, 13] provides the solution to the generic SSP recovery problem (11) that is feasible only for non-sparse SSP vectors. Moreover, such method involves cumbersome regularized inversions of the matrix-form point spread function (PSF) operators, in which the regularizer $(\text{diag}(\mathbf{b}))^{-1}$ is feasible for non-sparse SSP vectors \mathbf{b} only. To treat competing operational scenarios with sparse SSP vectors \mathbf{b} the new modified version of the DEDR strategy that does not involve inversions $(\text{diag}(\mathbf{b}))^{-1}$ should be conceived. In this study, we propose to follow the DEDR-restructured MVDR strategy, and develop the solvers that completely exclude matrix inversions at all solution stages.

II. MODIFIED DEDR-MVDR METHOD

A. Adaptation of Robust MVDR Beamforming for Radar Imaging

The classical robust adaptive MVDR method adapted for the high resolution nonparametric radar imaging defines the estimates of all SSP vector entries via the square detected $(\{\cdot\}_{\text{SQ-DET}})$

$$\{ \hat{b}_k = \{ [\mathbf{u}, \mathbf{w}_k(\hat{\mathbf{b}})] \}_{\text{SQ-DET}} \forall k = 1, \dots, K \} \quad (15)$$

adaptive beamformer outputs computed as inner products $\{ [\mathbf{u}, \mathbf{w}_k(\hat{\mathbf{b}})]; k = 1, \dots, K \}$ of the data vector \mathbf{u} with the so-called optimal beamformer weight vectors $\{ \mathbf{w}_k(\hat{\mathbf{b}}); k = 1, \dots, K \}$ [9, 18]. Those are solution-dependent; hence optimal adaptive processing is performed. Particular structures of the weight vectors $\{ \mathbf{w}_k(\hat{\mathbf{b}}) \}$ depend on the employed statement of the relevant optimal beamforming problem. In the most general robust MVDR setting [18], such $\{ \mathbf{w}_k(\hat{\mathbf{b}}) \}$ are defined via solving the following convex constrained optimization problem

$$\begin{aligned} (1/2) \langle [\mathbf{u}, \mathbf{w}_k]^2 \rangle \rightarrow \min_{\mathbf{w}_k} \quad \text{subject to } \{ [\mathbf{s}_k, \mathbf{w}_k] = 1 \\ \text{for all look directions } k = 1, \dots, K \} \end{aligned} \quad (16)$$

where $\{ \mathbf{s}_k; k = 1, \dots, K \}$ are the corresponding column vectors of the regular SFO matrix \mathbf{S} . In the STAP signal processing terminology, those $\{ \mathbf{s}_k; k = 1, \dots, K \}$ are referred to as so-called steering vectors [18]. Later on, we

will explain the MSF processing related sense of such steering vectors. Solution to the problem (16) yields the closed-form expressions to the optimal weight vectors [9, 18]

$$\begin{aligned} \{ \mathbf{w}_k(\hat{\mathbf{b}}) = \alpha_k \mathbf{R}_u^{-1} \mathbf{s}_k; k = 1, \dots, K \} \text{ with optimal scaling} \\ \text{factors } \{ \alpha_k = (\mathbf{s}_k^+ \mathbf{R}_u^{-1} \mathbf{s}_k)^{-1}; k = 1, \dots, K \}. \end{aligned} \quad (17)$$

Note that all weight vectors defined by (17) are solution-dependent due to the dependence of the data theoretical covariance matrix $\mathbf{R}_u = \mathbf{R}_u(\mathbf{b}) = \mathbf{S} \text{diag}(\mathbf{b}) \mathbf{S}^+ + \mathbf{R}_n$ on the SSP vector \mathbf{b} . Putting vectors (17) into (15) yields the nonlinear solution-dependent SSP estimator [9, 18]

$$\{ \hat{b}_k = \frac{1}{\mathbf{s}_k^+ \mathbf{R}_u^{-1}(\mathbf{b}) \mathbf{s}_k}; \kappa = 1, \dots, K \} \quad (18)$$

optimal (in the MVDR sense) for the theoretical model-dependent (\mathbf{b} -dependent) covariance matrix inverse $\mathbf{R}_u^{-1}(\mathbf{b})$ where now \mathbf{s}_k^+ defines the k th steering vector composed of the corresponding k th row ($k = 1, \dots, K$) of the adjoint regular SFO matrix \mathbf{S}^+ [12]. In the practical RS imaging scenarios, the unknown exact (model) covariance matrix $\mathbf{R}_u(\mathbf{b})$ is substituted by its J -sample maximum likelihood (ML) estimate [1] $\mathbf{Y} = \hat{\mathbf{R}}_u = (1/J) \sum_{j=1}^J \mathbf{u}_{(j)} \mathbf{u}_{(j)}^+$ that results in the corresponding MVDR algorithm for SSP estimation [18]

$$\{ \hat{b}_k = \frac{1}{\mathbf{s}_k^+ \mathbf{Y}^{-1} \mathbf{s}_k}; k = 1, \dots, K \} \quad (19)$$

feasible for the full rank estimated data covariance matrix \mathbf{Y} only.

B. DEDR-Restructured Robust MVDR Technique for Enhanced SSP Reconstruction

From simple algebra, it is easy to corroborate that the theoretical model-based MVDR estimator (18) is algorithmically equivalent to the solution (with respect to the SSP vector \mathbf{b}) of the nonlinear equation

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{b}} \rightarrow \text{solution to the Eq.} \rightarrow \\ \{ \mathbf{D}(\mathbf{b}) \}_{\text{diag}} = \{ \mathbf{W}(\mathbf{b}) \mathbf{R}_u(\mathbf{b}) \mathbf{W}(\mathbf{b}) \}_{\text{diag}} \end{aligned} \quad (20)$$

with the solution operator (SO)

$$\mathbf{W}(\mathbf{b}) = (\mathbf{D}(\mathbf{b}) \mathbf{S}^+ \mathbf{S} + N_0 \mathbf{I})^{-1} \mathbf{D}(\mathbf{b}) \mathbf{S}^+ . \quad (21)$$

Substituting in (20) the theoretical covariance matrix \mathbf{R}_u by its sample estimate $\mathbf{Y} = \hat{\mathbf{R}}_u$ yields the following DEDR-restructured MVDR strategy

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{b}} \rightarrow \text{solution to the Eq.} \rightarrow \\ \hat{\mathbf{b}} = \{ \mathbf{D}(\hat{\mathbf{b}}) \}_{\text{diag}} = \{ \mathbf{W}(\hat{\mathbf{b}}) \mathbf{Y} \mathbf{W}(\hat{\mathbf{b}}) \}_{\text{diag}} = \\ = \{ \mathbf{A}(\hat{\mathbf{b}}) \mathbf{Q} \mathbf{A}(\hat{\mathbf{b}}) \}_{\text{diag}} \end{aligned} \quad (22)$$

with the solution independent sufficient statistics (SS) matrix $\mathbf{Q} = \mathbf{S}^+ \mathbf{Y} \mathbf{S}$ and the solution-dependent reconstruction matrix operator

$$\mathbf{A} = \mathbf{A}(\hat{\mathbf{b}}) = (\mathbf{D}(\hat{\mathbf{b}}) \mathbf{Y} + N_0 \mathbf{I})^{-1} \mathbf{D}(\hat{\mathbf{b}}) . \quad (23)$$

In (21), (22), operator $\{\cdot\}_{\text{diag}}$ returns the vector of the principal diagonal of the embraced matrix, and in (23), $\Psi = \mathbf{S}^+ \mathbf{S}$ represents the matrix-form ambiguity function operator of the MSF linear low-resolution complex image formation system [1, 12, 13]. Note that in the DEDR-restructured MVDR estimator (22), matrix $\mathbf{A} = \mathbf{A}(\hat{\mathbf{b}})$ defined by (23) does not involve inversion of $\mathbf{D}(\hat{\mathbf{b}})$, hence, the solver to (22) results in the desired sparsity preserving DEDR-MVDR-optimal technique that admits zero entries (sparsity) in the SSP vector.

To adapt the solver (22) to the uncertain model of the perturbed SFO operator (9), we now follow the generic DEDR framework [12]. It suggests the robust approach for adjusting the SO (21) to the worst case statistical performances (WCSP) optimization model of the DEDR problem that yields the so-called robustified SO of the 2nd kind [12]

$$\mathbf{W}(\hat{\mathbf{b}}) = \mathbf{A}(\hat{\mathbf{b}})\mathbf{S}^+ = (\mathbf{D}(\hat{\mathbf{b}})\Psi + N_{\Sigma}\mathbf{I})^{-1}\mathbf{D}(\hat{\mathbf{b}})\mathbf{S}^+ \quad (24)$$

with the regularizing factor defined as a composite noise power $N_{\Sigma} = N_0 + \beta$, the additive observation noise power N_0 augmented by the loading factor $\beta \geq 0$ adjusted to the regular SFO Loewner ordering factor and its statistical uncertainty bound η specified in (10) (see [12] for details). Hence, the robust modification of the DEDR-MVDR estimator (22) is now constructed simply by replacing in (21), (23) N_0 by the composite (loaded) regularizing factor $N_{\Sigma} = N_0 + \beta$. In practical estimation scenarios, the diagonal loading factor β can be put spatially varying over the scene and evaluated empirically from the speckle-corrupted low-resolution MSF image following one of the local statistics methods exemplified in [12].

Now, we are ready to adapt the robust sparsity preserving DEDR-MVDR solver defined by (20), (24) to the considered here single look F-SAR mode ($J = 1$) via substituting \mathbf{Y} by $\mathbf{u}\mathbf{u}^+$ and defining the complex MSF imaging system output

$$\mathbf{q} = \mathbf{S}^+ \mathbf{u}, \quad (25)$$

in which case, the robust sparsity preserving DEDR-MVDR solver (20), (24) yields the solution in the form of the elementwise square detected (SQ-DET) output of the reconstructive operator $\mathbf{A}(\hat{\mathbf{b}})$ applied to the complex MSF image \mathbf{q} , i.e.,

$$\hat{\mathbf{b}} \rightarrow \text{solution to the Eq.} \rightarrow \hat{\mathbf{b}} = \{\mathbf{A}(\hat{\mathbf{b}})\mathbf{q}\}_{\text{SQ-DET}} = \{\mathbf{A}(\hat{\mathbf{b}})\mathbf{q}\mathbf{q}^+ \mathbf{A}(\hat{\mathbf{b}})\}_{\text{diag}}. \quad (26)$$

with the restructured (diagonal loaded)

$$\mathbf{A} = \mathbf{A}(\hat{\mathbf{b}}) = (\mathbf{D}(\hat{\mathbf{b}})\Psi + N_{\Sigma}\mathbf{I})^{-1}\mathbf{D}(\hat{\mathbf{b}}) \quad (27)$$

From simple algebra, it is easy to corroborate that for the adopted single-look RAR/F-SAR modalities with the real-valued signal independent sufficient measurement statistics

$$\mathbf{Q} = \text{diag}(\mathbf{g}); \quad \mathbf{g} = \{\mathbf{q}\}_{\text{SQ-DET}} \quad (28)$$

available for further processing (i.e., the square detected low resolution MSF output (25)), the estimator (26) is algorithmically equivalent to the following DEDR-modified robust MVDR solver

$$\hat{\mathbf{b}} \rightarrow \text{solution to the Eq.} \rightarrow \Phi(\hat{\mathbf{b}})\hat{\mathbf{b}} = \mathbf{D}^2(\hat{\mathbf{b}})\mathbf{g} = \mathbf{f} \quad (29)$$

with the solution-dependent weighted MSF data vector

$$\mathbf{f} = \mathbf{f}(\hat{\mathbf{b}}) = \mathbf{D}^2(\hat{\mathbf{b}})\mathbf{g}, \quad (30)$$

and the solution-dependent MSF imaging system point spread function (PSF) matrix-form operator

$$\Phi = \Phi(\hat{\mathbf{b}}) = (\mathbf{D}(\hat{\mathbf{b}})\Psi + N_{\Sigma}\mathbf{I}) \bullet (\mathbf{D}(\hat{\mathbf{b}})\Psi + N_{\Sigma}\mathbf{I})^* \quad (31)$$

where symbol \bullet defines the Schur-Hadamard (elementwise) matrix product.

III. IMPLEMENTATION SCHEMES

A. POCS Regularized Iterative-Form Implementation

The next stage of our design consists in construction of the sparsity promoting POCS operator and its incorporation into (29) that yields the resulting POCS-regularized DEDR-restructured robust MVDR-optimal solver

$$\hat{\mathbf{b}} \rightarrow \text{solution to the Eq.} \rightarrow \mathcal{P}\{\Phi(\hat{\mathbf{b}})\hat{\mathbf{b}} = \mathbf{D}^2(\hat{\mathbf{b}})\mathbf{g} = \mathbf{f}\} \quad (32)$$

with the solution-dependent robust reconstructive operator $\mathbf{A} = \mathbf{A}(\hat{\mathbf{b}})$ defined by (27) and the composite POCS operator $\mathcal{P} = \mathcal{P}_3\mathcal{P}_2\mathcal{P}_1$. Thus, we construct the composite POCS operator as a cascade action of three operators. Hence, the action of such \mathcal{P} is threefold. First, the local statistics-based despeckling filter [1, 12, 24] $\mathcal{P}_1 = \mathcal{P}_{\text{desp}}$ transforms the speckle corrupted MSF image $\mathbf{g} = \{\mathbf{q}\mathbf{q}^+\}_{\text{diag}}$ into the despeckled low resolution image $\hat{\mathbf{b}}_{\text{despMSF}} = \hat{\mathbf{b}}_{[0]} = \mathcal{P}_{\text{desp}}\{\mathbf{g}\}$ that serves as an input (the zero-step iteration $\hat{\mathbf{b}}_{[0]}$) for the further iterative reconstructive processing.

Second, \mathcal{P}_2 transforms (29) into the implicit contractive mapping iterative scheme, i.e., $\mathcal{P}_2 = \mathcal{P}_{\text{iter}}$, with two corresponding discrepancy terms related to the $\ell_2 - \ell_2$ structured metric specified by (12). Last, $\mathcal{P}_3 = \mathcal{P}_{\pi}$ acts as a hard thresholding operator that at each iteration $i = 1, \dots$ clips off all entries of $\hat{\mathbf{b}}_{[i]}$ lower than the user specified nonnegative sparsity preserving tolerance threshold level π .

From the fundamental theorem of POCS [11] it follows that composite $\mathcal{P}_{\pi}\mathcal{P}_{\text{iter}}$ serves also as a convergence guaranteed POCS operator. With such cascade \mathcal{P} the (32) is transformed into the implicit iterative feature enhanced DEDR-MVDR technique

$$\hat{\mathbf{b}}_{[i+1]} = \mathcal{P}_{\pi}\{\hat{\mathbf{b}}_{[i]} + \lambda_1(\mathbf{f}_{[i]} - \Phi_{[i]}\hat{\mathbf{b}}_{[i]}) + \lambda_2\nabla^2[\mathbf{f}_{[i]} - (\Phi_{[i]}\hat{\mathbf{b}}_{[i]})]\} \quad (33)$$

different from all other competing approaches [1–14]. Instead of equibalanced $\ell_2 - \ell_2$ weights specified in (12),

method of [13] that does not involve the image gradient norm in the ℓ_2 only structured image space.

B. Quantitative Performance Metrics

In order to quantitatively evaluate the image enhancement performances obtained with different compared employed reconstruction methods, we have employed three performance metrics commonly used in the image analysis applications [1, 19, 21, 22]. The first one, is the so-called improvement in the output signal-to-noise ratio (IOSNR) measured via the ratio of the corresponding squared ℓ_2 error norms defined as [12, 19]

$$IOSNR^{(p)} = 10 \log_{10} \left(\frac{\|\mathbf{g} - \mathbf{b}\|^2}{\|\hat{\mathbf{b}}^{(p)} - \mathbf{b}\|^2} \right) \quad (35)$$

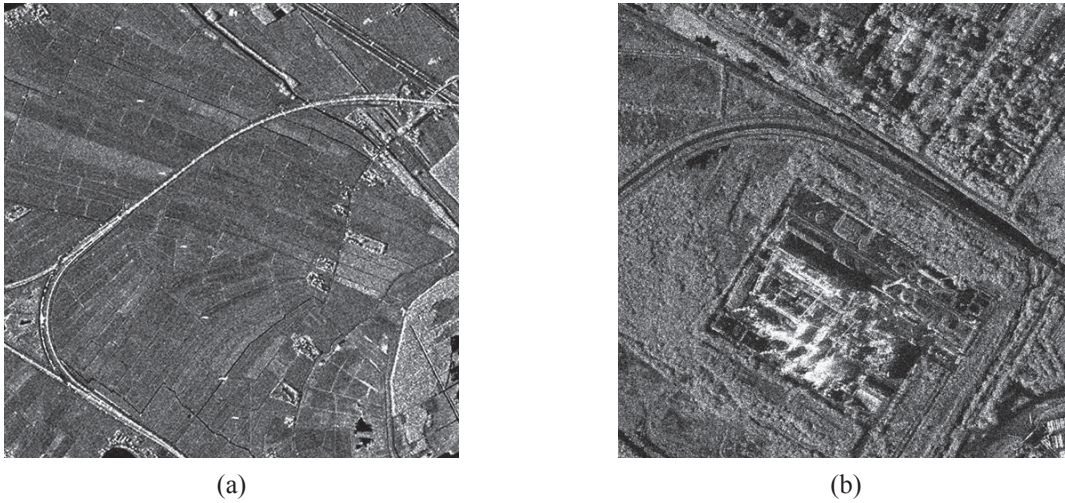


Fig. 4. Original scene for the first and second scenarios (not observable with the simulated F-SAR systems).

The second quantitative evaluation metric is the mean absolute error (MAE)

$$MAE^{(p)} = 10 \log_{10} \left\{ \frac{1}{K_x K_y} \sum_{k_x=1}^{K_x} \sum_{k_y=1}^{K_y} |\hat{b}^{(p)}(k_x, k_y) - b(k_x, k_y)| \right\} \quad (36)$$

where $\{b(k_x, k_y)\}$ represent the pixel values of the initial SSP and $\{\hat{b}^{(p)}(k_x, k_y)\}$ represent the pixel values of the SSP reconstructed applying the p th tested technique ($p = 1, 2, 3, 4$). As a note, this metric is well suitable for quantification of fine image reconstruction details, such as edge preservation (sharpening) and resolution of small targets on the extended scene [19, 21].

Finally, the third employed quality metric is the so-called structural similarity index measure (SSIM). The SSIM quantifies the perceptual difference between the distorted image and the reference image. It was originally designed in [21, 22] as a quantitative measure that closely emulates the human visual system. Following [21, 22], the structural information in an image relates to those attributes that represent the structure of objects in the scene independent of the average luminance and contrast. The mean squared error (MSE) and the peak signal-to-noise ratio (PSNR) quality metrics might not be well matched to perceived visual quality. Two distorted images with the same or close MSE and PSNR may have very different types of errors, some of which are much

where \mathbf{b} represents the original SSP frame, \mathbf{g} is the low-resolution speckle-corrupted image formed by a fractional SAR system that employs the conventional MSF method (28), and $\hat{\mathbf{b}}^{(p)}$ represents the SSP reconstructed from the corrupted MSF image \mathbf{g} applying the p th imaging method from the simulated family ($p = 1, 2, 3, 4$): $p = 1$ corresponds to the original low resolution MSF image $\hat{\mathbf{b}}^{(1)} = \mathbf{g}$; $p = 2$ corresponds to the image enhanced with the celebrated non-parametric model-free anisotropic diffusion (AD) procedure adapted to SAR imaging [12, 13]; $p = 3$ relates to the image recovered employing the most prominent competing DEDR-related RASF algorithm [13]; $p = 4$ corresponds to the feature enhanced image reconstruction performed with the developed here DEDR-MVDR method.

more visible than others. That is why; SSIM is a better indicator of perceived image quality. It is defined as follows [21, 22]

$$SSIM(\mathbf{b}, \hat{\mathbf{b}}^{(p)}) = \frac{(2\mu_b \mu_{\hat{b}^{(p)}} + C_1)(2\sigma_{b\hat{b}^{(p)}} + C_2)}{(\mu_b^2 + \mu_{\hat{b}^{(p)}}^2 + C_1)(\sigma_b^2 + \sigma_{\hat{b}^{(p)}}^2 + C_2)} \quad (37)$$

where, as in (35), \mathbf{b} represents the original SSP frame and $\hat{\mathbf{b}}^{(p)}$ is the SSP estimate formed applying the corresponding p th method from the tested family ($p = 1, \dots, 4$), and coefficients C_1, C_2 are included to avoid instability [21, 22]. In (37), the image luminance is estimated as the mean intensity

$$\mu_x = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K x_k; \quad (38)$$

the standard deviation

$$\sigma_x = \left(\frac{1}{K} \sum_{k=1}^K (x_k - \mu_x)^2 \right)^{\frac{1}{2}} \quad (39)$$

is used as an estimate of the image contrast, and the structure comparison is performed via evaluating the covariance between the corresponding compared images

$$\sigma_{x,y}^2 = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K (x_k - \mu_x)(y_k - \mu_y). \quad (40)$$

In the simulations reported in the next Section, we have used $C_1 = 1e-4$ and $C_2 = 9e-4$ following the structure suggested in [21, 22].

C. Simulation Results and Discussion

Figure 4 presents the high resolution despeckled scene image formed with a hypothetical full-focused SAR (not observable with the simulated F-SAR) for two scenes borrowed from the real-world SAR imagery [26].

The low resolution speckle corrupted scene images in Figure 5(a) and in Figure 6(a) correspond to the simulated single look F-SAR (quick look modality (25), (28)) for the operational scenario specifications similar to those from the competing studies [1, 9, 13] as specified in the Figure captions. Figures 5(b) thru 5(d) and Figures 6(b) thru 6(d) report the feature-enhanced radar imaging results obtained with different compared DEDR-related techniques as specified in the Figure captions. These results verify that the best perceptual F-SAR image en-

hancement performances as well as convergence rates were attained with the developed POCS regularized DEDR-MVDR method. In the first scenario related to the scene shown in Figure 4(a), the simulated degradations in the resolution are moderate over the range direction ($\kappa_r = 10$) and significantly larger over the azimuth direction ($\kappa_a = 20$). In the second scenario related to the scene shown in Figure 4(b), the fractional SAR system suffers from much more severe degradations due to additional defocusing in both directions ($\kappa_r = 15$; $\kappa_a = 30$). Next, Figures 5(b) and 6(b) show the images enhanced applying the competing anisotropic diffusion (AD) technique [16, 23]. The images reconstructed using the competing DEDR-related RASF method [12] are shown in Figures 5(c) and 6(c), and the corresponding images optimally reconstructed applying the developed here DEDR-MVDR technique (after 12...14 performed iterations) are presented in Figures 5(d) and 6(d), respectively.

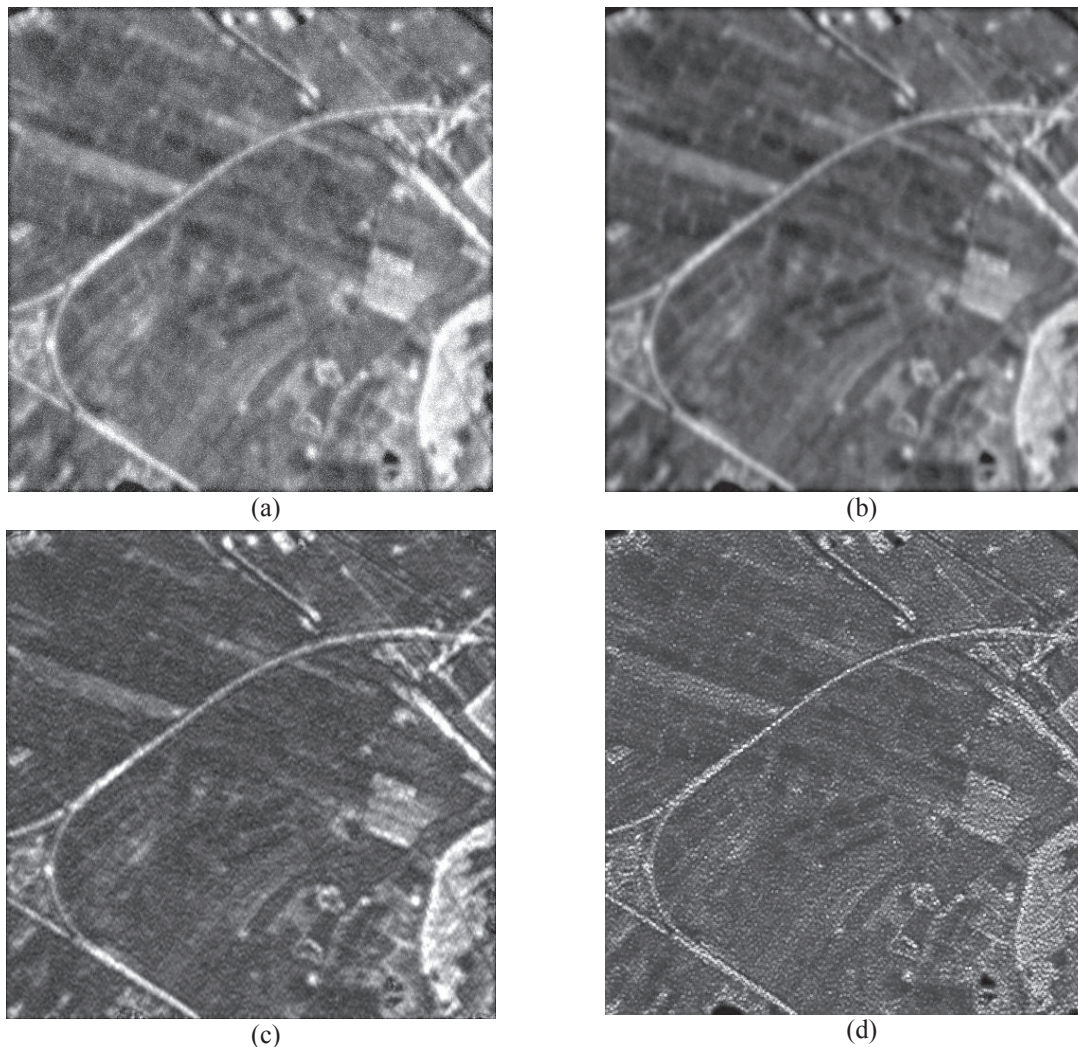


Fig. 5. Simulation results for four tested imaging modalities: (a) low resolution speckle corrupted MSF image of the first scene formed with a simulated F-SAR system; modeled system parameters: squared triangular range point spread function (PSF), the width (at $\frac{1}{2}$ of the peak value) $\kappa_r = 10$ pixels; squared Gaussian bell azimuth PSF, the width (at $\frac{1}{2}$ of the peak value) $\kappa_a = 20$ pixels; the worst case single-look scenario with fully developed speckle, (SNR = 0 dB); (b) the same scene image enhanced using the AD technique (convergence at 43 iterations); (c) result of reconstructive imaging performed with the DEDR-related RASF method (convergence at 34 iterations); (d) the same image reconstructed applying the developed here DEDR-MVDR technique (convergence at 12 iterations). All results are reported for the zero-level threshold $\pi = 0$.

Table 1 reports the quantitative performances evaluated via three quality metrics (27), (28) and (29) obtained with three tested DEDR-related feature enhanced SSP

estimation methods. Those are also indicative of the superior quantitative recovery performances attained with the proposed DEDR-MVDR technique.

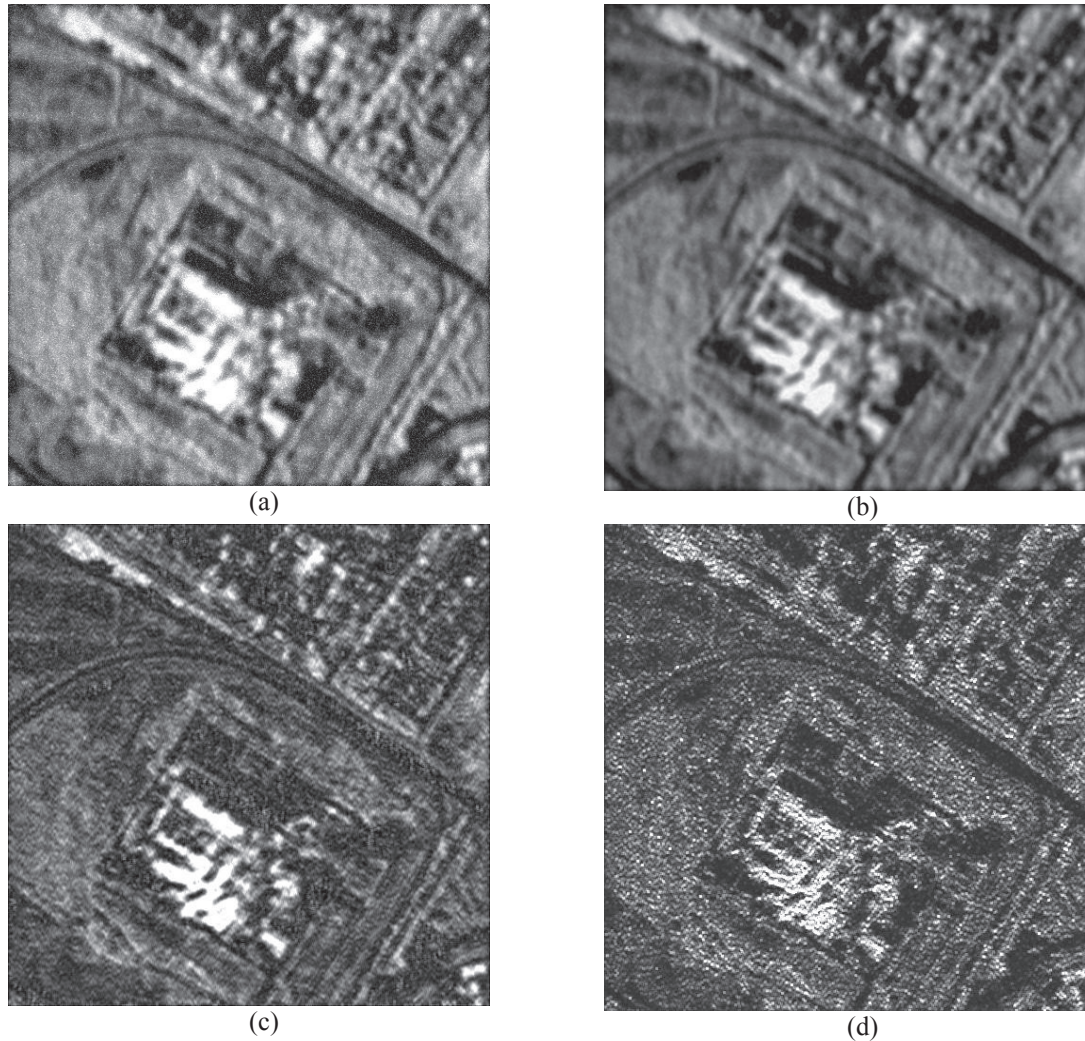


Fig. 6. Simulation results for four tested imaging modalities: (a) low resolution speckle corrupted MSF image of the second scene formed with a simulated F-SAR system; modeled system parameters: squared triangular range point spread function (PSF), the width (at $\frac{1}{2}$ of the peak value) $\kappa_r = 15$ pixels; squared Gaussian bell azimuth PSF, the width (at $\frac{1}{2}$ of the peak value) $\kappa_a = 30$ pixels; the worst case single-look scenario with fully developed speckle, (SNR = 0 dB); (b) the same scene image enhanced using the AD technique (convergence at 44 iterations); (c) result of reconstructive imaging performed with the DEDR-related RASF method (convergence at 36 iterations); (d) the same image reconstructed applying the fused MVDR-POCS technique (convergence at 14 performed iterations). All results are reported for the zero-level threshold $\pi = 0$.

Table 1: Quantitative results obtained for the two simulated scenarios using three different quality metrics.

	First scenario			Second scenario		
	$\kappa_r = 10$	$\kappa_a = 20$	SSIM	$\kappa_r = 15$	$\kappa_a = 30$	SSIM
	IOSNR(dB)	MAE(dB)		IOSNR(dB)	MAE(dB)	
AD	2.61	18.91	0.42	2.18	18.83	0.37
RASF	2.75	18.70	0.42	2.32	18.59	0.45
DEDR-MVDR	3.51	18.65	0.49	3.05	18.59	0.56

V. CONCLUSION

In this paper, we have treated the feature enhanced RS imaging problem particularly adapted to the conventional RAR/F-SAR sensors. The image recovery problem was casted and treated in the inverse problem statement as an enhanced resolution reconstruction of the desired SSP of the remotely sensed scene from the low resolution MSF image. The solution to the inverse problem at hand was derived based on the generic DEDR framework. The DEDR solution strategy does not require a priori knowl-

edge of the data signal statistical distributions and is aimed at the optimal balancing of the adaptive resolution enhancement over the spatially selective composite noise suppression (both additive noise and multiplicative speckle). To find an efficient solution, we have performed the DEDR restructuring of the celebrated robust MVDR virtual beamforming-based high resolution SSP reconstruction technique particularly adapted to the RAR/F-SAR sensing modalities that yields the new unified DEDR-MVDR-optimal inverse problem solver. The developed DEDR-MVDR method manifests considerably

enhanced SSP reconstruction features. It outperforms the prominent competing high-resolution imaging techniques in the perceptual image recovery quality as well as in the attainable quantitative performance enhancement measures. Those are achieved due to incorporation into the DEDR solution framework the edge preserving and sparsity promoting POCS regularization levels. Moreover, due to the employed composite POCS regularization the DEDR-MVDR enhanced radar imaging technique is implementable in a considerably speeded-up implicit iterative mode that completely excludes cumbersome matrix inversions at all processing stages. The new DEDR-MVDR method does not need the observer's supervision, facilitates parallel processing and manifests super-resolution performances that make it a viable candidate for perspective digital-form implementation in low cost RAR/F-SAR sensing instruments.

REFERENCES

- [1] Shkvarko, Y.V., Amao J.A., Descriptive Experiment Design Restructured MVDR Beamforming Technique for Enhanced Imaging with Unfocused SAR Systems, Progress in Pattern Recognition, Image Analysis, Computer Vision, and Applications Lecture Notes in Computer Science Volume 8827, Springer, pp. 965-972, 2014.
- [2] Curlander, J. C., McDonough, R., Synthetic Aperture Radar – System and Signal Processing, NY, Wiley, 1991.
- [3] Henderson, F.M., Lewis, A. V. Eds.: Principles and Applications of Imaging Radar, Manual of Remote Sensing, 3rd Ed (3), NY: Willey, 1998.
- [4] Cumming, I.G., Wong, F.H., Digital Processing of Synthetic Aperture Radar, Artech House. 1st edition, 2005.
- [5] Ishimaru, A., Wave Propagation and Scattering in Random Media, NY, IEEE Press, 1997.
- [6] Farina, A., Antenna-Based Signal Processing Techniques for Radar Systems, Norwood, MA, Artech House, 1991.
- [7] Patel, V.M., Easley, G.R., Healy, D.M., Chellappa, R., Compressed synthetic aperture radar, IEEE Journal of Selected Topics in Signal Proc 4(2), 244-254, 2010.
- [8] L.G. Cutrona, Synthetic aperture radar, in Radar Handbook, 2nd ed, M.I. Skolnic, Ed. n chief, MA, McGraw Hills, pp.21.1–21.23, 1990.
- [9] Shkvarko, Y.V., Tuxpan, J., Santos, S.R., High-resolution imaging with uncertain radar measurement data: A doubly regularized compressive sensing experiment design approach, in Proc. IEEE 2012 IGARSS Symposium, ISBN: 978-1-467311-51/12, 6976-6970, 2012.
- [10] Yarbidi, T., Li, J., Stoica, P., Xue, M., Baggeroer, A.B., Source localization and sensing: A nonparametric iterative adaptive approach based on weighted least squares, IEEE Trans. Aerospace and Electronic Syst. 46(1), 425-443, 2010.
- [11] Barrett, H.H., Myers, K.J., Foundations of Image Science, NY, Willey, 2004.
- [12] Shkvarko, Y.V., Unifying experiment design and convex regularization techniques for enhanced imaging with uncertain remote sensing data. — Part I: Theory; — Part II: Adaptive implementation and performance issues, IEEE Trans. Geoscience and Remote Sensing 48(1), 82-111, 2010.
- [13] Shkvarko, Y.V., Tuxpan, J., Santos, S.R., Dynamic experiment design regularization approach to adaptive imaging with array radar/SAR sensor systems, Sensors 11, 4483-4511, 2011.
- [14] Krieger, G., MIMO-SAR: Opportunities and Pitfalls, IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing Vol. 52, No. 5, pp. 2628-2645, 2014.
- [15] Zibulevsky, M., Elad, M., L1-L2 Optimization in Signal and Image Processing, IEEE Signal Processing Magazine, Vol. 27, Issue 3, pp. 76-88, May 2010.
- [16] Black, M.J., Shapiro, G., Marimont, D.H., Heeger, D., Robust anisotropic diffusion, IEEE Trans. Image Proc., vol. 7, No. 3, pp. 421-432, 1998.
- [17] Campisi, P., Egiazarian, K., Blind Image Deconvolution: Theory and Applications, NY, CRC Press, 2007.
- [18] Li, J., Stoica, P., Robust Adaptive Beamforming, NY, Wiley, 2006.
- [19] Perry, S.W., Wong, H.S., Guan, L., Adaptive Image Processing, NY, CRS Press, 2001.
- [20] John, S., Vorontsov, M.A., Multiframe selective information fusion from robust error theory, IEEE Trans. Image Proc., Vol. 14, No. 5, pp. 577-584, 2005.
- [21] Horé, A., Ziou, D., Image quality metrics: PSNR vs. SSIM, 20th International Conference on Pattern Recognition, pp. 2366-2369, 2010.
- [22] Zhou Wang, Alan C. Bovik, Hamid R. Sheikh and Eero P. Simoncelli. Image Quality Assessment: From Error Visibility to Structural Similarity, IEEE Trans. Image Proc., Vol. 13, pp.600-612, 2004.
- [23] Perona, P.; Malik, J. Scale-space and edge detection using anisotropic diffusion, IEEE Trans. Pattern Anal. Machine Intell. 12, pp. 629-639, 1990.
- [24] Massonnet, D., Souyris, J.C., Imaging with Synthetic Aperture Radar, EPFL Press. 1st Edition, 2008.
- [25] Matthews, J.H., Numerical Methods for Mathematics, Science, and Engineering, Second Edition, Englewood Cliffs, NJ, Prentice Hall, 1992.
- [26] "TerraSAR-X" imagery, Available at: <http://www.astrium-geo.com/es/570-galeria-de-imagenes?img>

Manuscript received March, 18, 2016



Yuriy V. Shkvarko (M'95–SM'04) received the Dip. Eng. (Hon.) degree in electrical engineering in 1976, the Ph.D. degree in radio engineering in 1980, and the Doctor of Science degree in radio physics, radar and navigation in 1990, all from the Kharkov Aviation Institute, Ukraine, the ex USSR. From 1976 to 1991, he was with the

Scientific Research Department of the Kharkov Aviation Institute, Kharkov, ex USSR, as a Research Fellow, Senior Fellow and finally as a Chair of the Research Laboratory in information technologies for radar and navigation. From 1991 to 1999 he was a Full Professor at the Department of System Analysis and Control of the Ukrainian National Polytechnic Institute at Kharkov, Ukraine. He immigrated to Mexico in 1999. From 1999 to 2001 he was an invited professor at the Guanajuato State University at Salamanca, Mexico. In 2001, he joined CINVESTAV del IPN (superior education and research center of the National Polytechnic Institute of Mexico) at Guadalajara, Mexico as a Full Titular Professor. Dr. Shkvarko holds 12 patents and has published two books and some 190 journal and conference papers. His research interests are in applications of signal processing to remote sensing, imaging radar, navigation and communications, particularly in inverse problems, random fields estimation, adaptive spatial analysis, statistical sensor array and multimode remote sensing data processing, and knowledge-aided system fusion.



Joel A. Amao received the Dip. Eng. degree in Electronics and Communications from the University of Guadalajara, Mexico, in 2012 and the M.S. degree in Electrical Engineering from the CINVESTAV del IPN (superior education and research center of the National Polytechnic Institute of Mexico) at Guadalajara, Mexico, in 2014. Currently, he is working towards the Ph.D. degree in Electrical Engineering at the telecom-munications division of the CINVESTAV del IPN at Guadalajara, Mexico. His research interests include digital signal and image processing for remote sensing applications and high resolution computational imaging.



Juan I. Yanez (M'12) received the Dip. Eng. degree in Electronics and Communications in 2008 and the Master in Engineering degree in 2011, both from the University of Guanajuato, Guanajuato, Mexico. From 2010 to 2011 he was an assistance professor at the Electronics Department, Division of Engineering, at the University of Guanajuato, Mexico. Currently, he is working towards the Ph.D. degree in Electrical Engineering at the telecommunications division of the CINVESTAV del IPN at Guadalajara, Mexico. His research interests include applied digital signal and image processing for remote sensing and neural network computing based sensor data fusion for imaging radar.

УДК 621.396

Формирование высокоразрешающих радиолокационных и РСА изображений: регуляризационный подход на основе виртуального диаграммообразования / Ю.В. Шкварко, Х.А. Амао, Х.И. Яньез // Прикладная радиоэлектроника: научн.-техн. журнал. – 2016. – Том 15. – № 1. – С. 26–38.

Для информационного анализа данных дистанционно-зондирования, формируемых обычными радиолокационными системами бокового обзора (РЛС-БО) и радиолокаторами с неполной (фракционно) синтезированной апертурой (Ф-РСА), первичные радиолокационные изображения (РЛИ) с низким разрешением, зашумленные спеклом, должны быть дополнительно обработаны для повышения их качества. В предлагаемой работе эта проблема решается в контексте обратных задач высокоразрешающей реставрации радиояркостных изображений зондируемых сцен из первичных спеклзашумленных РЛИ низкого разрешения. Вначале, следуя методологии регуляризации на основе дескриптивного планирования эксперимента (РДПЭ), метод виртуального адаптивного диаграммообразования Кейпона (минимальной вариации без смещения (МВБЗ)) адаптируется к задаче реконструкции РЛИ. Далее, в РДПЭ-реструктурированный МВБЗ вводятся дополнительные регуляризационные уровни проекций на выпуклые множества (ПВМ), ориентированные на обеспечение сходимости реставрационной итерационной схемы и поддержку возможной разреженности (*sparsity*) в результирующем реконструированном РЛИ. Введение многоуровневых ПВМ в РДПЭ-оптимально реструктурированную МВБЗ схему приводит к новому методу реставрации РЛИ (адресованному как РДПЭ-МВБЗ), который обеспечивает существенное улучшение качества реконструкции изображения за счет

пространственно селективного адаптивного подавления спекла РДПЭ-оптимально сбалансированного с повышением разрешения и поддержкой *sparsity*. Вычислительно, предложенный РДПЭ-МВБЗ метод реализован в виде неявной итерационной схемы полностью исключаяющей обращения матриц на всех этапах реконструктивной обработки РЛИ. Приведенные данные численного моделирования подтверждают более высокую эффективность предложенного РДПЭ-МВБЗ метода в сравнении с другими конкурирующими непараметрическими адаптивными методами повышения качества РЛИ.

Ключевые слова: диаграммообразование, регуляризация на основе дескриптивного планирования эксперимента (РДПЭ), радиолокатор с синтезированной апертурой (РСА), радиолокационное изображение, разрешение.

Табл. 1. Рис. 6. Библиогр.: 26 назв.

УДК 621.396

Формування надрозділюючих радіолокаційних та РСА зображень: регуляризационний підхід на базі віртуального діаграмостворення / Ю.В. Шкварко, Х.А. Амао, Х.И. Яньез // Прикладна радіоелектроніка: наук.-техн. журнал. – 2016. – Том 15. – № 1. – С. 26–38.

Для інформаційного аналізу даних дистанційного зондування, що формуються звичайними радіолокаційними системами бокового огляду (РЛС-БО) та радіолокаторами з частково (фракційно) синтезованою апертурою (Ф-РСА), первинні радіолокаційні зображення (РЛЗ) з низьким розділенням, зашумлені спеклом, повинні додатково оброблятися для підвищення їх якості. В роботі, що пропонується, ця проблема вирішується в контексті обернених задач надрозділюючої реставрації радіояскравих зображень сцен, що зондуються, з первинних спеклзашумлених РЛЗ низького розділення. Спочатку, виходячи з методології регуляризації на базі дескриптивного планування експерименту (РДПЕ), метод віртуального адаптивного діаграмостворення Кейпона (мінімальної варіації без зсуву (МВБЗ)) адаптується до задачі реконструкції РЛЗ. Далі, в РДПЕ – реструктурованій МВБЗ вводяться додаткові регуляризационні рівні проекцій на випуклі множини (ПВМ), зорієнтовані на забезпечення збігу реставраційної ітераційної схеми та підтримку можливого розрідження (*sparsity*) в результируючому реконструйованому РЛЗ. Введення багаторівневих ПВМ в РДПЕ – оптимальну реструктуровану МВБЗ схему дає новий метод реставрації РЛЗ (визначений як РДПЕ-МВБЗ), який забезпечує істотне підвищення якості реконструкції зображень за рахунок просторово селективного адаптивного заглушення спекла РДПЕ – оптимально збалансованого з підвищеним розділенням та підтримкою розрідження. Обчислювально запропонований РДПЕ – МВБЗ метод реалізовано у вигляді неявної ітераційної схеми, яка повністю виключає обернення матриць на всіх етапах реконструктивної обробки РЛЗ. Наведені результати математичного моделювання підтверджують більш високу ефективність запропонованого РДПЕ-МВБЗ методу порівняно з іншими конкуруючими непараметричними адаптивними методами підвищення якості РЛЗ.

Ключові слова: діаграмостворення, регуляризації на базі дескриптивного планування експерименту (РДПЕ), радіолокатор з синтезованою апертурою (РСА), радіолокаційне зображення, розділення.

Табл. 1. Рис. 6. Бібліогр.: 26 найм.

ПАССИВНАЯ ЭХОЛОКАЦИЯ В ДИАГНОСТИКЕ ПНЕВМОНИЙ У НОВОРОЖДЕННЫХ И ДЕТЕЙ МЛАДШЕГО ВОЗРАСТА

А. Е. АПИКОВА

Для диагностики пневмоний на ранних стадиях может быть использована пассивная эхолокация. Метод представляет собой прослушивание акустических феноменов, возникающих в легких и идентификации полученных данных. Диагностика осуществляется при помощи специального оборудования и программного обеспечения. Для прослушивания лёгких использована матрица акустических датчиков, расположенная на аускультативных точках и привязанная к системе координат. Исходя из привязки к системе координат датчиков, рассчитываются координаты источника акустических феноменов в легких пациента.

Ключевые слова: пассивная эхолокация, бронхофонография, пневмония, аускультация.

ВВЕДЕНИЕ

Заболевания органов дыхания у новорожденных является актуальной проблемой в медицине. Это обусловлено значительной их распространённостью и высокой летальностью. Среди всех заболеваний органов дыхания, наиболее тяжёлой по течению, развитию осложнений и возможными неблагоприятными прогнозами является пневмония [1].

Пневмония – острое инфекционное заболевание, чаще всего бактериальной этиологии, характеризуется очаговым или долевым поражением респираторных отделов легких, наличием внутриальвеолярного экссудата, выражено в разной степени лихорадкой и интоксикацией [2].

Для диагностирования пневмоний может использоваться бронхофонография. Это неинвазивный пассивный метод эхолокации акустических феноменов дыхательной системы пациента. Метод используют для обследования всех возрастных категорий на предмет бронхолегочных заболеваний. А для визуализации нарушений дыхательной системы проводится анализ амплитудно-частотных характеристик дыхательных шумов.

Прослушивая легкие пациента (проводя аускультацию), врач старается определить местоположение источника патологических шумов. Также, идентифицируя шумы по характеру (крепитация, сухие или влажные шумы, шумы трения плевры), врач ставит диагноз [3].

Метод бронхофонографии позволяет фиксировать временную диаграмму, пропорциональную акустическому шуму, который вызван воспалительным процессом и возникает при дыхании [4]. Для ее проведения и регистрации дыхательных шумов требуется акустический датчик с высокой чувствительностью и широким спектром частот.

Недостатком метода и его реализации является то, что диагностируется только вид бронхолегочной патологии по характеру шума. Но при этом, определить в какой части легких находится патология весьма затруднительно. Так как для фиксирования акустических сигналов использу-

ется трубка с находящимся внутри датчиком, то пациент должен делать контролируемый выдох. А в случае проведения диагностики новорожденным необходима специальная маска, которая надевается на внешние органы дыхания. В этой системе имеется только один датчик, при этом маска может причинять неудобства ребенку.

Поэтому возникают ситуации, в которых невозможно идентифицировать шум из-за его нечёткости или слабой силы звука. По этой причине врач может сомневаться в постановке диагноза, и тогда необходимы дополнительные исследования. Кроме того, для новорожденных и детей младшего возраста процесс аускультации имеет некоторые трудности и ограничения: маленький ребенок часто плачет при проведении аускультации, не может исполнить просьбу врача о контролируемом дыхании. А объективные методы исследования, такие как спирометрия и пикфлоуметрия также ввиду возрастных особенностей не используются. Все эти причины могут в некоторых случаях приводить к ошибочным диагнозам [5].

Целью данной работы является практическое апробирование метода диагностики пневмоний, который основан на принципе пассивной эхолокации и реализован в медицинской диагностической системе, и последующим сравнительным анализом полученных результатов с общепринятой классификацией аускультативных шумов.

1. МАТЕРИАЛЫ И МЕТОДЫ

1.1. Описание методики пассивной эхолокации

Результатом работы над решением вышеуказанной проблемы стала методика, позволяющая приводить прослушивание легких пациента, не беспокоясь о наличии посторонних шумов, записывать аускультативные шумы, определять точно местоположение в дыхательной системе воспалительного процесса, отслеживать динамику заболевания при лечении и использовать данные в работе телемедицины [6].

Данная методика заключается в сравнительном анализе акустических волн дыхательного паттерна пациента с эталонным акустическим

сигналом дыхательного паттерна, хранящимся в базе данных. После выявления патологических шумов производится их спектральный анализ и расчёт местоположения воспалительного процесса в дыхательной системе.

Чтобы рассчитать местоположение воспалительного процесса объект исследования виртуально привязывается к цилиндрической системе координат, как и датчики, находящиеся на поверхности кожи. Для корректной работы диагностической системы необходимо знать радиус вышеуказанной цилиндрической системы координат. Радиус для этой системы вычисляется исходя из окружности грудной клетки ребенка в сантиметрах. После чего, датчикам присваиваются координаты, опираясь на радиус системы координат.

Так как форма грудной клетки у здорового новорожденного бочкообразная, нижняя апертура развернута, положение ребер приближается к горизонтальному, то радиус для цилиндрической системы координат рассчитывается исходя из длины окружности грудной клетки ребенка.

Чтобы определить расстояние от источника акустического сигнала до датчика в первую очередь нужно знать радиус цилиндрической системы координат. Так как известной величиной является длина окружности, то нетрудно найти радиус.

Опираясь на радиус, программное обеспечение присваивает координаты датчикам (Д1–Д4) и исследуемому объекту относительно Декартовой системы координат, в которой ось Z восстанавливается из центра радиуса в основании цилиндра рис. 1.

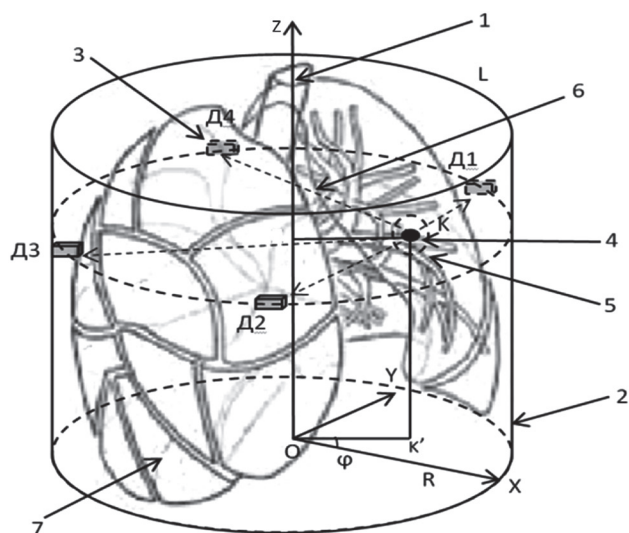


Рис. 1. Система датчиков и объект (легкие) исследования в системе координат

На рисунке: 1 – Декартова система координат, 2 – цилиндрическая система координат, 3 – отдельный акустический датчик матрицы, 4 (K) – источник акустического шума, 5 – воспалительный процесс, 6 – распространение акустических волн из воспалительного процесса в теле

пациента по направлению к датчикам, 7 – исследуемый объект (пациент), R – радиус цилиндрической системы координат с центром в точке O, K' – проекция на плоскость XY, φ – угол между осью X и отрезком OK'.

При записи сигнала, который поступает на датчики, есть смысл отслеживать и фиксировать моменты поступления полезной составляющей – шумов, создаваемых пневмонией. То есть, в каждой акустической дорожке дыхательного паттерна от каждого из датчиков регистрируется момент времени начала поступления полезного шума. Далее сигналы сравниваются, и определяется задержка между началом поступления на датчик полезной составляющей. Для этого производится анализ совместного спектра сигналов. После расчёта временной задержки производится определение координат источника шумов.

Исходная формула для определения координат в системе по задержке сигнала будет иметь следующий вид:

$$|D_{mn} - x| = v_s (\tau - t_{mn}), \quad (1)$$

где D_{mn} – координата акустического датчика, t_{mn} – известный момент приёма полезной составляющей дыхательного паттерна датчиком D_{mn} , τ – неизвестная – временной интервал сдвига полезной составляющей относительно опорного датчика, v_s – скорость распространения звука в легких человека [7], x – неизвестное трёхмерное положение источника относительно виртуальной системы координат, τ – неизвестный момент излучения сигнала из воспалительного процесса K.

Каждая часть уравнения (1) описывает расстояние от источника шума до датчика. В левой части из координат конца вектора вычитаются координаты его начала, чтобы получить длину вектора KD_{mn} . Правая часть уравнения (1) описывает расстояние от источника до датчика посредством временной задержки полезной составляющей сигнала.

В данном случае, в качестве примера, рассматривается система из четырёх датчиков. Для реальных условий количество датчиков больше (рис. 2).

Произведя преобразования и подстановки переменных в соответствии с рис. 1 получим следующую систему уравнений:

$$\begin{cases} KD_1 = v_s (\tau - t_1) \\ KD_2 = v_s (\tau - t_2) \\ KD_3 = v_s (\tau - t_3) \\ KD_4 = v_s (\tau - t_4) \end{cases} \quad (2)$$

Для расчета координат подставим значения переменных и определим временную задержку полезной составляющей сигнала.

Чтобы найти временной сдвиг сигнала относительно эталона целесообразно использовать корреляционный анализ. Другими словами, искомой является корреляция двух процессов,

в данном случае акустических сигналов. Так как получаемый со всех датчиков сигнал является идентичным, то имеет смысл использовать автокорреляционную функцию.

Для примера расчета координат рассмотрим систему из четырех датчиков, расположенных вокруг источника шума. Один из датчиков, ближайший к источнику, определим как опорный, т. е. источник эталонного сигнала. На рис. 2 представлена условная схема положения датчиков вокруг источника акустического сигнала. Где Д1, Д2, Д3 и Д4 – датчики; L1, L2, L3 и L4 – расстояния от источника К акустического шума до соответствующих датчиков, К – источник акустических шумов в исследуемом объекте. Соответственно номеру на каждый датчик приходит сигнал s1, s2, s3 и s4.

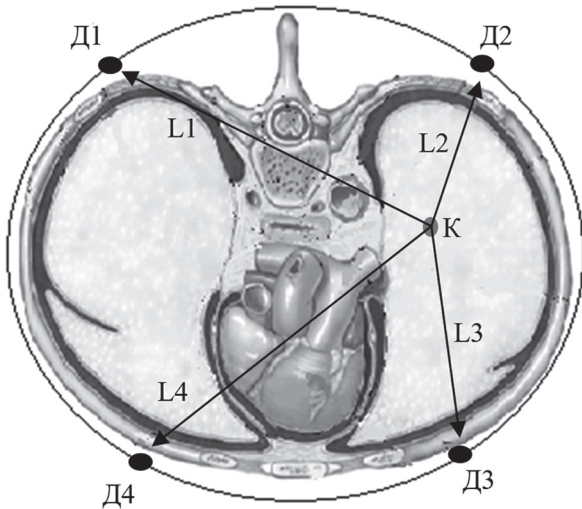


Рис. 2. Размещение акустических датчиков вокруг источника шума (упрощённая схема)

Представим датчик Д1 источником опорного сигнала s1. К остальным датчикам будет приходить тот же сигнал, что и к Д1, но со смещением вправо по оси времени, что эквивалентно выражению $s(t_{mn} + \tau)$. При этом эквивалентной и альтернативной процедурой является смещение сигнала влево по оси времени относительно опорного сигнала, что эквивалентно выражению $s(t_{mn} - \tau)$.

Основной задачей является определение временного сдвига каждого сигнала относительно опорного.

Для решения поставленной задачи определим сдвиг фаз θ . Получаемые с датчиков сигналы, относительно эталона, будут меняться от точки к точке похожим образом с некоторым сдвигом по времени. Мету взаимной корреляции эталона с каждым сигналом матрицы датчиков можно вычислить таким образом:

$$B_s(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T s(t - \tau) s(t) dt. \quad (3)$$

Уравнение (3) представляет собой автокорреляционную функцию (АКФ) периодического сигнала [8]. Где B_s – функция, описывающая

акустический сигнал дыхательного паттерна, T – период, s – сигнал, t – время каждой точки выборки, τ – время задержки каждой точки выборки.

Представим формулу (3) в таком виде:

$$B_s(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T s(t - \theta) s(t - \varphi) dt. \quad (4)$$

Из этого следует, что предел функции равен $s(\theta - \tau)$. Так как АКФ имеет максимальное значение при нулевом сдвиге, то функция $B_s(\tau)$ достигает максимума при $\theta = \tau$. Таким образом, сдвиг равен тому значению аргумента, при котором АКФ достигает максимального значения.

От АКФ целесообразно перейти к Фурье-образам ввиду слабого убывания функции:

$$S_{12}(v) = \alpha S_1(v) e^{-2\pi/v\theta}. \quad (5)$$

Так как сигналы являются вещественными, т. е. физическими сигналами с датчиков, то $S_{12}(v)$ – вещественная четная функция. Следовательно, фазовый сдвиг функции $S_2(\tau)$ определится только множителем $e^{-2\pi/v\theta}$. Сдвиг фаз будет иметь вид:

$$\theta = \frac{1}{2\pi v} \varphi(v). \quad (6)$$

Способ Фурье-образов выбран по причине того, что сдвиг фаз будет иметь малое значение. Напротив, если сдвиг фаз будет иметь большое значение, то способ Фурье-образов следует заменить другим.

Таким же образом определяется сдвиг фаз сигналов с датчиков Д3 и Д4.

Далее значение временного сдвига подставим в формулу (2) и получим:

$$\left\{ \begin{array}{l} \text{КД}_1 = v_s \left(\frac{1}{2\pi v} \varphi(v) - t_1 \right) \\ \text{КД}_2 = v_s \left(\frac{1}{2\pi v} \varphi(v) - t_2 \right) \\ \text{КД}_3 = v_s \left(\frac{1}{2\pi v} \varphi(v) - t_3 \right) \\ \text{КД}_4 = v_s \left(\frac{1}{2\pi v} \varphi(v) - t_4 \right). \end{array} \right. \quad (7)$$

Так как формула (7) описывает частный случай, представленный на рис. 2, то в матрице будет только четыре уравнения, в соответствии с четырьмя датчиками системы. Из этого следует, что количество уравнений в системе соответствует количеству датчиков, используемых в системе диагностики пневмоний.

1.2. Расположение матрицы акустических датчиков

Ввиду особенностей возрастной категории пациентов, матрица датчиков должна прочно крепиться на коже, не стеснять движения и не быть громоздкой. Также стоит уделить особое внимание количеству датчиков. Их не должно быть слишком много, т. к. площадь поверхности

для наложения мала, и в то же время количество должно быть достаточным для получения информативного сигнала.

Для решения поставленных задач, оптимальным будет использование количества датчиков, соответствующее количеству аускультативных точек, используемых врачами и дополненное несколькими контрольными датчиками.

У новорожденных детей не определяется верхняя граница легких по причине того, что верхушки лёгких не выходят за ключицы из-за высокого состояния верхней апертуры грудной клетки и относительно короткой шеи. Поэтому располагать датчики над ключицами не имеет смысла.

У доношенных детей во время вдоха в течение первых часов жизни, а у недоношенных детей — в течение нескольких первых дней жизни, могут слегка западать яремные ямки и межреберные промежутки. Грудная клетка симметрична, нижние ее отделы принимают активное участие в акте дыхания. Мечевидный отросток у некоторых детей отклонен к наружи и приподнимает кожу.

Нижние границы легких в педиатрии зависят от возраста ребенка и определяются по трем линиям: средне-ключичной (только справа), средним подмышечным и лопаточным (с обеих сторон) (табл. 1) [9].

Таблица 1

Нижние границы легких у детей

Линия	Сторона	Нахождение нижней границы легких
Средне-ключичная	Правая	VI ребро
	Левая	—
Средне-подмышечная	Правая	VII–VIII ребро
	Левая	IX ребро
Лопаточная	Правая	IX–X ребро
	Левая	X ребро

Из табл. 1 видно, что у указанной возрастной группы нижние границы правого легкого, в сравнении с левым, могут быть расположены выше.

Учитывая указанные особенности и потребности диагностической системы в достаточной информации, сделан вывод о положении датчиков (рис. 3).

Из этого рисунка видно, что матрица акустических датчиков охватывает все сегменты легких.

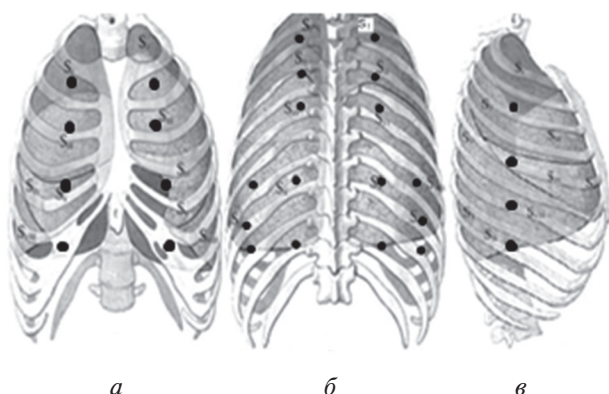


Рис. 3. Расположение датчиков на теле пациента

2. ОБОРУДОВАНИЕ ДЛЯ РЕАЛИЗАЦИИ МЕТОДА ПАССИВНОЙ ЭХОЛОКАЦИИ

Для реализации метода диагностики пневмоний у новорожденных способом пассивной эхолокации разработана и запатентована медицинская система диагностики. На рис. 4 представлена блок-схема [10].

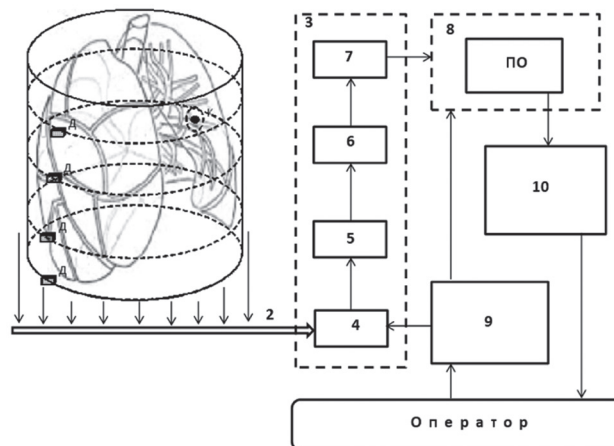


Рис. 4. Блок-схема медицинской системы диагностики пневмоний

Предложенная схема медицинской системы диагностики пневмоний (рис. 4) содержит блок управления (БУ) 9 и матрицу датчиков Д, которая через шину 2 связана с блоком обработки (БО) 3, который содержит мультиплексор (МУХ) 4, усилитель (У) 5, набор акустических фильтров 6 (НАФ) и аналого-цифровой преобразователь (АЦП) 7. С датчиков, пройдя блок обработки, сигнал поступает на блок, содержащий программное обеспечение (ПО) 8. В ПО рассчитываются координаты и проводится сравнительный анализ полученного сигнала с эталоном. В блоке графического отображения (БГО) 10 результаты доступны для оператора в визуальном формате.

Матрица датчиков представляет собой набор микрофонов, которые закрепляются на поверхности кожи грудной клетки пациента (рис. 3). Выбранное положение позволяет прослушивать акустические сигналы одновременно со всех аускультативных точек.

В БО последовательно соединены мультиплексор, усилитель, набор акустических фильтров и аналого-цифровой преобразователь. В блоке обработки происходит предварительная обработка сигнала и подготовка его для передачи в блок ПО.

Благодаря мультиплексору последовательно переключаются датчики матрицы. Такое техническое решение позволяет использовать только один вход блока 8, этим блоком может быть компьютер, а входным портом — вход цифрового микрофона.

Так как при последовательном опросе датчиков, возникают незначительные потери сигнала, то программная обработка, прежде всего, предполагает восстановление оцифрованных данных посредством теоремы Котельникова.

Набор акустических фильтров 6 существует для возможности выбора интересующего оператора диапазона частот, который составляет от 200 до 12600 Гц [10, 11, 12, 13]. Для удобства анализа полученного сигнала он распределяется набором акустических фильтров на три диапазона.

3. ОБСУЖДЕНИЕ РЕЗУЛЬТАТОВ

Полученные результаты от практического применения метода диагностики пневмоний у новорожденных способом пассивной эхолокации соответствуют данным классификации аускультативных шумов [11].

Результаты оценки акустических феноменов дыхательной системы можно распределить таким образом:

1. От 200 до 1200 Гц. Сюда попадает везикулярное дыхание. Этот шум возникает в результате упругого напряжения и колебания стенок альвеол при выдохе. Регистрируется как тихое и однородное шипение. При наддиафрагменной пневмонии выслушивается так называемое саккадированное дыхание. Оно слышится как прерывистое и толчковое. Возникает при втягивании диафрагмы в патологический процесс наддиафрагменной пневмонии.

2. От 1200 до 5000 Гц. В этот диапазон попадает шум трения плевры — он возникает из-за трения плевральных листков, при условии попадания на них выпота от сухого плеврита. Шум похож на хруст или треск. Иногда походит на шелест песка.

3. От 5000 до 12600 Гц. В этой частотной полосе присутствуют: бронхиальное дыхание, прослушивается как высокочастотный шум в грудной клетке в случае крупного бронхита и в случае появления полости в легком; крепитации — звук похож на трение волос между пальцами или треск. Возникает в результате разлипания стенок легочных альвеол, в которых накапливается экссудат при воспалении. Чаще всего является результатом острой крупозной пневмонии. При полости в легком, крупно-очаговой пневмонии и крупозной пневмонии выслушивается так называемое «амфорическое дыхание». Наиболее отчетливо выслушивается непосредственно над источником.

Хрипы присутствуют на всех указанных частотах. Выслушиваются как жужжание, гудение и свист. Источники располагаются в бронхах и трахеи при воспалительных процессах. Также на всех частотах выслушиваются влажные и сухие хрипы. Влажные хрипы разделяются на мелкопузырчатые, среднепузырчатые и крупнопузырчатые. Конкретно для пневмоний характерны звучные влажные хрипы, относящиеся к высоким частотам. Сухие хрипы прислушиваются как жужжания и свисты. Жужжания свойственны для возникших в легких ниткоподобных структур из мокроты. Свисты вызваны сужением малых бронхов в следствии отека. Выслушиваются на всех частотах.

При этом к нормальному дыханию относится частотный диапазон от 180 до 350 Гц. Звук дыхания в этой полосе напоминает мягкое произношение звука «ф».

Соответствие результатов сравнительного анализа позволяет сделать вывод, что метод диагностики пневмоний у новорожденных способом пассивной эхолокации и медицинская система для его реализации являются работоспособными и перспективными.

ВЫВОДЫ

Сравнительный анализ выслушиваемых шумов показал, что метод диагностики пневмоний, построенной на принципе пассивной эхолокации, реализован в медицинской системе диагностики, соответствует общепринятой классификации аускультативных шумов. Это даёт основание говорить о функциональности всей системы. А возможность определять координату источника шума позволяет врачу пульмонологу найти топографическое положение воспалительного процесса. Акустические фильтры дают возможность исследовать дыхательный паттерн на трёх частотах и избегать кардиальных шумов. Это является важным моментом в поиске слабых шумов или выслушивании при ослабленном дыхании.

Предлагаемая методика для диагностики пневмоний пассивной эхолокацией эффективно решает поставленные задачи. Позволяет проводить точную диагностику пневмоний на ранних стадиях. Проведение процедуры аускультации занимает мало времени, не имеет воздействий на организм пациента. Так как датчики размещаются в аускультативных точках, то система охватывает все отделы легких. Также матрица датчиков имеет преимущество перед дыхательной маской с одним датчиком в случае диагностирования новорожденных, детей младшего возраста и пациентов, находящихся в бессознательном состоянии.

Литература

- [1] Child Health Epidemiology Reference Group of WHO and UNICEF. Global, regional, and national causes of child mortality in 2008: a systematic analysis / R. E. Black, S. Cousens, H. L. Johnson [et al.] // *Lancet*. — 2010 — № 375. — P. 1969–1987.
- [2] Яковлев В. П. Рациональная антимикробная фармакотерапия / В. П. Яковлев, С. В. Яковлев — Руководство. — М.: Литерра, 2003. — 1004 с.
- [3] Справочник педиатра / [авт. кол. В. Г. Арсеньев, А. О. Булыгина, Н. В. и др.] 3-е изд. Под ред. заслуженного деятеля науки РФ, проф. Н.П. Шабалова. — СПб.: Питер, 2014. — 736 с.
- [4] С1 Патент РФ №2354285, МПК А61В5/00, А61В5/08. / Способ акустического спектрального анализа обструктивных заболеваний легких Оpubл. 10.05.2009 Бюл. №13.
- [5] Восканян А. Г. Пневмония. Особенности течения и лечение больных астмой [Электронный ресурс] / А. Г. Восканян, А. А. Восканян / Электронный научный журнал «Современные проблемы науки и образования» №6, 2007 (часть 2). — С. 20–32. <http://www.science-education.ru/24>

- [6] Пат. №98929 Украина МПК А61В7/04, Н04R1/46 Способ диагностики пневмоний / Апикова А.Е., Федотов Д.Н., Клименко В.А.; собственник Харьковский национальный университет радиоэлектроники – № u 201413072; заяв. 05.12.14; Опубл. 12.05.2015 Бюл. №9.
- [7] *Ширяев А. Д.* Частотные характеристики воздушно-структурного и структурного звукопроведения в лёгких человека / А. Д. Ширяев, В. И. Коренбаум / *Акустический журнал*, 2013, том 59, №6. – С. 759–767.
- [8] *Варакин Л. Е.* Теория систем сигналов / Л. Е. Варакин / М., «Сов. радио», 1978. – 34 с.
- [9] *Капитан Т.В.* Пропедевтика детских болезней с уходом за детьми / Т. В. Капитан. – 3-е изд., доп. – М.: МЕДпресс-информ, 2007. – 704 с.
- [10] Пат. №99946 Украина МПК А61В5/08, А61В5/0205, А61В7/04, Н04R1/46 Устройство для диагностики пневмоний / Апикова А.Е., Федотов Д.Н., Яновская Е.О.; собственник Харьковский национальный университет радиоэлектроники – № u 201501461 заяв. 19.02.15 Опубл. 25.06.2015 Бюл. №12.
- [11] *Манджони С.* Секреты клинической диагностики. Пер. с англ. М.: «Издательство БИНОМ», 2004. – 608 с.
- [12] *Вовк И.В.* Проблемы регистрации и классификации шумов дыхания человека / И.В.Вовк, В.Т.Гринченко, Л.Г.Красный, А.П.Макаренко // *Акустический журнал*, 1994, Том 40, №1. – С. 50–60.
- [13] *Катилов А.В.* Дискуссионные вопросы методики оценки аускультации лёгких у детей / А.В.Катилов, С.В.Зайков, Д.В.Дмитриев // *Дитячий лікар*, 2011, №5(12). – С. 19–26.



Поступила в редколлегию 18.03.2016

Апикова Алла Евгеньевна, аспирант кафедры биомедицинской инженерии Харьковского национального университета радиоэлектроники. Область научных интересов: медицинская электроника для педиатрии.

УДК 534.222.1

Пассивна ехолокація у діагностиці пневмоній у новонароджених та дітей молодшого віку / А.Є. Апікова // *Прикладна радіоелектроніка: наук.-техн. журнал*. – 2016. – Том 15. – № 1. – С. 39–44.

Для діагностики пневмоній на ранніх стадіях може бути використана пасивна ехолокація. Метод полягає у прослуховуванні акустичних феноменів, що виникають в легенях та ідентифікації отриманих даних. Діагностика здійснюється за допомогою спеціального обладнання і програмного забезпечення. Для прослуховування легенів використана матриця акустичних датчиків, розташована на аускультативних точках та прив'язана до системи координат. Виходячи з прив'язки до системи координат датчиків, розраховуються координати джерела акустичних феноменів в легенях пацієнта.

Ключові слова: пасивна ехолокація, бронхофонографія, пневмонія, аускультатія.

Табл. 1. Лл. 4. Бібліогр.: 13 найм.

UDK 534.222.1

Passive echolocation in the diagnosis of pneumonia in infants and young children / A. Ye. Apikova // *Applied Radio Electronics: Sci. Journ.* – 2016. – Vol. 15. – № 1. – P. 39–44.

Passive echolocation can be used for pneumonia diagnostics at early stages. This method applies auscultation of lungs acoustical phenomena and identification of obtained data. The diagnostics is provided with special equipment and software. A matrix of acoustical sensors was used for lungs auscultation, that is placed on auscultative points and is connected to a coordinate system. Coordinates of an acoustical phenomena source in a patient's lungs are calculated according to connection with a sensors coordinate system.

Keywords: passive echolocation, bronchophonography, pneumonia, auscultation.

Tab. 1. Fig. 4. Ref.: 13 items.

ОЦЕНКА ЭФФЕКТИВНОСТИ СРЕДСТВ ЗАЩИТЫ МАЛОРАЗМЕРНЫХ НАЗЕМНЫХ ОБЪЕКТОВ ОТ ПАССИВНО-АКТИВНЫХ РАДИОМЕТРИЧЕСКИХ СИСТЕМ ОБНАРУЖЕНИЯ

В.Н. БЫКОВ, Н.Н. КОЛЧИГИН, Г.Г. ОСИНОВЫЙ, Т.Д. БЕРЕЖНАЯ

На основе критерия Неймана-Пирсона получены аналитические выражения для вероятности ложной тревоги и правильного обнаружения малоразмерных наземных объектов матричными радиометрическими системами. Анализ данных выражений позволяет установить порог обнаружения, т. е. требуемое отношение сигнал – шум, необходимое для надежного обнаружения и не обнаружения объектов. Под вероятностью не обнаружения подразумевается вероятность пропуска объекта (цели) при условии его наличия в рассматриваемом районе. Пользуясь выражением для радиояркостного контраста, произведена оценка дальности обнаружения малоразмерного наземного объекта на фоне земной поверхности при различных углах визирования радиометрической системы по углу места и азимута. Осуществлены количественные оценки влияния маскировочного покрытия на максимальную дальность обнаружения малоразмерного наземного объекта. Установлено, что маскировочное покрытие с ослаблением радиояркостного контраста на 10 дБ уменьшает дальность обнаружения наземного объекта не менее чем в 3 раза. Применение независимой шумовой подсветки увеличивает дальность обнаружения незамаскированного объекта. Однако, дальность обнаружения замаскированного объекта (с ослаблением радиояркостного контраста на 10 дБ) снижается также не менее чем в три раза.

Ключевые слова: летательный аппарат, малоразмерный наземный объект, пассивно-активная матричная радиометрическая система, миллиметровый диапазон, шумовая подсветка, маскировочное покрытие.

ВВЕДЕНИЕ

Многоканальные (матричные) радиометрические системы миллиметрового диапазона волн (РМС ММД), размещаемые на летательных аппаратах (ЛА) различного назначения, предназначены для решения ряда военных и народнохозяйственных задач [1–3]. Важной задачей является распознавание наземных, в том числе подвижных, объектов, т. е. обнаружение с последующей идентификацией объектов по классам и принадлежности. В качестве подвижных наземных объектов рассматриваются отдельные автомобили, колонны автотракторной техники, подвижные объекты-реперы.

В предыдущих работах авторов [1–3] получены выражения для вероятности правильного обнаружения и суммарного радиояркостного контраста малоразмерных наземных объектов на фоне земной поверхности, произведены оценки дальности обнаружения объектов матричными РМС ММД.

Особый интерес вызывает применение «подсветки» объекта независимым источником широкополосного шумового сигнала, что позволяет увеличить дальность радиометрического обнаружения малоразмерного наземного объекта в полтора – два раза [1–3]. В указанных работах оценка дальности обнаружения наземных объектов произведена для случая наблюдения объекта с верхней полусферы при угле визирования антенны РМС $\theta=0$ от вертикали. При этом объект представляется в виде плоской фигуры с определенной площадью ($S=25\text{ м}^2$).

В работе [4] оценка дальности обнаружения осуществлена для объемного объекта с размерами, обеспечивающими площадь верхней части (крыши) $S_{\text{в}}=25\text{ м}^2$, площадь боковой поверхности $S_{\text{б}}=17\text{ м}^2$, площадь лобовой (или задней) проекции $S_{\text{л(з)}}=9\text{ м}^2$. При этом обнаружение объекта производится пассивной матричной РМС в миллиметровом диапазоне волн.

Целью данной статьи является вероятностная оценка дальности обнаружения подвижного малоразмерного наземного объекта при различных углах места и азимута пассивной матричной радиометрической системой миллиметрового диапазона с независимой подсветкой объекта широкополосным шумовым сигналом. В качестве средств защиты объекта рассматривается принудительная маскировка, затрудняющая оптическую визуализацию и ослабляющая естественное излучение объекта в миллиметровом диапазоне волн.

1. ПОСТАНОВКА И РЕШЕНИЕ ЗАДАЧИ

В качестве средства принудительной маскировки (защиты) наземного объекта рассматривается применение маскировочного покрытия (МП), характеристики которого приведены в работе [5]. МП в виде радиопоглощающего материала на сетевой основе обеспечивает поглощение электромагнитных волн видимого, сантиметрового и миллиметрового диапазонов. При этом применение однослойного покрытия приводит к снижению коэффициента излучения объекта в

миллиметровом диапазоне ($\lambda \approx 8\text{мм}$) в 3,47 раз, т. е. на 5,4дБ [6]. Применение двухслойного МП, как показали экспериментальные исследования [3, 6], снижает коэффициент излучения не менее чем в 10 раз.

Применение такого покрытия, по мнению авторов работы [5], препятствует созданию цельного изображения наземных объектов информационными датчиками матричных РМС.

Как и в предыдущих работах [1–4], постановка задачи сводится к следующему. Летательный аппарат, носитель РМС, движется, в общем случае, по наклонной траектории, в диапазоне высот $H=(0,5-10)\text{км}$. Матричная РМС ММД размерностью, например, $N \geq N_1 \times N_2 = 8 \times 8$ элементов (N_1, N_2 – количество строк и столбцов в изображении, соответственно), формирует кадр изображения визируемой земной поверхности с расположенным на ней объектом (объектами). В качестве рабочей длины волны РМС могут быть выбраны длины волн $\lambda=8,6\text{мм}$, $\lambda=3,2\text{мм}$, являющиеся «окнами прозрачности» атмосферы в миллиметровом диапазоне. Минимальное время формирования изображения выбирается из условия реализации требуемой чувствительности РМ датчика, максимальное время – из условия отсутствия «смаза» изображения вследствие высокой скорости полета ЛА ($V \geq 300\text{м/с}$). Исходя из этих условий и технических характеристик современных РМ датчиков [3] время формирования изображения должно быть равно времени интегрирования сигнала в одном РМ канале $\tau \approx (0,1-0,01)\text{с}$. Для простоты представим, что матричная РМС komponуется радиометрами компенсационного типа.

Алгоритм различения гипотез (наличия только шума в радиометрическом изображении либо наличия смеси сигнал + шум), в наиболее употребляемом в радиолокации случае, когда априорные вероятности гипотез и матрицы потерь неизвестны, является оптимальным по критерию Неймана-Пирсона, если при его использовании достигается минимальное значение ошибки второго рода («пропуска цели»), при заданном ограничении вероятности ошибки первого рода («ложной тревоги») [7, 8].

В работах [1–4] приведены аналитические выражения для вероятности ложной тревоги и правильного обнаружения малоразмерных наземных объектов матричной РМС при двухальтернативном обнаружении по критерию Неймана-Пирсона:

$$F' = \int_{T_0-T_n}^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} e^{-\frac{T^2}{2\sigma^2}} dT = \frac{1}{2} \left[1 - \Phi \left(\frac{T_0 - T_n}{\sigma} \right) \right], \quad (1)$$

$$D = \frac{1}{2} \left[1 + \Phi \left(\frac{T_n + \Delta T - T_0}{\sigma} \right) \right] = \frac{1}{2} \left[1 + \Phi \left(q - \Phi^{-1} \left(1 - \frac{2 \cdot F}{N} \right) \right) \right]. \quad (2)$$

В выражениях (1), (2) приняты следующие обозначения: $\Delta T \approx (T_s - T_n)$ – радиояркостный контраст «объект – фон», K, T_s – радиояркостная температура объекта, K, T_n – радиояркостная температура фона, $K \cdot T_0 = T_n + \sigma \Phi^{-1} \left(1 - \frac{2 \cdot F}{N} \right)$ – пороговое значение, при котором определяется вероятность правильного обнаружения, $\Phi^{-1}(x)$ – функция, обратная интегралу вероятностей

$$\Phi(x) = \frac{2}{\sqrt{2\pi}} \int_0^x e^{-t^2/2} dt. \quad \text{Отношение сигнал-шум на выходе РМ приемника } q = \frac{\Delta T}{\sigma}, \quad \sigma = \frac{T_r}{\sqrt{\Delta f \cdot \tau}}$$

среднеквадратическое отклонение (СКО) шума РМ приемника, T_r – шумовая температура РМ приемника, $K, \Delta f$ – ширина полосы пропускания РМ приемника, Гц. F' – вероятность ложной тревоги для одного элемента изображения. Вероятность хотя бы одной ложной тревоги для совокупности из N элементов в РМ матрице $F = 1 - (1 - F')^N$, при $N = 8 \times 8 \gg 1$, $F \approx N \cdot F'$.

На рис. 1 приведены зависимости вероятности правильного обнаружения от отношения сигнал-шум на выходе РМ приемника. Данная зависимость получена при вероятности ложной тревоги для всех элементов изображения (например, при размерности изображения $N = 10 \times 10$ элементов) $F = 10^{-4}$, что соответствует величине ложной тревоги в одном элементе изображения $F' = 10^{-6}$.

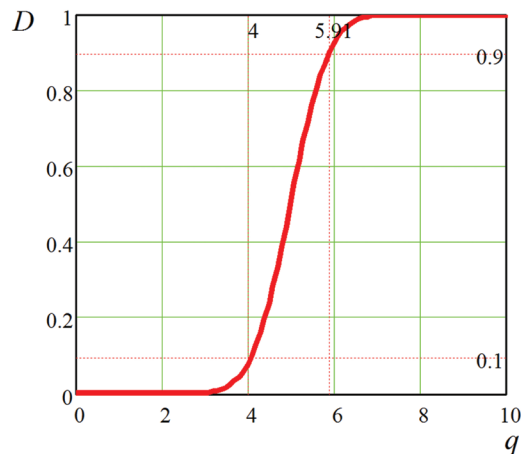


Рис. 1. Зависимость $D=f(q)$

На рис. 1 показана граница, выше которой величина вероятности правильного обнаружения наземных объектов $D \geq 0,9$. Для достижения этой величины необходимо обеспечить требуемое отношение сигнал-шум на выходе каждого РМ канала матричной РМС. Для рассматриваемого случая ($F = 10^{-4}$, $F' = 10^{-6}$ в одном элементе изображения) требуемое отношение сигнал-шум равно $q \geq 5,91$.

В рассматриваемом в данной работе случае необходимо оценить эффективность средств защиты объекта, т. е. возможность скрытия факта наличия объекта в данной области про-

странства. Критерием такой оценки может служить величина вероятности пропуска цели, т. е. вероятности принятия решения об отсутствии объекта в заданной области пространства, при условии его наличия ($P_{\text{пр}}=1-D$).

На рис. 1 показана граница устойчивого не обнаружения объекта радиометрической системой ММД ($D \leq 0,1, P_{\text{пр}} \rightarrow 1$). При этом величина требуемого отношения сигнал-шум (для случая $F=10^{-4}, F'=10^{-6}$ в одном элементе изображения) составляет $q \leq 4$.

В работах [1–3] приведено аналитическое выражение для суммарного радиояркого контраста «объект – фон», формируемого как естественным излучением объекта (ΔT_1), так и отраженным от объекта сигналом независимого источника подсветки (ΔT_2):

$$\Delta T = \Delta T_1 + \Delta T_2 = \Delta \chi \cdot T_{12} \cdot Q \cdot K(R) + \frac{P_t \cdot G_t \cdot G_r \cdot \lambda^2 \cdot \Delta \sigma \cdot K(2R)}{(4\pi)^3 \cdot k \cdot \Delta f \cdot R^4} \quad (3)$$

В выражении (3) приняты следующие обозначения: $\Delta \chi$ – разность излучательной способности объекта и фона; T_{12} – контрастообразующая, т.е. разность радиоярких температур объекта и фона земной поверхности (в случае металлизированных объектов используется излучение «холодного» неба, отраженного от объекта); $K(R) = \exp(-0,23 \cdot \alpha \cdot R)$ – множитель ослабления радиоволн при распространении в атмосфере; α – погонный коэффициент ослабления, дБ/км; $R = H \cdot \sec \theta$ – наклонная дальность до визируемого объекта; θ – угол наклона линии визирования объекта, отсчитывается от надира. Коэффициент заполнения луча диаграммы направленности антенны (ДНА) Q – параметр, характеризующий объект как «малоразмерный». Для малоразмерного объекта $Q \leq 1$, для протяженного или площадного объекта $Q = 1$:

$$Q = \frac{4 \cdot S}{\pi \cdot L^2}, \quad Q = 0 \dots 1, \quad (4)$$

где S – площадь визируемого объекта;

$L = \frac{\lambda \cdot H}{d}$ – сечение ДНА плоскостью земли; при конусной аппроксимации луча ДНА и вертикальном визировании объекта сечение представляет собой диаметр окружности; d – диаметр бортовой антенны. В ходе дальнейших расчетов выбрано соотношение $\frac{d}{\lambda}$, обеспечивающее в ММД коэффициент направленного действия антенны не менее 40 дБ. Это может быть практически реализуемо на длине волны $\lambda = 3,2$ мм при диаметре зеркальной параболической антенны $d = 200$ мм, либо на длине волны $\lambda = 8,6$ мм при диаметре антенны $d = 500$ мм. Коэффициент направленного действия антенны $G_r = 3,855 \cdot 10^4$. При этом ширина ДНА РМС составляет $2\theta_{0,5} \approx 1,1^\circ - 1,2^\circ$.

При наклонном визировании объекта вместо высоты H в выражение для сечения L следует подставлять наклонную дальность R .

Величина P_t – мощность источника подсветки; G_t, G_r – коэффициент направленного действия антенн источника подсветки и РМ датчика, соответственно; $\Delta \sigma$ – разность значений эффективной поверхности рассеяния объекта и фона.

Выражение (3) получено для случая однопозиционной подсветки наземного объекта. В случае двухпозиционной подсветки необходимо заменить дальность R на дальность источника подсветки R_t и дальность до РМ датчика РМС R_r . В случае вертикального визирования РМ системой обнаружения дальность до объекта необходимо заменить на высоту визирования источника подсветки и высоту приема сигнала РМ датчиком РМС H_t, H_r .

В работе [4] были произведены оценки дальности обнаружения наземных объектов с помощью РМС ММД под разными углами места θ, φ («надир – боковая проекция», «надир – лобовая (задняя) проекция»), без учета азимутальных углов.

В данной работе выражение (3) модифицировано с учетом дополнения углов места ($\theta = \varphi$) углами (α) в азимутальной плоскости.

На рис. 2 представлена геометрия визирования малоразмерного наземного объекта РМС обнаружения.

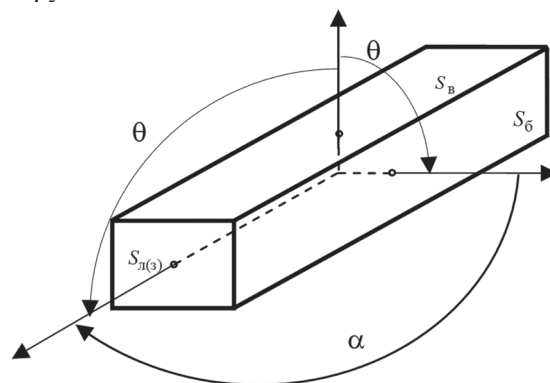


Рис. 2. Геометрия визирования малоразмерного наземного объекта

На рис. 2 обозначено: $S_B, S_6, S_{L(3)}$ – площадь верхней, боковой и лобовой (задней) проекции объекта, θ – угол визирования объекта в плоскости «надир – боковая проекция» и «надир – лобовая (задняя) проекция» объекта, α – азимут, угол визирования объекта в горизонтальной плоскости.

Выражение для площади объекта (с учетом идентичности углов $\theta = \varphi$) принимает следующий вид:

$$\begin{aligned} S(\theta, \alpha) &= S_B \cdot \cos \theta \cdot \cos \alpha + S_6 \cdot \sin \theta \cdot \cos \alpha + \\ &+ S_B \cdot \cos \theta \cdot \sin \alpha + S_{L(3)} \cdot \sin \theta \cdot \sin \alpha = \\ &= 25 \cdot \cos \theta \cdot \cos \alpha + 17 \cdot \sin \theta \cdot \cos \alpha + \\ &+ 25 \cdot \cos \theta \cdot \sin \alpha + 9 \cdot \sin \theta \cdot \sin \alpha. \end{aligned} \quad (5)$$

В случае использования только пассивного режима работы РМС, без применения независимой искусственной подсветки, выражение для радиояркостного контраста «объект – фон» и дальности обнаружения пассивной радиометрической системой имеет вид:

$$\Delta T_1 = \frac{d^2 \cdot 4 \cdot S(\theta, \alpha) \cdot \Delta \chi \cdot T_{12}}{R_r^2 \cdot \pi \cdot \lambda^2}, \quad (6)$$

$$R_r = \frac{d}{\lambda} \cdot \sqrt{\frac{4 \cdot S(\theta, \alpha) \cdot \Delta \chi \cdot T_{12}}{\pi \cdot \Delta T_1}}. \quad (7)$$

Следует заметить, что в выражениях (6), (7) хотя отсутствует эффект принудительной подсветки от искусственного источника электромагнитных волн (детерминированного или широкополосного шумового излучения), однако имеет место естественная подсветка объекта (с металлическим покрытием) излучением «холодного» неба.

Для упрощения расчетов принято, что обнаружение объекта осуществляется в условиях «чистой» безоблачной атмосферы $K(R) = K(2R) \approx 1$.

Выражение для суммарного радиояркостного контраста с учетом выражений (5), (6) запишем следующим образом:

$$\Delta T = \Delta T_1 + \Delta T_2 = \frac{d^2 \cdot 4 \cdot S(\theta, \alpha) \cdot \Delta \chi \cdot T_{12}}{R_r^2 \cdot \pi \cdot \lambda^2} + \frac{P_t \cdot G_t \cdot G_r \cdot \Delta \sigma \cdot \lambda^2}{(4 \cdot \pi)^3 \cdot k \cdot \Delta f \cdot R_r^2 \cdot R_t^2}. \quad (8)$$

2. РЕЗУЛЬТАТЫ РАСЧЕТА ДАЛЬНОСТИ ОБНАРУЖЕНИЯ

Для проведения количественных оценок дальности радиометрического обнаружения сделаем следующие допущения. Подсветка наземного объекта осуществляется независимым источником шумового сигнала с воздушной платформы, находящейся в стороне от ЛА – носителя РМС обнаружения ММД. Платформа барражирует на определенной высоте, например, на высоте $H_t = 1 \text{ км}$. Прием излученного (отраженного) сигнала от наземного объекта осуществляется на дальности R_r , которая и является оцениваемой дальностью обнаружения объекта РМС.

С учетом приведенных выше замечаний окончательное выражение для дальности обнаружения объемного малоразмерного наземного объекта матричной пассивно-активной радиометрической системой миллиметрового диапазона можно представить следующим образом:

$$R_r = \sqrt{\frac{d^2 \cdot 4 \cdot S(\theta, \alpha) \cdot \Delta \chi \cdot T_{12}}{\Delta T \cdot \pi \cdot \lambda^2} + \frac{P_t \cdot G_t \cdot G_r \cdot \Delta \sigma \cdot \lambda^2 \cdot \cos^2 \theta}{(4 \cdot \pi)^3 \cdot k \cdot \Delta f \cdot \Delta T \cdot H_t^2}}. \quad (9)$$

Расчеты проведены для следующих условий. Величина разности излучательной способности объекта и фона для металла на фоне травы (леса) составляет $\Delta \chi = -0,9$, величина радиояростной

контрастообразующей температуры выбрана равной $T_{12} = 200 \text{ К}$, что соответствует справочным данным для разности температур излучения металла на фоне земной поверхности (травы, песка, глинозема, леса) [3]. Указанные величины $\Delta \chi$ и T_{12} соответствуют также величине контраста «объект – лес, трава» $T \approx 177 \text{ К}$, полученной экспериментально [6].

На рис. 3 показано изменение площади объекта от углов визирования РМС (по углу места θ и азимуту α), рассчитанные по формуле (5). Максимум $S(\theta = 30^\circ, \alpha = 40^\circ) = 39,906 \text{ м}^2$.

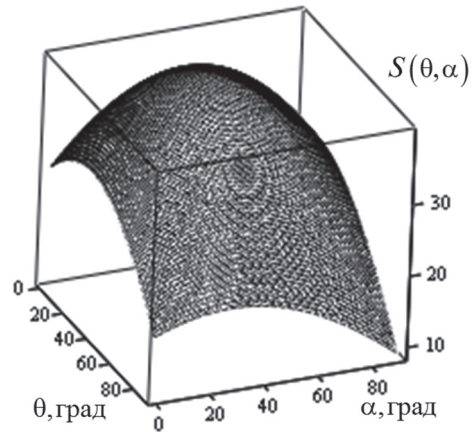


Рис. 3. Зависимость $S = f(\theta, \alpha)$

На рис. 4, рис. 5 приведены результаты расчетов (по формуле (9)) зависимости дальности обнаружения объемного малоразмерного наземного объекта от углов визирования матричной РМС ММД. Кривые на рис. 4 отображают зависимость дальности обнаружения от угла места (θ) от надир при угле наблюдения по азимуту ($\alpha = 40^\circ$), для объекта без МП ($\Delta T = 200 \text{ К}$, $\Delta \sigma = 10 \text{ м}^2$). Азимутальный угол ($\alpha = 40^\circ$), как показывают расчеты исходя из принятых размеров и конфигурации объекта, соответствует максимальной дальности обнаружения. Верхняя кривая на графике – дальность обнаружения РМС с подсветкой, мощность источника подсветки $P_t = 1 \text{ Вт}$. Нижняя кривая соответствует дальности обнаружения незамаскированного объекта пассивной РМС (без подсветки).

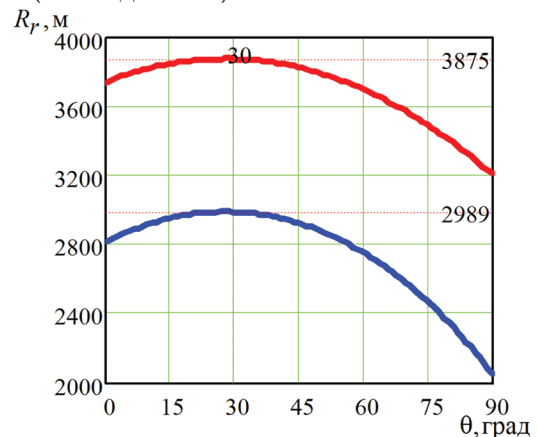


Рис. 4. Зависимость $R_r = f(\theta)$ при $\alpha = 40^\circ$, объект без МП

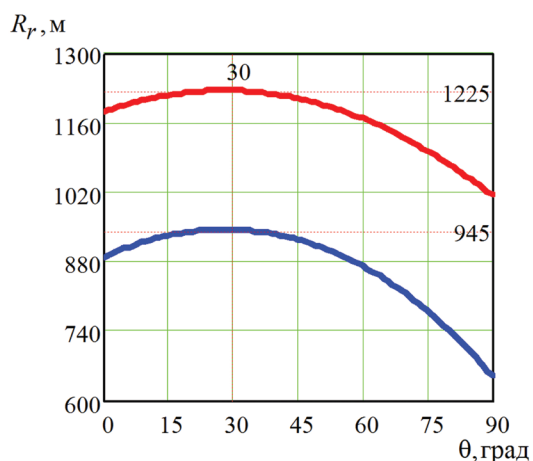


Рис. 5. Зависимость $R_r = f(\theta)$ при $\alpha = 40^\circ$, объект под МП

Кривые на рис. 5 соответствуют зависимости $R_r = f(\theta)$ для объекта под МП ($\Delta T = 20\text{K}$, $\Delta\sigma = 1\text{m}^2$).

Верхняя кривая – для РМС с подсветкой объекта широкополосным шумовым сигналом ($P_T = 1\text{Вт}$), нижняя – для пассивной РМС (без подсветки).

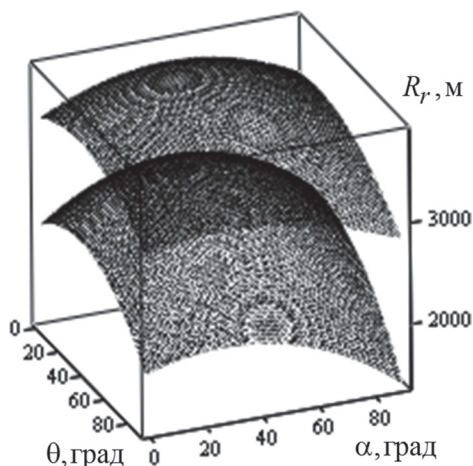


Рис. 6. Зависимость $R_r = f(\theta, \alpha)$, объект без МП

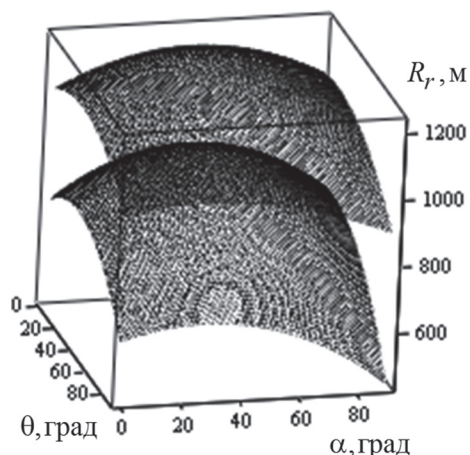


Рис. 7. Зависимость $R_r = f(\theta, \alpha)$, объект под МП

На рис. 6, рис. 7 приведены зависимости для дальности обнаружения от углов места и азимута, которые соответствуют условиям и графикам рис. 4, рис. 5.

ВЫВОДЫ

Проанализировано выражение для вероятности правильного обнаружения и не обнаружения (вероятность пропуска объекта – цели) малоразмерных наземных объектов матричными радиометрическими системами миллиметрового диапазона волн. Получено выражение для дальности обнаружения (не обнаружения – пропуска цели) малоразмерного объекта, позволяющее оценить дальность обнаружения малоразмерного наземного объекта конечных размеров (длина – ширина – высота) при различных углах визирования (по углу азимута и углу места) матричной РМС миллиметрового диапазона с подсветкой широкополосным шумовым сигналом и в режиме пассивного радиометрического обнаружения. Данное выражение позволяет оценить дальность обнаружения незамаскированного объекта и объекта, защищенного маскировочным покрытием, снижающим излучательную способность объекта и приближая ее к излучательной способности фона земной поверхности.

Количественные оценки показывают, что применение маскировочного покрытия с ослаблением контраста на 10 дБ уменьшает дальность обнаружения наземного объекта не менее чем в три раза, как в случае пассивного радиометрического обнаружения, так и в случае обнаружения матричной РМС миллиметрового диапазона с подсветкой.

При проведении расчетов было взято два значения разности эффективной поверхности рассеяния объекта и фона $\Delta\sigma = 10\text{m}^2$ для объекта без ПМ и $\Delta\sigma = 1\text{m}^2$ для объекта под МП. Расчеты могут быть скорректированы путем подстановки в выражение (9) угловой зависимости $\Delta\sigma = f(\theta, \alpha)$ конкретного объекта, полученной экспериментально или в результате расчета.

Литература

- [1] Быков В.Н. Обнаружение малоразмерных объектов радиометрическими информационными системами миллиметрового диапазона с шумовой подсветкой / В.Н. Быков // *Радиоелектронні і комп'ютерні системи*. Науково-технічний журнал. – Харків: Національний аерокосмічний університет ім. М.Є. Жуковського «ХАІ». – Вип. 2(10), 2005. – С. 5–10.
- [2] Антюфеев В.И. Обнаружение малоразмерных наземных объектов матричными радиометрическими системами с шумовой подсветкой / В.И. Антюфеев, В.Н. Быков, Д.Д. Иванченко, Н.Н. Колчигин, Т.Д. Бережная // *Харків: Радиоелектронні і комп'ютерні системи*, науково-технічний журнал, ХАІ, 2013. – № 2(61). – С. 7–13.
- [3] Матричные радиометрические корреляционно-экстремальные системы навигации летательных аппаратов: Монография / В.И. Антюфеев, В.Н. Быков, А.М. Гричанюк, Д.Д. Иванченко, Н.Н. Колчигин, В.А. Краюшкин, А.М. Сотников. – Харьков: Изд-во ООО «Щедрая усадьба плюс», 2014. – 372 с.
- [4] *Bykov V.N. Detection of small ground objects by matrix radiometric systems / V.N. Bykov, D.D. Ivanchenko,*

N.N. Kolchigin, T.D. Berezhnaya // Applied Radio Electronics, Scientific and Technical Journal, 2015. – Volume 14. – № 1. – P. 36–40.

- [5] *Ткаліч М.В.* Підукраїнським маскувальним покриттям – танка не видно... / М.В. Ткаліч, М.Д. Топчев, В.О. Комаров, В.В. Глебов, В.П. Ващенко // *Винахідник і раціоналізатор*, 2002. – № 2–3. – С. 5–6.
- [6] *Быков В.Н.* Экспериментальная оценка радиометрической заметности малоразмерных объектов в условиях неопределенности / В.Н. Быков // *Системы обработки информации*. X.: ХВУ, 2004. – Вып. 3. – С. 11–17.
- [7] *Левин Б.Р.* Теоретические основы статистической радиотехники. – М.: Радио и связь, 1989. – 656 с.
- [8] *Радиоэлектронные системы: основы построения и теория*. Справочник. Изд. 2-е / Под ред. Я.Д. Ширмана. – М.: Радиотехника, 2007. – 512 с.

Поступила в рдколлегию 04.02.2016



Быков Виктор Николаевич, доктор технических наук, старший научный сотрудник, ведущий научный сотрудник, профессор кафедры теоретической радиофизики, Харьковский национальный университет имени В.Н. Каразина. Научные интересы: радиотеплолокация, системы навигации летательных аппаратов, дистанционное зондирование Земли, цифровая обработка изображений.



Колчигин Николай Николаевич, доктор физ.-мат. наук, профессор, заведующий кафедрой теоретической радиофизики, Харьковский национальный университет имени В.Н. Каразина. Научные интересы: исследование характеристик рассеяния электромагнитных волн на объектах сложной формы, взаимодействие сверхкоротких импульсов со сложными объектами, разработка и моделирование антенн для импульсных и широкополосных сигналов.



Осиновий Геннадий Геннадиевич, начальник проектного отдела, Государственное предприятие «КБ «Южное», Днепропетровск. Научные интересы: исследование характеристик рассеяния электромагнитных волн на объектах сложной формы.



Бережная Татьяна Дмитриевна, инженер кафедры теоретической радиофизики, Харьковский национальный университет имени В.Н. Каразина. Научные интересы: радиотеплолокация, системы навигации летательных аппаратов, дистанционное зондирование Земли.

УДК 621.396.96

Оцінка ефективності засобів захисту малорозмірних наземних об'єктів від пасивно-активних радіометричних систем виявлення / В.М. Биков, М.М. Колчигін, Г.Г. Осинувий, Т.Д. Бережна // *Прикладна радіоелектроніка: наук.-техн. журнал*. – 2016. – Том 15. – № 1. – С. 45–50.

На основі критерію Неймана-Пірсона отримано аналітичні вирази для ймовірності хибної тривоги і правильного виявлення малорозмірних наземних об'єктів матричними радіометричними системами. Аналіз даних виразів дозволяє встановити поріг виявлення, тобто потрібне відношення сигнал – шум, необхідне для надійного виявлення та не виявлення об'єктів. Під ймовірністю не виявлення розуміють ймовірність пропуску об'єкту (цілі) за умови його наявності в заданому районі. За допомогою виразу для контрасту радіояскравості, наведена оцінка дальності виявлення об'ємного малорозмірного наземного об'єкта на фоні земної поверхні при різних кутах візування радіометричної системи по куту місця та азимуту. Здійснено кількісні оцінки впливу маскувального покриття на максимальну дальність виявлення малорозмірного наземного об'єкта. Встановлено, що маскувальне покриття з ослабленням контрасту радіояскравості на 10 дБ зменшує дальність виявлення наземного об'єкта не менш ніж утричі. Застосування незалежного шумового підсвічування збільшує дальність виявлення замаскованого об'єкта. Однак, дальність виявлення замаскованого об'єкта (з ослабленням контрасту радіояскравості на 10 дБ) знижується не менш ніж утричі.

Ключові слова: літальний апарат, малорозмірний наземний об'єкт, матрична радіометрична система, міліметровий діапазон, шумове підсвічування, маскувальне покриття.

Рис.: 07. Бібліогр.: 08 найм.

UDC 621.396.96

Assessing the effectiveness of the protection of small ground objects from passive-active radiometric detection systems / V.M. Bykov, N.N. Kolchigin, G.G. Osinovy, T.D. Berezhnaya // *Applied Radio Electronics: Sci. Journ.* – 2016. – Vol. 15. – № 1. – P. 45–50.

On the basis of the Neyman-Pearson criterion analytical expressions for the probability of a false alarm and correct detection of ground small-sized object by matrix radiometric systems have been obtained. The analysis of these expressions permits to set the detection threshold, i.e. the required signal-to-noise ratio required for reliable detection or nondetection of object. By the probability of nondetection is meant the probability of missing an object (target) on condition that the said object (target) is present in the considered area. Using the expression for brightness contrast, the estimation of the detection range of a ground small-sized object on the background of the earth's surface at different angles of radiometric system sighting in elevation and azimuth is performed. Quantitative assessment of the influence of the camouflage coating on the maximum detection range of a small-sized object are carried out. It has been found that the camouflage coating with the weakening of the contrast brightness by 10 dB reduces the range of detection of a ground target at least by a factor of three. The use of the independent noise backlight increases the detection range of an uncloned object. However, the range of detection of a concealed object (with attenuation of brightness contrast by 10 dB) is also reduced at least by a factor of three.

Keywords: aircraft, ground small-sized object, passive-active matrix radiometric system, millimeter range, noise lighting, camouflage cover.

Fig.: 07. Ref.: 08 items.

СФЕРИЧЕСКАЯ АНТЕННА ДЛЯ СИСТЕМ МОБИЛЬНОЙ СВЯЗИ

Ю.М. ПЕНКИН, В.А. КАТРИЧ, В.М. ДАХОВ, М.В. НЕСТЕРЕНКО, С.В. ПШЕНИЧНАЯ

Рассмотрена четырехвibratorная сферическая антенна, предназначенная для использования в системах мобильной связи. Моделирование поля излучения антенны в дальней зоне проведено на основании выражений, полученных в общем случае для системы радиальных импедансных монополей, расположенных на идеально проводящей сфере произвольным образом. Показано, что используя разные режимы питания двух пар противоположно расположенных резонансных монополей на сфере четвертьволнового радиуса, возможна реализация зонального покрытия полем излучения антенны всего окружающего пространства.

Ключевые слова: мобильная связь, турникетная антенна, многовibratorная сферическая антенна, поле излучения, дальняя зона.

ВВЕДЕНИЕ

В настоящее время наблюдается быстрая динамика развития технологий мобильной коммуникации. Это связано не только с переходом систем сотовой связи нового поколения к стандартам 3G и 4G, но и с проникновением систем мобильной связи в смежные направления человеческой деятельности. Спектр таких приложений достаточно широк: от беспроводных сенсорных сетей контроля и мониторинга, до многоуровневых систем оперативного управления [1]. При этом для организации каналов связи могут использоваться разные частотные диапазоны и различные виды сигналов.

Сложные условия эксплуатации систем мобильной связи определяют общие проблемы, возникающие при передаче радиосигналов (искажение и затухание сигнала, возникновение теневых зон, многолучевое распространение сигналов, замирания сигнала, его временные задержки и т.п.). Все применяемые способы борьбы с такими негативными воздействиями на сигнал (перемежение, разнесённый по времени или пространству приём, перестройка по частоте, адаптивная коррекция, помехоустойчивое кодирование, управление мощностью) на аппаратном уровне связаны с выбором конкретных типов используемых антенн. В любом случае среди антенн, расположенных на мобильных объектах с произвольной ориентацией в пространстве, наиболее универсальными являются квазиизотропные антенны [2]. Среди последних различают амплитудно-изотропные антенны, интенсивность поля излучения которых не зависит от пространственного направления, и поляризационно-изотропные антенны, которые во всех пространственных направлениях излучают поле с одинаковыми поляризационными параметрами.

Ввиду принципиальной невозможности создать поляризационно-изотропную антенну без энергетических нулей [2, 3], т. е. обеспечить одновременно амплитудную и поляризационную изотропность антенны, на практике отдают предпочтение антеннам с амплитудной изотропностью. Это связано с тем, что при использова-

нии методики поляризационно разнесённого приема удается избежать энергетических потерь на поляризационное рассогласование антенн. Действительно, какова бы ни была ориентация мобильного объекта в пространстве и какова бы ни была поляризация сигнала в месте приема, его всегда можно разложить на две ортогональные линейно- или круго-поляризованные составляющие, из которых по крайней мере одна не будет равна нулю. Другими словами, если прием осуществляется на две антенны с ортогональной поляризацией, то интенсивность сигнала на выходе приемников будет мало зависеть от пространственной ориентации мобильного объекта.

Однако при использовании амплитудно-изотропной антенны затраты энергетических ресурсов, имеющихся на мобильном объекте, являются не оптимальными, что является принципиально важным вопросом при ограниченном лимите этих ресурсов. Поэтому здесь представляется целесообразным применение для антенны нескольких режимов коммутации, которые совместно обеспечивают возможность перекрываемого зонирования всего пространства полем ее излучения.

В данной статье авторы предлагают для использования в системах мобильной связи конструкцию антенны сферического типа, которая отличается достаточной дешевизной изготовления и простотой в эксплуатации. В случае специальных приложений внутренняя полость сферического рассеивателя может рассматриваться как автономный контейнер для размещения технических модулей. Возможности реализации необходимых режимов изменения диаграммы направленности (ДН) антенны подтверждены результатами физически адекватного математического моделирования.

1. ПОЛЯ ИЗЛУЧЕНИЯ СИСТЕМЫ РАДИАЛЬНЫХ МОНОПОЛЕЙ НА СФЕРЕ

На сферических рассеивателях, размеры которых соизмеримы с длиной волны радиосвязи, широко применяются несимметричные радиально ориентированные vibratorные излу-

тели [4,5], что объясняется простотой осуществления питания таких излучателей с помощью устройств из коаксиальных фидеров. Из многоэлементных вибраторных антенн, имеющих сравнительно слабо выраженные направленные свойства, наибольшее распространение получили антенны турникетного типа (например, на многих космических летательных аппаратах [2, 6]). Обычная турникетная антенна состоит из двух симметричных прямолинейных вибраторов, расположенных взаимно перпендикулярно и питаемых со сдвигом фаз $\pi/4$. При размещении такой антенны на сфере удобнее считать, что она состоит не из двух симметричных вибраторов, а из четырех несимметричных (четвертьволновых) радиальных вибраторов, равномерно распределенных по ее экватору. Причем, в отличие от классической турникетной антенны (у которой плечи вибраторов расположены рядом), в данном случае каждая пара противоположащих вибраторов разнесена на расстояние, равное диаметру сферы. Именно такая конструкция сферической антенны авторами была выбрана для исследований как базовая. Заметим, что при сохранении традиционной схемы питания вибраторов антенна излучает в направлении полярной оси поле с круговой поляризацией, а в экваториальной плоскости (плоскости расположения вибраторов) – поле с линейной поляризацией.

При исследовании полей излучения сферической антенны, содержащей несколько вибраторных излучателей, ключевой является задача определения электрического тока в одиночном радиальном монополе, расположенном на сфере и возбуждаемом точечным генератором. Решение этой задачи посредством математического моделирования в строгой электродинамической постановке (при учете конкретной геометрии вибраторного элемента и сферического объекта) оказывается достаточно сложным. В случае идеально проводящих поверхностей сферического рассеивателя и вибратора эта задача была решена в [4, 5] численным методом моментов. Также, используя численный подход, в работах [7, 8] были исследованы электродинамические характеристики решеток из монополей, расположенных на идеально проводящей сфере. Однако, применение численных методов решения оказывается крайне неэффективным (по отношению ко времени моделирования и объему используемых вычислительных ресурсов) при необходимости исследования трехмерных пространственных ДН излучения многовибраторных сферических антенн.

Альтернативный подход, лишенный указанных недостатков и основанный на численно-аналитическом методе решения краевой задачи, был предложен в работах [9, 10]. Здесь для более общего случая тонкого импедансного вибратора, расположенного на сфере, было получено решение для тока в вибраторе методом последовательных итераций. Это решение и последующее определение полей излучения антенны было

выполнено с помощью использования функции Грина для электрического потенциала Герца, построенной в монографии [11] для пространства вне идеально проводящей сферы. Далее в работе для моделирования полей излучения вибраторов на сфере будем использовать аналитическое представление нулевого приближения тока в импедансном вибраторе из статьи [10].

Свяжем со сферической антенной, расположенной в однородном пространстве с материальными параметрами (ϵ_1, μ_1) , системы прямоугольных (x, y, z) и сферических (ρ, θ, ϕ) координат, как показано на рис. 1. Здесь полагается, что на идеально проводящей сфере радиусом \tilde{R} размещена система из N радиально ориентированных тонких цилиндрических импедансных монополей M_n (где $n=1, 2, \dots, N$) с радиусами r и длинами L_n ($r/L_n \ll 1$), оси которых совмещены с направлениями $\theta = \theta_n$, $\phi = \phi_n$ соответственно. Согласно принятой в [10] модели тонкого проводника, поля поверхностных токов каждого из монополей считаются эквивалентными полям линейных электрических токов $J_n(\rho)$, протекающих по их продольным осям.

В случае возбуждения монополей непосредственно у основания δ -генераторами напряжений с амплитудами V_n , электрические токи $J_n(\rho)$ могут быть аппроксимированы следующим выражением [10]:

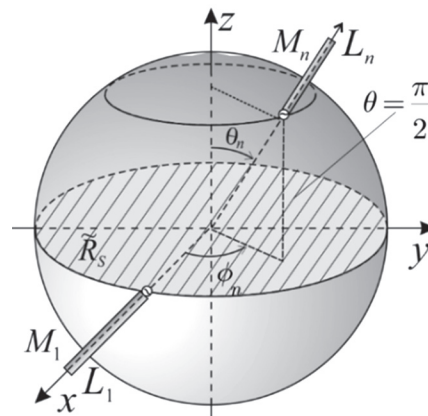


Рис. 1. Геометрия сферической антенной решетки и принятые обозначения

$$J_n(\rho) = C_n \frac{\sin(\tilde{k}_{1n}[\rho - \tilde{R} - L_n])}{\tilde{k}_{1n}\rho \cos(\tilde{k}_{1n}[\tilde{R} + L_n])} - \frac{\alpha_n i \omega \epsilon_1 V_n}{2k_1 \tilde{k}_{1n} \rho \cos(\tilde{k}_{1n}[\tilde{R} + L_n])} \times \begin{bmatrix} \cos(\tilde{k}_{1n}\rho) \sin(\tilde{k}_{1n}L_n) - \\ -\sin(\tilde{k}_{1n}[\rho - \tilde{R}]) \cos(\tilde{k}_{1n}[\tilde{R} + L_n]) \end{bmatrix}, \quad (1)$$

где

$$C_n = - \frac{\alpha_n i \omega \epsilon_1 V_n}{2k_1 \left[2\sin(\tilde{k}_{1n}L_n) - \tilde{k}_{1n}\tilde{R} \cos(\tilde{k}_{1n}L_n) \right]} \times \left\{ \tilde{k}_{1n}\tilde{R} \cos(\tilde{k}_{1n}[\tilde{R} + L_n]) + \right. \\ \left. + \sin(\tilde{k}_{1n}L_n) \left[2\cos(\tilde{k}_{1n}\tilde{R}) - \tilde{k}_{1n}\tilde{R} \sin(\tilde{k}_{1n}\tilde{R}) \right] \right\},$$

$k_1 = k\sqrt{\epsilon_1\mu_1}$, $k = 2\pi/\lambda$, где λ – длина волны в свободном пространстве; $\tilde{k}_{1n} = k_1\sqrt{1+i2\alpha_n\tilde{Z}_{sn}/(kr)}$, где \tilde{Z}_{sn} – постоянный нормированный (на 120π Ом) поверхностный импеданс, распределенный на n -м монополе; $\alpha_n \approx \frac{1}{2\ln(r/L_n)}$ – малые параметры; ϵ_1 и μ_1 – диэлектрическая и магнитная проницаемости среды соответственно.

Учитывая, что электрический ток в n -м монополе полагается заданным (1), можем определить радиальный компонент вектора Герца каждого излучателя в следующем виде:

$$\Pi_{\rho n}(\vec{r}) = \frac{1}{i\omega\epsilon_1} \int_{\tilde{R}}^{\tilde{R}+L_n} J_n(\rho') G_{\rho\rho'}(\rho, \theta, \varphi; \rho', \theta_n, \varphi_n) d\rho', \quad (2)$$

где $G_{\rho\rho'}(\rho, \theta, \varphi; \rho', \theta', \varphi')$ – функция Грина электрического типа для пространства вне идеально проводящей сферы из [11]:

$$G_{\rho\rho'}^e(\rho, \theta, \varphi; \rho', \theta_n, \varphi_n) = -\sum_{m=0}^{\infty} \frac{m+1/2}{2\pi} h_m(\rho, \rho') P_m \left(\begin{matrix} \cos\theta\cos\theta_n + \\ + \sin\theta\sin\theta_n \cos(\varphi - \varphi_n) \end{matrix} \right). \quad (3)$$

Здесь функции:

$$h_m(\rho, \rho') = \begin{cases} k_1 h_m^{(2)}(k_1 \rho') \begin{bmatrix} h_m^{(2)}(k_1 \rho) \bar{Q}_m(y_m(k_1 \tilde{R})) - \\ - y_m(k_1 \rho) \end{bmatrix}, & \tilde{R} \leq \rho < \rho'; \\ k_1 h_m^{(2)}(k_1 \rho) \begin{bmatrix} h_m^{(2)}(k_1 \rho') \bar{Q}_m(y_m(k_1 \tilde{R})) - \\ - y_m(k_1 \rho') \end{bmatrix}, & \rho > \rho', \end{cases}$$

$$\bar{Q}_m(y(k_1 \tilde{R})) = \frac{k_1 \tilde{R} y_{m-1}(k_1 \tilde{R}) - m y_m(k_1 \tilde{R})}{k_1 \tilde{R} h_{m-1}^{(2)}(k_1 \tilde{R}) - m h_m^{(2)}(k_1 \tilde{R})},$$

$P_m(\cos\theta)$ – полиномы Лежандра,

$$h_m^{(2)}(k_1 \rho) = j_m(k_1 \rho) - i y_m(k_1 \rho) = \sqrt{\frac{\pi}{2k_1 \rho}} H_{m+1/2}^{(2)}(k_1 \rho) -$$

сферические функции Ханкеля второго рода, сферические функции Бесселя

$$j_m(k_1 \rho) = \sqrt{\frac{\pi}{2k_1 \rho}} J_{m+1/2}(k_1 \rho)$$

и Неймана

$$y_m(k_1 \rho) = \sqrt{\frac{\pi}{2k_1 \rho}} N_{m+1/2}(k_1 \rho)$$

соответственно, $J_{m+1/2}(k_1 \rho)$ – функции Бесселя, $N_{m+1/2}(k_1 \rho)$ – функции Неймана и $H_{m+1/2}^{(2)}(k_1 \rho)$ – функции Ханкеля второго рода с полуцелым индексом [12]. Отметим, что на поверхности идеально проводящей сферы затребовано выполнение граничных условий для функций электрического типа $h_m(\rho, \rho')$ в виде:

$$\left. \frac{d(\rho h_m(\rho, \rho'))}{d\rho} \right|_{\rho=\tilde{R}} = 0.$$

Далее по известным соотношениям:

$$\vec{E} = \text{rotrot}(\tilde{\rho}^0 k_1 \rho \Pi_\rho^e) \text{ и } \vec{H} = i\omega\epsilon_1 \text{rot}(\tilde{\rho}^0 k_1 \rho \Pi_\rho^e) \quad (4)$$

можно определить электрическое и магнитное поля излучения монополя, расположенного на сфере, в любой точке наблюдения. Учитывая, что напряженности электрического и магнитного поля в дальней зоне излучения антенны являются связанными между собой величинами (соотношением: $H = 120\pi E$, как и в случае плоской волны), будем рассматривать далее только магнитные поля:

$$H_\rho(\vec{r}) = 0; \quad H_\theta(\vec{r}) = \frac{i\omega\epsilon_1 k_1}{\sin\theta} \frac{\partial \Pi_\rho(\vec{r})}{\partial \varphi};$$

$$H_\varphi(\vec{r}) = -i\omega\epsilon_1 k_1 \frac{\partial \Pi_\rho(\vec{r})}{\partial \theta}. \quad (5)$$

Используя известное асимптотическое представление [12] для сферических функций Ханкеля второго рода:

$$h_m^{(2)}(k\rho) \approx (i)^{m+1} \frac{e^{-ik\rho}}{k\rho}, \quad (6)$$

которое является корректным в дальней зоне антенны при выполнении условий $\tilde{k}_1 \rho \rightarrow \infty$ и $|\tilde{k}_1 \rho| \gg m$, а также понимая, что формула (3) при этом используется для случая $\rho > \rho'$, на основании соотношений (2 – 5) можно получить выражения для компонент магнитного поля излучения n -го монополя в следующем виде:

$$H_{\theta n}(\vec{r}) = -\frac{k_1 e^{-ik_1 \rho}}{\rho \sin\theta} \sum_{m=0}^{\infty} \frac{m+1/2}{2\pi} (i)^{m+1} \times$$

$$\times \int_{\tilde{R}}^{\tilde{R}+L_n} J_n(\rho') \begin{bmatrix} h_m^{(2)}(k_1 \rho') \bar{Q}_m(y_m(k_1 \tilde{R})) - \\ - y_m(k_1 \rho') \end{bmatrix} \frac{\partial P_m(u)}{\partial \varphi} d\rho', \quad (7)$$

$$H_{\varphi n}(\vec{r}) = \frac{k_1 e^{-ik_1 \rho}}{\rho} \sum_{m=0}^{\infty} \frac{m+1/2}{2\pi} (i)^{m+1} \times$$

$$\times \int_{\tilde{R}}^{\tilde{R}+L_n} J_n(\rho') \begin{bmatrix} h_m^{(2)}(k_1 \rho') \bar{Q}_m(y_m(k_1 \tilde{R})) - \\ - y_m(k_1 \rho') \end{bmatrix} \frac{\partial P_m(u)}{\partial \theta} d\rho',$$

где

$$u = \cos\theta\cos\theta_n + \sin\theta\sin\theta_n \cos(\varphi - \varphi_n),$$

$$\frac{\partial P_n(u)}{\partial \varphi} = \frac{dP_n(u)}{du} \times \frac{du}{d\varphi} = \frac{n+1}{u^2-1} [P_{n+1}(u) - uP_n(u)] \frac{du}{d\varphi};$$

$$\frac{\partial P_n(u)}{\partial \theta} = \frac{dP_n(u)}{du} \times \frac{du}{d\theta} = \frac{n+1}{u^2-1} [P_{n+1}(u) - uP_n(u)] \frac{du}{d\theta},$$

а ток в монополе $J_n(\rho')$ определяется формулой (1).

Полагая, что вибраторные излучатели являются настроенными в резонанс за счет подбора внутренних сопротивлений δ -генераторов, позволяющего скомпенсировать их взаимное влияние, общее поле излучения сферической антенны в точке наблюдения определяем путем простого суммирования вкладов каждого монополя:

$$H_{\theta\Sigma}(\vec{r}) = \sum_{n=1}^N H_{\theta n}(\vec{r}); \quad H_{\varphi\Sigma}(\vec{r}) = \sum_{n=1}^N H_{\varphi n}(\vec{r}). \quad (8)$$

2. АНАЛИЗ РЕЗУЛЬТАТОВ ЧИСЛЕННОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ

При моделировании в качестве базовой конструкции сферической антенны была рассмотрена четырехвibratorная структура турникетного типа, поскольку из многоэлементных vibratorных систем именно антенны такого вида получили на практике наибольшее распространение [2]. Классическая турникетная антенна состоит из двух симметричных прямолинейных vibratorов, расположенных взаимно перпендикулярно и питаемых со сдвигом фаз $\pi/2$. Ее основными преимуществами являются сравнительно слабо выраженные в пространстве направленные свойства излучения и простота реализации схемы питания.

Если турникетная антенна размещена на сфере, то для анализа ее ДН излучения удобнее рассматривать вместо пары симметричных vibratorов – четыре несимметричных монополя, равномерно размещенных по периметру сферы. В отличие от обычной турникетной антенны, где vibratorы расположены рядом, в данном случае каждая пара противоположных vibratorов (рис. 2) разнесена на расстояние, равное диаметру сферы $2\tilde{R}$. Если оно велико по отношению к длине волны, то между интерферирующими полями монополей может существовать большой сдвиг по фазе и ДН антенны в плоскости расположения vibratorных элементов приобретает лепестковый характер с характерными провалами. Поэтому применение четырехvibratorной сферической антенны оказывается целесообразным для сфер с малыми диаметрами $2\tilde{R} \leq 0.5\lambda$. Следует заметить, что в литературе для излучателей антенных решеток применяют термины «синфазные» и «противофазные» по отношению как к их электрическим токам, так и к напряжению источников возбуждения. В нашем случае эти термины будем относить к напряжению источников, понимая, что каждый монополь подсоединен к сфере одинаково. Поэтому при заданной разности фаз $\Delta\Phi = 0$ (синфазные источники напряжения, как показано на рис. 2, а) электрические токи в монополях противоположны, а при $\Delta\Phi = \pi$ (противофазные источники напряжения, как показано на рис. 2, б) токи в монополях являются сонаправленными.

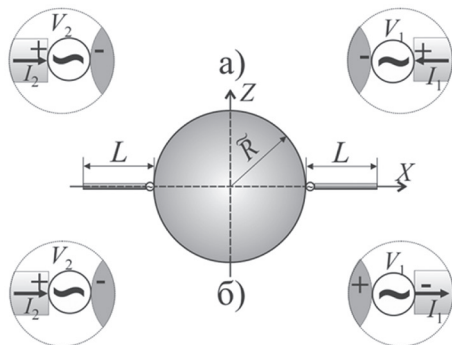


Рис. 2. Система двух монополей на сфере

Полагая реализацию на базовой станции принципа поляризационно-разнесенного приема (на две антенны с ортогональной линейной поляризацией в базисе $(E_x; E_y)$), при моделировании четырехvibratorной сферической антенны мобильного объекта исследовались нормированные ДН полного поля излучения антенны в дальней зоне:

$$RP = |H_{\theta\Sigma}(\vec{r}) + H_{\varphi\Sigma}(\vec{r})| / \max(|H_{\theta\Sigma}(\vec{r}) + H_{\varphi\Sigma}(\vec{r})|).$$

Целью исследования являлось установление возможности зонального покрытия всего пространства полем излучения антенны при смене режимов возбуждения монополей. Для случая сферы радиуса $\tilde{R} = 0.25\lambda$ с идеально проводящими монополями четвертьволновой длины, равномерно расположенными в экваториальной плоскости антенны XOY ($\theta_n = \pi/2$, рис. 1). Были исследованы антенные решетки четырех монополей с резонансной длиной $L = 0.2375\lambda$ на сфере радиусом \tilde{R} , расположенных в направлениях $\varphi_n = n\pi/2, n = 0, 1, 2, 3$.

Параметры различных вариантов возбуждения монополей приведены в табл. 1.

Таблица 1

Вар.	V_1	V_2	V_3	V_4
а	1	0	1	0
б	1	0	$1 \cdot e^{-i\pi}$	0
в	0	1	0	1
г	0	1	0	$1 \cdot e^{-i\pi}$

Антенны вариантов **а** и **б** представляют собой систему из двух диаметрально противоположных монополей V_1 и V_3 вдоль оси OX . Монополи V_2 и V_4 направлены вдоль оси OY и образуют вторую систему монополей. Как видно на рис. 3, а, система синфазных монополей создает ДН «разностного» типа с максимумами вблизи максимумов одиночного монополя, а ДН противофазных монополей на рис. 3, б имеет тороидальный вид в плоскости YOZ , ортогональной линии расположения монополей. Антенна с такой ДН может служить для общего кругового обзора пространства в режиме поиска сигнала.

На рис. 4 для антенн **а** и **б** показаны сечения ДН по мощности в плоскости XOY . В поперечных сечениях торов мощность излучения по уровню -3 дБ мощности излучения обе антенны имеют ширину порядка 45° , а уровень боковых лепестков для антенны **б** равен -10 дБ.

Учитывая это, из рис. 3 видно, что используя разные режимы питания пар противоположно расположенных на сфере монополей, возможна реализация (по минимальному уровню -3 дБ) зонального покрытия полем излучения антенны всего окружающего пространства. Таким образом, предварительно выбрав по критерию максимума сигнала один из четырех (указанных в табл. 1) режимов работы антенны, можно обеспечить необходимый его уровень в канале связи

между базовой станцией и произвольно ориентированным мобильным объектом, размещённым в любой точке пространства. Отметим, что при этом для обеспечения связи будет использоваться в два раза меньше мощности, по сравнению с квазиизотропной четырехвibratorной турникетной антенной, поскольку в любом из режимов работы антенны активной является только одна пара противоположно расположенных на сфере монополей.

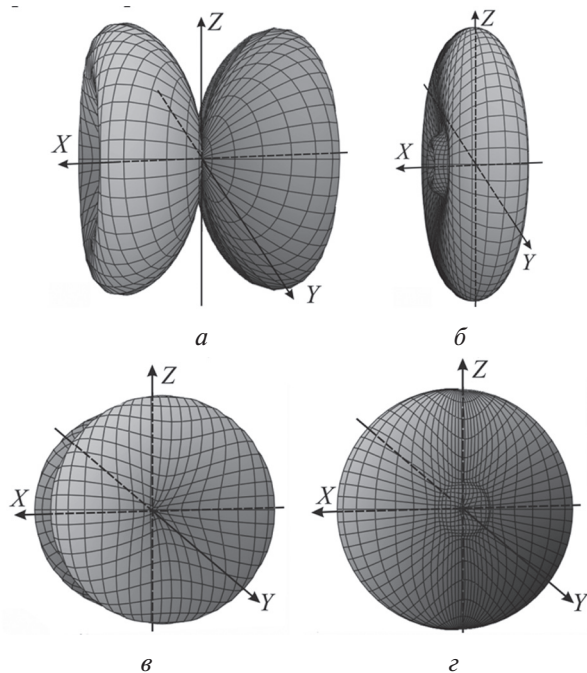


Рис. 3. ДН системы из двух монополей на сфере: $a, b - \Delta\Phi = 0$, $c, d - \Delta\Phi = \pi$

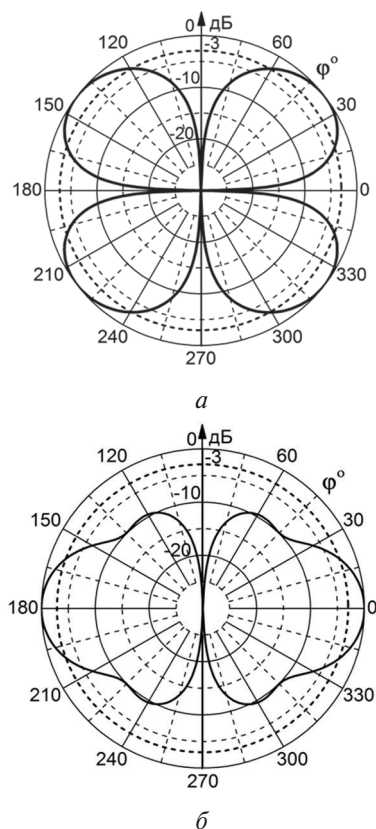


Рис. 4. Сечения ДН в экваториальной плоскости

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В работе исследованы характеристики направленности излучения четырехвibratorной сферической антенны турникетного типа. Математическое моделирование поля излучения антенны в дальней зоне проведено на основании выражений, полученных в общем случае для системы радиальных импедансных монополей, расположенных на идеально проводящей сфере произвольным образом. В результате моделирования установлено, что используя разные режимы питания двух пар противоположно расположенных монополей на сфере четвертьволнового радиуса, возможна реализация зонального покрытия полем излучения антенны всего окружающего пространства. Такая возможность была показана для настроенных в резонанс четвертьволновых идеально проводящих монополей. Однако, при необходимости миниатюризации общих размеров антенны возможна их замена на более короткие импедансные вибраторы [10]. Заметим, что в этом случае наличие импеданса индуктивного типа, позволяя сохранить настройку монополей в резонанс, существенно не влияет на форму ДН излучения антенны [9]. Поскольку в любом из режимов работы антенны активной остается только одна пара противоположно расположенных на сфере монополей, то для обеспечения связи оказывается необходимым расход мощности в два раза меньший по сравнению со случаем использования всенаправленной турникетной антенны.

Представленные в работе результаты могут быть использованы при разработке сферических антенн для систем мобильной связи.

Литература

- [1] *Iniewski K.* (ed.) *Wireless Technologies: Circuits, Systems, and Devices* / Boca Raton: CRC Press. – 2008. – 693 p.
- [2] *Резников Г.Б.* *Антенны летательных аппаратов* / М.: Сов. радио, 1967. – 416 с.
- [3] *Brouwer L.E.J.* On the vector distributions on surfaces // *Proc. Royal Acad. (Amsterdam)*, 1909. – vol. 11. – P. 850–858.
- [4] *Tesche, F. M., Neureuther R. E.* The analysis of monopole antennas located on a spherical vehicle: Part 1, Theory // *IEEE Trans. EMC*, 1976, EMC-18. – P. 2–8.
- [5] *Tesche, F. M., Neureuther R. E., and Stovall R. E.* The analysis of monopole antennas located on a spherical vehicle: Part 2, Numerical and Experimental results // 1976, *IEEE Trans. EMC*, EMC-18. – P. 8–15.
- [6] *Jamnejad, V., Huang, J., Endler, H., Manshadi, F.* Small omni-directional antenna development for Mars sample return mission // *Aerospace Conference*, 2001, *IEEE Proceedings*, 2001, vol.2. – P. 843–851.
- [7] *Franek, O., Pedersen, G. F., Andersen, J. B.* Numerical modeling of a spherical array of monopoles using FDTD method // *IEEE Trans. Antennas and Propagation*, 2006, Vol.54, No.7. – P. 1952–1963.
- [8] *Franek, O., Pedersen, G. F.* Spherical Arrays for Wireless Channel Characterization and Emulation // *A P S Conference on Antennas and Propagation for Wireless Communications. Proceedings* – 2014. – P. 480–483.

- [9] *D. Yu. Penkin, V. A. Katrich, V. M. Dakhov, M. V. Nesterenko and S. L. Berdnik* Radiation Fields of Radial Impedance Monopole Mounted on a Perfectly Conducting Sphere // Proc. VIIIth Intern. Conf. on Antenna Theory and Techniques ICATT'2013. 16-20 September, 2013, Odessa, Ukraine. – 2013. – P. 123–125.
- [10] *D. Yu. Penkin, V. A. Katrich, Yu. M. Penkin, M. V. Nesterenko V. M. Dakhov and S. L. Berdnik* 2015, Electrodynamic Characteristics of a Radial Impedance Vibrator on a Perfect Conduction Sphere // *Electromagnetic waves: Progress In Electromagnetics Research B, PIERB 62*, EMW Publishing, Cambridge, Massachusetts, USA – 2015. – P. 137–151.
- [11] *Пенкин Ю. М., Катрич В. А.* Возбуждение электромагнитных волн в объемах с координатными границами. Харьков: Факт, 2003. – 231 с.
- [12] Справочник по специальным функциям: пер. с англ. / Под ред. Абрамовица М. и Стигана И. Москва. Наука, 1979. – 832 с.

Поступила в редколлегию 10.02.2016



Пенкин Юрий Михайлович, доктор физ.-мат. наук, профессор, зав. кафедрой фармакоинформатики Национального фармацевтического университета. Научные интересы: теория электромагнетизма, теория возбуждения электромагнитных волн в объемах с криволинейными координатными границами, теория информации в области фармации.



Катрич Виктор Александрович, доктор физ.-мат. наук, профессор, зав. кафедрой физической и биомедицинской электроники и комплексных информационных технологий ХНУ имени В.Н. Каразина. Научные интересы: теория электромагнетизма, задачи дифракции в прикладной электродинамике, теория волноводно-щелевых и импедансных вибраторных излучающих структур.



Дахов Виктор Михайлович, н.с. кафедры физической и биомедицинской электроники и комплексных информационных технологий ХНУ имени В.Н. Каразина. Научные интересы: расчет, моделирование излучающих структур, оптимизация характеристик антенных решеток.



Нестеренко Михаил Васильевич, доктор физ.-мат. наук, с.н.с., ведущий научный сотрудник кафедры физической и биомедицинской электроники и комплексных информационных технологий ХНУ имени В.Н. Каразина. Научные интересы: теория электромагнетизма, теория тонких им-

педансных вибраторов, щелевых излучателей и отверстий связи электродинамических объемов.



Пшеничная Светлана Викторовна, н.с. кафедры физической и биомедицинской электроники и комплексных информационных технологий ХНУ имени В.Н. Каразина. Научные интересы: технологии реализации композитных импедансных структур и их электрофизические характеристики; расчет и моделирование электродинамических структур.

УДК 621.396.67

Сферична антена для систем мобільного зв'язку / Ю.М. Пенкін, В.О. Катрич, В.М. Дахов, М.В. Нестеренко, С.В. Пшенична // *Прикладна радіоелектроніка: наук.-техн. журнал.* – 2016. – Том 15. – № 1. – С. 51–56.

Розглянуто чотиривібраторну сферичну антenu, яка призначена для використання в системах мобільного зв'язку. Моделювання поля випромінювання антени в дальній зоні проведено на основі виразів, які отримані в загальному випадку для системи радіальних імпедансних монополів, розміщених на ідеально провідній сфері довільним способом. Показано, що використовуючи різні режими живлення двох пар протилежно розміщених резонансних монополів на сфері чвертьхвильового радіуса, можлива реалізація зонального покриття полем випромінювання антени всього навколишнього простору.

Ключові слова: мобільний зв'язок, турнікетна антена, багатовібраторна сферична антена, поле випромінювання, далека зона.

Табл.: 1. Іл.: 4. Бібліогр.: 12 найм.

UDC 621.396.67

Spherical antenna for mobile communication systems / Yu.M. Penkin, V.A. Katrich, V.M. Dakhov, M.V. Nesterenko, S.V. Pshenichnaya // *Applied Radio Electronics: Sci. Journ.* – 2016. – Vol. 15. – № 1. – P. 51–56.

A four-dipole spherical antenna for use in mobile communication systems are considered. The radiation field simulation in the far field antenna has been carried out based on the expressions obtained in the general case for the system of impedance radial monopoles located on a perfectly conducting sphere in an arbitrary manner. It is shown that realization of zonal coverage by the radiation field of an antenna in all the surrounding space is possible by using different modes of feeding two pairs of oppositely disposed resonant monopoles on the sphere of a quarter-wavelength radius.

Keywords: mobile communication, turnstile antenna, multidipole spherical antenna, radiation field, far field.

Tab.: 1. Fig.: 4. Ref.: 12 items.

ИССЛЕДОВАНИЕ ВОЗМОЖНОСТЕЙ МЕТОДА КОАКСИАЛЬНОГО ЗОНДА ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ ДИСПЕРСИИ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ПРОНИЦАЕМОСТИ БИОПРОБ

Е. А. АНТОНЕНКО, В. А. КОЖЕШКУРТ, А. И. КАРПОВ, Н. П. МУСТЕЦОВ

Целью работы является исследование возможностей и границ применимости метода открытого конца коаксиального волновода для изучения дисперсии диэлектрической проницаемости биологических тканей и жидкостей. Теоретическая часть содержит описание и алгоритм метода вычисления электрофизических параметров биологических проб. Предлагается аналитический метод вычисления комплексной диэлектрической проницаемости жидких диэлектриков. В экспериментальной части работы представлены результаты исследований дисперсии диэлектрической проницаемости в диапазоне 0,1–10,5 ГГц для жировой, мышечной и эпителиальной тканей, а также для 50%-го раствора глюкозы, дистиллированной воды и 0,9%-го физиологического раствора. Установлено, что для разных образцов мнимая часть проницаемости меняет свой вид и имеет минимальное значение на определенной частоте. Это может быть использовано для идентификации образцов или для определения объемной концентрации компонент в растворе.

Ключевые слова: дисперсия, проницаемость диэлектрическая, жидкость биологическая, диэлектриметрия, зонд коаксиальный.

ВВЕДЕНИЕ

Биологические ткани, как физические тела, имеют специфические электрофизические свойства. Чаще всего их рассматривают как немагнитные материалы, характеризующиеся проводимостью σ и диэлектрической проницаемостью ϵ . Исследование электрофизических свойств биологических тканей и жидкостей, а также отдельных клеток и биологических суспензий методами диэлектрикометрии ведутся более 70 лет [1–4]. Диэлектрические свойства биологических тканей используются при оценке процентного соотношения целых и поврежденных клеток, при криогенном замораживании, для повышения эффективности метода термотерапии (оптимизация характеристик СВЧ зондов в зависимости от диэлектрических свойств среды) [5, 6], при диагностике онкозаболеваний [7], для диагностики заболевания сахарным диабетом [8, 9].

Целью данной работы является исследование возможностей и границ применимости метода открытого конца коаксиального волновода для изучения дисперсии диэлектрической проницаемости жидкостей. Методу открытого конца коаксиального волновода для исследования свойств диэлектриков посвящены работы [10–13]. Однако, не ясным остается вопрос о границах применимости метода и о выборе простой и адекватной модели открытого конца коаксиального волновода. Также, пока не решена обратная задача вычисления электрофизических параметров среды, взаимодействующей с электромагнитным полем открытого конца коаксиального волновода. Простые, аналитические методы оценки электрофизических параметров тканей необходимы при создании новых образцов диагностических средств.

Электрофизические свойства большинства материалов, в том числе и биологических жид-

костей, обладают частотной дисперсией, что позволяет определять объемные концентрации веществ в двухкомпонентных растворах, степень очистки вещества, проводить косвенных химический анализ. Многие вещества обладают диэлектрической дисперсией с аномальным поглощением в микроволновом диапазоне частот, что позволяет проводить радиоспектроскопию для их идентификации.

1. ТЕОРЕТИЧЕСКАЯ ЧАСТЬ

При выборе метода исследования было учтено, что контроль среды необходимо производить в широком диапазоне частот. Фото экспериментальной установки показано на рис. 1. Коаксиальный зонд погружается в исследуемое вещество. Для измерения комплексного коэффициента отражения использовался однопортовый анализатор цепей Anritsu S810D. С его помощью получены значения действительной $Re S_{11}$ и мнимой $Im S_{11}$ частей коэффициента отражения S_{11} в диапазоне частот 100 МГц–10,5 ГГц.

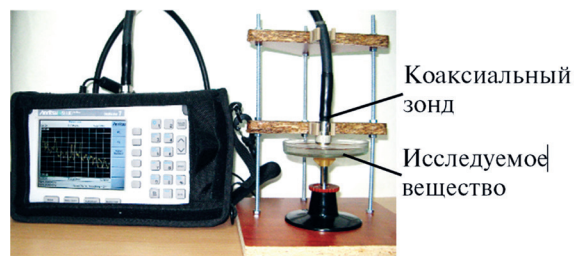


Рис. 1. Внешний вид экспериментальной установки

Для успешного проведения измерений необходимо осуществить калибровку прибора непосредственно на конкретный образец измерительного зонда. Для этого, при стандартной процедуре калибровки, открытый конец волновода заменяется на зонд, нагруженный на свободное про-

странство; вместо короткозамкнутой нагрузки используется зонд, открытый конец которого замкнут металлической пластиной (алюминиевой фольгой); в качестве согласованной нагрузки используется стандартный широкополосный терминатор $Z = 50 + j0$ Ом. Использовать стандартные нагрузки (короткозамыкатель и открытый конец) нельзя из-за несовпадения нагрузочных плоскостей зонда и калибровочных нагрузок, что приводит к фазовым ошибкам измерений. Признаком неправильной калибровки является смена знака фазы коэффициента отражения в используемом диапазоне частот.

Графическое изображение открытого конца коаксиального волновода, погруженного в исследуемую среду, и эквивалентные схемы приведены на рис. 2, а и 2, б, в соответственно, где C_f – емкость, не зависящая от исследуемой среды и обусловленная появлением краевых полей внутри волновода, а C_0 – емкость без потерь, обусловленная геометрией и краевым полем открытого конца волновода, нагруженного на свободное пространство, ϵ^* – комплексная диэлектрическая проницаемость среды, r – эквивалентное сопротивление, обусловленное проводимостью среды, ϵ' – действительная часть диэлектрической проницаемости среды.

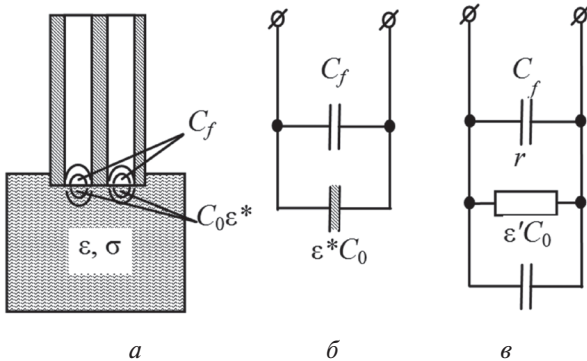


Рис. 2. Коаксиальный зонд, погруженный в среду (а) и эквивалентные схемы открытого конца волновода (б, в)

Следует учитывать, что измерительный прибор, в процессе калибровки, компенсирует емкость открытого конца коаксиального волновода, нагруженного на свободное пространство (открытый конец волновода). Таким образом: $C = C_f + C_0 = 0$, что не соответствует действительности. Это приводит к тому, что расчетная диэлектрическая проницаемость вакуума будет равна 0. Поэтому к вычисленному значению диэлектрической проницаемости прибавляем 1.

По измеренным значениям мнимой $\text{Im } S_{11}$ и действительной $\text{Re } S_{11}$ частей коэффициента отражения от зонда, нагруженного на исследуемую среду, осуществляется расчет ее параметров по следующему алгоритму.

1. В соответствии с параллельной схемой замещения (рис. 2, б), осуществим переход от значений коэффициента отражения к эквивалентному комплексному сопротивлению цепи (1), (2):

$$\text{Im } Z = Z_0 \cdot \frac{1 - \text{Re } S_{11}^2 - \text{Im } S_{11}^2}{(1 - \text{Re } S_{11})^2 + \text{Im } S_{11}^2}, \quad (1)$$

$$\text{Re } Z = Z_0 \cdot \frac{2 \cdot \text{Im } S_{11}}{(1 - \text{Re } S_{11})^2 + \text{Im } S_{11}^2}. \quad (2)$$

2. Вычисляем значение тангенса сдвига фазы между током и напряжением (3):

$$\text{tg } \varphi = \frac{\text{Im } Z}{\text{Re } Z}. \quad (3)$$

3. Вычисление абсолютных значений емкости и сопротивления эквивалентной нагрузки открытого конца волновода можно осуществить решая алгебраическую систему уравнений (4):

$$\begin{cases} |Z|^2 = \frac{1}{r^2} + \frac{\omega^2 \cdot C^2}{\left(\frac{1}{r^2} + \omega^2 \cdot C^2\right)^2} \\ \text{tg } \varphi = -\omega \cdot r \cdot C \end{cases}, \quad (4)$$

где первое уравнение – модуль полного сопротивления эквивалентной цепи $|Z|$, второе – сдвиг фазы между током и напряжением.

Решение системы уравнений относительно параметров C (5) и r (6) дает следующие результаты:

$$C = \frac{1}{|Z| \cdot \omega} \cdot \sqrt{\frac{\text{tg}^2 \varphi}{1 + \text{tg}^2 \varphi}}, \quad (5)$$

$$r = |Z| \cdot \sqrt{1 + \text{tg}^2 \varphi}. \quad (6)$$

4. Вычисляем действительную часть диэлектрической проницаемости (7) (учитываем компенсацию измерительным прибором емкости открытого конца коаксиального волновода, нагруженного на свободное пространство):

$$\epsilon' = Ck + 1, \quad (7)$$

где k – коэффициент пропорциональности, обусловленный геометрией коаксиального зонда.

5. Вычисляем удельную проводимость.

$$\sigma = \frac{1}{r} \cdot k \quad (8)$$

7. Вычисляем мнимую часть диэлектрической проницаемости:

$$\epsilon'' = \frac{\sigma}{\omega \epsilon_0} \quad (9)$$

8. Вычисляем тангенс угла диэлектрических потерь:

$$\text{tg } \delta = \frac{\epsilon''}{\epsilon'}. \quad (10)$$

В качестве калибровочного вещества для вычисления коэффициента пропорциональности k можно использовать диэлектрики, не обладающие дисперсией в рассматриваемом диапазоне частот, например, вазелиновое масло ($\epsilon' = 2$).

2. ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ РЕЗУЛЬТАТЫ

На рис. 3–8 представлены экспериментальные зависимости дисперсии действительной и мнимой частей диэлектрической проницаемости

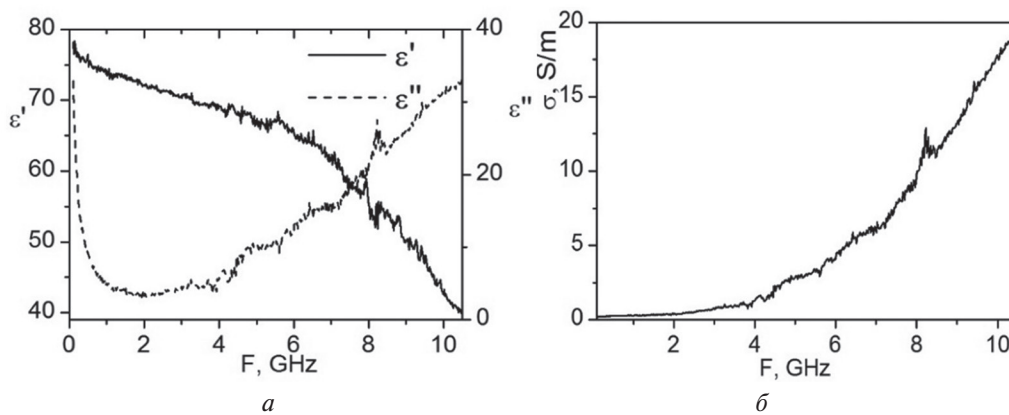


Рис. 3. Частотные зависимости диэлектрической проницаемости и удельной проводимости дистиллированной воды

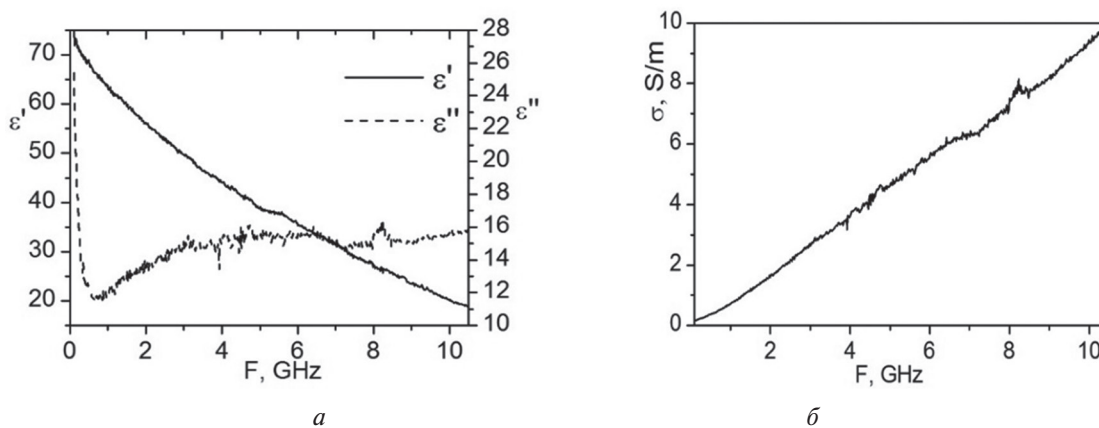


Рис. 4. Частотные зависимости диэлектрической проницаемости и удельной проводимости 50 %-го раствора глюкозы

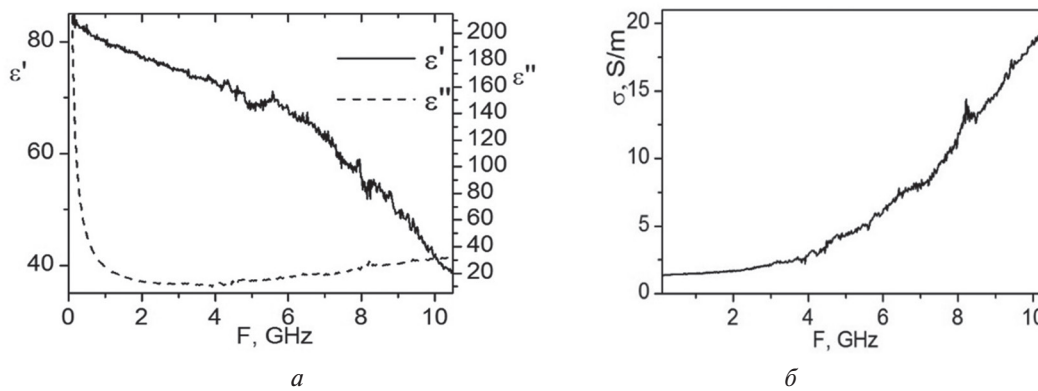


Рис. 5. Частотные зависимости диэлектрической проницаемости и удельной проводимости физиологического раствора

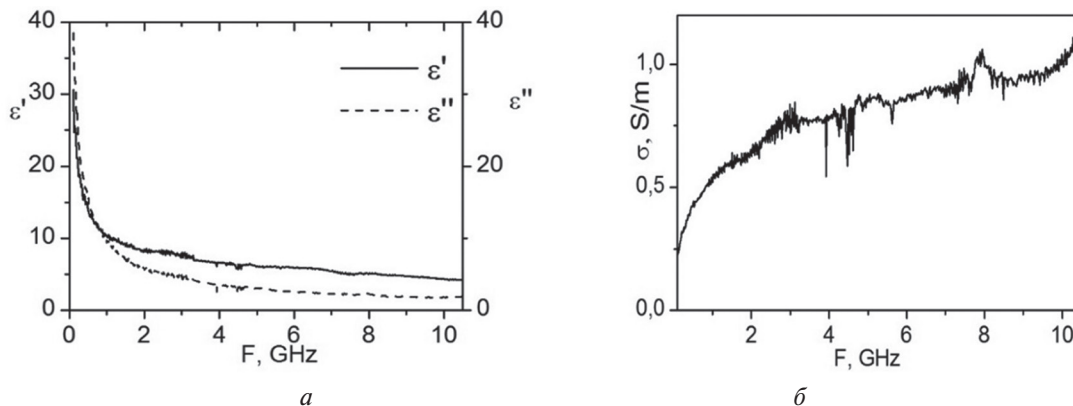


Рис. 6. Частотные зависимости диэлектрической проницаемости и удельной проводимости жировой ткани

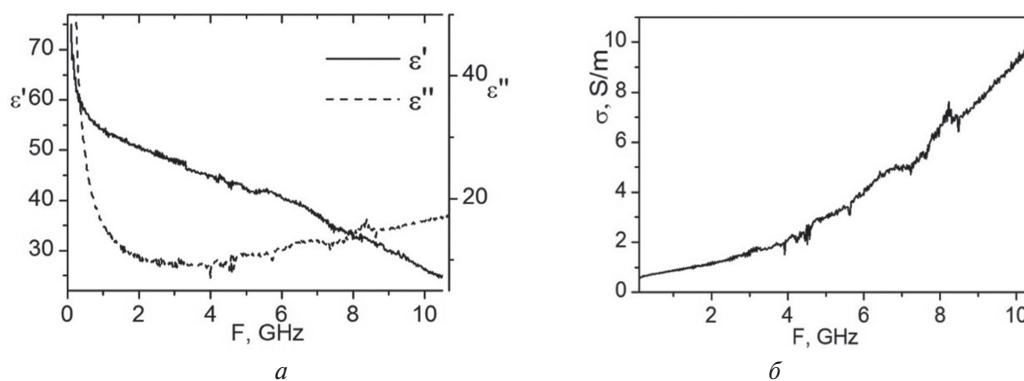


Рис. 7. Частотные зависимости диэлектрической проницаемости и удельной мышечной ткани

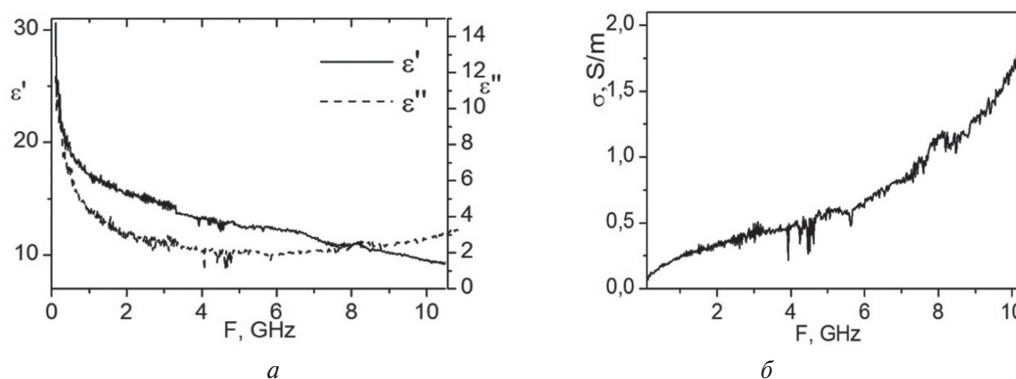


Рис. 8. Частотные зависимости диэлектрической проницаемости и удельной кожной ткани

в диапазоне частот 0,1–10,5 ГГц для жировой, мышечной и эпителиальной тканей (кожа), а также для 50%-го раствора глюкозы, дистиллированной воды и 0,9%-го физиологического раствора. Наибольший интерес представляет зависимость мнимой части диэлектрической проницаемости от частоты. Для разных веществ мнимая часть меняет свой вид и характеризуется значением частоты минимума функции, что может служить для идентификации или определения концентрации компонент, т.е. химического анализа веществ.

На рис. 9 представлены частотные зависимости модулей диэлектрической проницаемости для исследуемых веществ. Как видно из графиков наиболее низкую диэлектрическую проницаемость имеют кожа и жировая ткань, что обусловлено незначительным содержанием в них воды.

ВЫВОДЫ

Получены дисперсионные кривые действительной и мнимой частей диэлектрической проницаемости в диапазоне частот 0,1–10,5 ГГц для биологических тканей. Предложен простой метод вычисления комплексной диэлектрической проницаемости жидкостей по данным коэффициента отражения от открытого конца коаксиального волновода, погруженного в исследуемое вещество.

Метод позволяет экспериментально исследовать жидкие вещества на предмет релаксационных потерь и потерь сквозной проводимости.

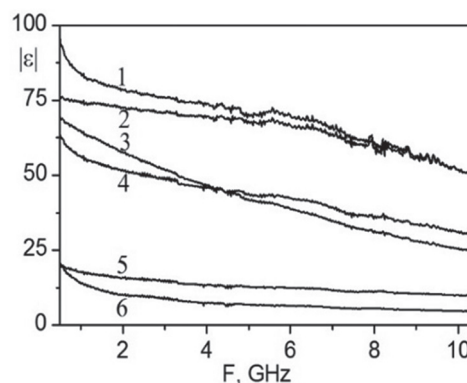


Рис. 9. Частотные зависимости модуля диэлектрической проницаемости:
1 – физиологический раствор, 2 – вода, 3 – раствор глюкозы, 4 – мышечная ткань, 5 – кожа человека, 6 – жировая ткань

Нелинейность частотной зависимости диэлектрической проницаемости веществ, в том числе и биологических тканей, может служить для их идентификации, определения концентрации компонент, химического состава. Метод может быть обобщен при исследовании зависимости диэлектрической проницаемости различных материалов от частоты, температуры, давления и других видов воздействий, что необходимо при расчете электродинамических структур и при создании сверхширокополосных СВЧ излучателей, помещенных в материальную среду с убывающей с частотой диэлектрической проницаемостью.

Литература

- [1] *Osswald. K* High Frlquency conductivity and dielectric constant of biological tissues and fluids. Hochfrequenztech. Elektroakustik. 49:40, 1937.
- [2] *Rajewsky, B.; Schwan, H.P.* The dielectric constant and conductivity of blood at ultrahigh frequencies. Naturwissenschaften 1948, 35, 315.
- [3] *H.F. Cook*, "The dielectric behavior of some types of human tissue at microwave frequencies," Br. J. Appl. Phys., Vol 2, pp. 295-296, Oct. 1951.
- [4] *J. E. Roberts, H. F. Cook*. "Microwaves in medical and biological research, Brit. J. Appl. Physiol., vol. 3, pp. 33-39, 1952.
- [5] *Taylor L.* Implantable radiators for cancer therapy by microwave hyperthermia. Proc IEEE68: / L.S. Taylor. // Proceedings of the IEEE. – 1980. – №1. – С. 142–149.
- [6] *Ciobanu R.* Dielectric spectroscopy of biological tissues with targeted Fe2O3 drug delivery systems in support of RF/MW-hyperthermal control / R. Ciobanu, C. Schreiner. // Medical Measurements and Applications (MeMeA). – 2014. – С. 1–4.
- [7] *Liewei S.* A review of dielectric properties of normal and malignant breast tissue / Sha Liewei. // SoutheastCon, 2002. Proceedings IEEE. – 2002. – С. 457–462.
- [8] *Адельянов А.* Влияние кварцетина на диэлектрические характеристики компонент крови крыс с сахарным диабетом / А. Адельянов, О. Горобченко, О. Николов. // Физика живого. – 2010. – С. 50–54
- [9] *Topsakal E.* Glucose-Dependent Dielectric Properties of Blood Plasma / E. Topsakal, T. Karacolak, C. M. Elaine. // General Assembly and Scientific Symposium, 2011 XXXth URSI. – 2011. – С. 1–4.
- [10] *Otto G. P.* Improved Calibration of a Large Open-Ended Coaxial Probe for Dielectric Measurements / G. P. Otto, W. C. Chew. // IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement. – 1991. – №4. – С. 742–746.
- [11] Brief Review of Measuring Techniques for Characterization of Dielectric Materials / [M. T. Jilani, M. Z. Rehman, A. M. Khan та ін.]. // International Journal of Information Technology and Electrical Engineering. – 2012. – №1. – С. 1–5.
- [12] *Arab H.* FEM Analysis of Conical Type Coaxial Open-ended Probe for Dielectric Measurement / H. Arab, C. Akyel. // Progress In Electromagnetics Research Symposium Proceedings, Guangzhou, China. – 2014. – С. 2223–2227.
- [13] Using the Coaxial Probe Method for Permittivity Measurements of Liquids at High Temperatures / [J. C. Santos, M. H. Dias, A. P. Aguiar та ін.]. // Journal of Microwaves, Optoelectronics and Electromagnetic Applications. – 2009. – №1. – С. 78S–91S.

Поступила в редколлегию 16.02.2016



Антоненко Евгений Александрович, научный сотрудник кафедры физической и биомедицинской электроники и комплексных информационных технологий Харьковского национального университета имени В.Н. Каразина. Научные интересы: биомедицинские приборы и системы, неинвазивные методы диагностики, теория и техника приборов СВЧ.



Кожешкурт Валентин Александрович, младший научный сотрудник, аспирант кафедры физической и биомедицинской электроники и комплексных информационных технологий Харьковского национального университета им. В.Н. Каразина. Научные интересы: биомедицинские приборы и системы, методы термографии, взаимодействие электромагнитного поля с биологическими тканями, неинвазивные методы диагностики.



Карпов Александр Иванович, старший научный сотрудник кафедры физической и биомедицинской электроники и комплексных информационных технологий Харьковского национального университета имени В.Н. Каразина. Научные интересы: антенны и антенные системы, прием и передача радиосигналов, теория и техника приборов СВЧ.



Мустецов Николай Петрович, профессор кафедры физической и биомедицинской электроники и комплексных информационных технологий Харьковского национального университета им. В.Н. Каразина. Научные интересы: применение радиофизических методов для решения задач медицины, моделирование биологических звеньев в биотехнических системах, адаптация биологических и технических звеньев при создании сложных человеко-машинных систем.

УДК 537.868.3

Дослідження можливостей методу коаксіального зонда для вимірювання дисперсії діелектричної проникності біопроб / Є. О. Антоненко В. А. Кожешкурт, О. І. Карпов, М. П. Мустецов // Прикладна радіоелектроніка: наук.-техн. журнал. – 2016. – Том 15. – № 1. – С. 57–62.

Метою роботи є дослідження можливостей і меж застосування методу відкритого кінця коаксіального хвилеводу для вивчення дисперсії діелектричної проникності біологічних тканин і рідин. Теоретична частина містить опис і алгоритм методу обчислення електрофізичних параметрів біологічних проб. Пропонується аналітичний метод обчислення комплексної діелектричної проникності рідких діелектриків. В експериментальній частині роботи наведено результати досліджень дисперсії діелектричної проникності в діапазоні 0,1–10,5 ГГц для жирової, м'язової і епітеліальної тканин, а також для 50%-го розчину глюкози, дистильованої води і 0,9%-го фізіологічного розчину. Встановлено, що для різних зразків уявна частина проникності змінює свій вигляд і має мінімальне значення на певній частоті. Це може бути використано для ідентифікації зразків або для визначення об'ємної концентрації компонент у розчині.

Ключові слова: дисперсія, діелектрична проникність, біологічна рідина, діелектрометрія, коаксіальний зонд.

Рис. 9. Бібліогр. : 13 найм.

UDC 537.868.3

Research of opportunities of the coaxial probe method for measuring dispersion of bioassay permittivity / Ye. A. Antonenko, B. A. Kozheshkurt, A. I. Karpov, N. P. Mustetsov// Applied Radio Electronics: Sci. Journ. — 2016. — Vol. 15. — № 1. — P. 57–62.

The aim of the paper is to study the possibilities and limits of applicability of the open end of the coaxial waveguide method to study the dispersion of the dielectric permittivity of biological tissues and fluids. The theoretical part contains a description of the algorithm of the method of calculating the electrical parameters of biological samples. An analytical method for calculating the complex permit-

tivity of liquid dielectrics is suggested. In the experimental part of the paper the results of the dielectric permittivity dispersion studies in the range of 0.1 - 10.5 GHz for fat, muscle and epithelial tissues, and for a 50% glucose solution, distilled water, and 0.9% saline are presented. It has been found that the imaginary part of permittivity changes its shape for different samples and has a minimum value at a certain frequency. It can be used for sample identification or for determining the concentration of specific components in the liquids.

Keywords: dispersion, dielectric constant, biological fluid, dielectrometry, coaxial probe.

Fig.: 9. Ref.: 13 items.

УДК 519.7:004.8

НЕО-ФАЗЗИ ПОДХОД В ЗАДАЧАХ ONLINE МЕДИКО-БИОЛОГИЧЕСКОЙ ДИАГНОСТИКИ

Е. Н. БРАЖНИКОВА, И. Г. ПЕРОВА, И. П. ПЛИСС

В работе рассматривается применение для интеллектуального анализа медицинских данных методов вычислительного интеллекта, а именно адаптивного линейного элемента (адалины и мадалины) и нелинейную обучаемую систему – нео-фаззи-нейрон. Разработаны алгоритмы их обучения для ситуаций, когда информация поступает на обработку в online-режиме. Разработана многомерная нео-фаззи система, предназначенная для решения задач медицинской диагностики, классификации, распознавания образов.

Ключевые слова: нео-фаззи нейрон, диагностика, адаптивный линейный элемент, синаптический вес.

ВВЕДЕНИЕ

В настоящее время в задачах интеллектуального анализа медицинских данных (Medical Data Mining) все чаще используются методы вычислительного интеллекта [1, 2] и, прежде всего, искусственные нейронные сети и нечеткие системы, благодаря возможности обучения по экспериментальным классифицированным и неклассифицированным данным и прозрачности и интерпретируемости получаемых результатов [3]. Среди множества возможных задач возникающих в рамках Medical Data Mining особое место занимает проблема диагностирования состояния организма по множеству показателей, измеряемых в тех или иных шкалах.

С формальной точки зрения задача медико-биологической диагностики усложняется целым рядом обстоятельств, таких как:

- невыпуклость и перекрытие классов, соответствующих разным диагнозам;
- «зашумленность» (включая аномальные выбросы) и нестационарность массивов исходных данных;
- возможность наличия как сверхмалых обучающих выборок, соразмерных с размерностью векторов признаков, так и очень больших объемов информации, вписывающихся в концепцию Big Data;
- возможность и необходимость представления исходной информации в форме потоков данных (Data Stream), последовательно поступающих на обработку в online режиме.

Отмеченные обстоятельства существенно ограничивают класс известных систем вычислительного интеллекта, пригодных для работы в описанных условиях, хотя наиболее перспективными в этом случае представляются нейро-фаззи-системы [4], которые наряду с высокими аппроксимирующими и экстраполирующими возможностями и способностью к обучению позволяют обеспечить и лингвистическую интерпретацию результатов. Понятно, что и эти

системы не являются панацеей в данном случае, поскольку подвержены «проклятию размерности» в случае решетчатого разбиения пространства входов или возникновению «дыр» в этом же пространстве в случае рассеянного разбиения [5].

Понятно, что синтез диагностирующей нейро-фаззи-системы, лишенной отмеченных недостатков, эффективной в условиях «зашумленных» и нестационарных сверхмалых и сверхбольших выборок, поступающих на вход системы в режиме реального времени, является актуальной задачей.

1. АДАПТИВНОЕ ДИАГНОСТИРОВАНИЕ В СЛУЧАЕ ЛИНЕЙНО РАЗДЕЛИМЫХ КЛАССОВ

Исторически первой системой бинарной online-диагностики является адаптивный линейный элемент (ADALINE), предложенный Б. Уидроу [6, 7]. На рис. 1 приведена его структурная схема.

Структурно адалина весьма напоминает популярный нейрон Маккалоха-Питтса [7] с активационной сигнум-функцией и состоит из двух основных частей: адаптивного линейного ассоциатора и нелинейной активационной функции. Адалина имеет $n+1$ входов

$$x(k) = (x_1(k), x_2(k), \dots, x_n(k))^T \in R^n$$

(здесь $k=1, 2, \dots$ – текущее дискретное время) и два выхода: аналоговый $u(k)$ и бинарный $y(k)$. Кроме того имеется дополнительный вход, на который подается обучающий сигнал $d(k) \in \{-1, 1\}$, показывающий какова должна быть желаемая реакция системы на каждый конкретный набор входных векторов признаков $x(k)$.

Аналоговый выход $u(k)$ представляет собой взвешенную сумму входов $x_i(k)$; $i=0, 1, \dots, n$; $x_0(k) = 1$

$$u(k) = \sum_{i=0}^n w_i(k) x_i(k) = w^T(k) x(k)$$

(здесь $w(k) = (w_0(k), w_1(k), \dots, w_n(k))^T - (n+1) \times 1$ – вектор синаптических весов, непрерывно уточняемых в процессе обучения), а бинарный (диагностический) выход может принимать значения +1 или -1 в зависимости от полярности аналогового сигнала $u(k)$).

Сигнал $u(k)$ сравнивается с внешним обучающим сигналом $d(k)$, а возникающий при этом сигнал ошибки обучения

$$e(k) = d(k) - u(k) \quad (1)$$

Поступает в алгоритм настройки, который уточняет вектор синаптических весов так, чтобы минимизировать критерий обучения

$$E(k) = \frac{1}{2} e^2(k) = \frac{1}{2} (d(k) - u(k))^2 = \frac{1}{2} (d(k) - w^T(k)x(k))^2. \quad (2)$$

Алгоритм обучения адалины, известный также как алгоритм обучения Уидроу-Хоффа имеет вид:

$$w(k+1) = w(k) + \frac{e(k)x(k)}{\|x(k)\|^2} = w(k) + \frac{(d(k) - w^T(k)x(k))x(k)}{\|x(k)\|^2} = w(k) + e(k)x^{+T}(k) \quad (3)$$

и является по сути оптимальной по быстродействию градиентной процедурой оптимизации критерия обучения (2).

Рассматривая процесс обучения адалины с помощью теории распознавания образов содержательно достаточно близкой к задачам диагностики, можно проводить настройку синаптических весов используя не аналоговый сигнал $u(k)$, а бинарную последовательность $y(k)$. Вводя в рассмотрение вместо (1) ошибку

$$e(k) = d(k) - y(k) = d(k) - \text{sign } u(k)$$

и критерий обучения [8]

$$E(k) = e(k)u(k) = d(k)u(k) - |u(k)| = (d(k) - \text{sign } w^T(k)x(k))w^T(k)x(k),$$

несложно записать градиентную процедуру его минимизации

$$w(k+1) = w(k) + \eta(k)e(k)x(k) = w(k) + \eta(k)(d(k) - \text{sign } w^T(k)x(k))x(k)$$

(здесь $\eta(k) > 0$ – параметр шага обучения) и ее оптимизированную версию [9]

$$w(k+1) = w(k) + \frac{d(k) - \text{sign } w^T(k)x(k)}{\|x(k)\|^2} x(k) = w(k) + (d(k) - \text{sign } w^T(k)x(k))x^{+T}(k). \quad (4)$$

Понятно, что адалина является простейшей системой, позволяющей осуществлять лишь бинарную классификацию типа «да» и «нет». В реальных задачах диагностическая система должна отображать множество факторов-признаков $x(k) \in R^n$ во множество диагнозов $u(k) \in R^m$, $y(k) \in R^m$, где $u(k) = (u_1(k), \dots, u_j(k), \dots, u_m(k))^T$, $y(k) = (y_1(k), \dots, y_j(k), \dots, y_m(k))^T$. Такой системой является MADALINE (Мадалина) [10], представляющая по сути m параллельно подключенных к общим входам обычных адалин.

Тогда для j -го входа мадалины можно записать:

$$u_j(k) = w_j^T(k)x(k),$$

$$y_j(k) = \text{sign } u_j(k) \quad \forall j = 1, 2, \dots, m$$

(здесь $w_j(k) = (w_{j0}(k), w_{j1}(k), \dots, w_{jn}(k))^T$, $e_j(k) = d_j(k) - u_j(k)$ или $e_j(k) = d_j(k) - \text{sign } u_j(k)$, $E_j(k) = \frac{1}{2} e_j^2(k)$ или $E_j(k) = e_j(k)u_j(k)$ и для настройки синаптических весов использовать алгоритмы (3), (4) в форме

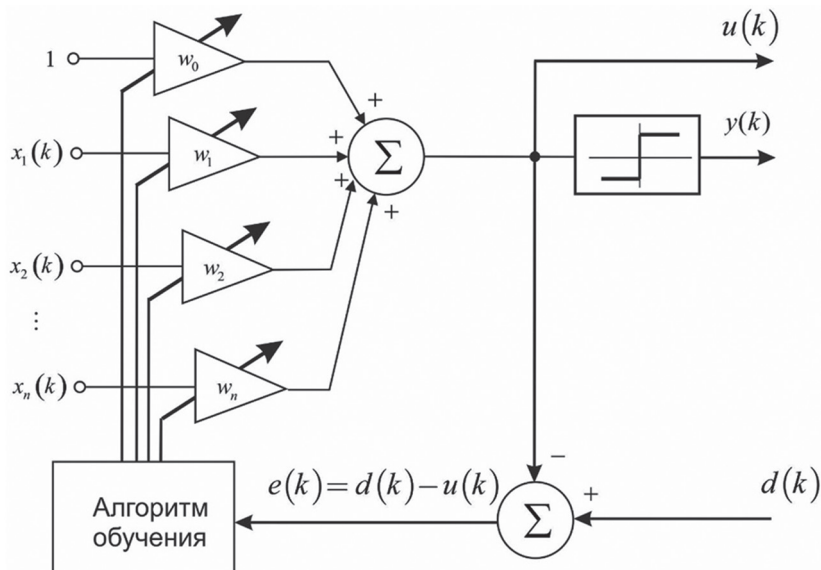


Рис. 1. ADALINE (Адалина)

$$w_j(k+1) = w_j(k) + (d_j(k) - w_j^T(k)x(k))x^{+T}(k), \quad (5)$$

$$w_j(k+1) = w_j(k) + (d_j(k) - \text{sign } w_j^T(k)x(k))x^{+T}(k). \quad (6)$$

Несложно ввести в рассмотрение и алгоритмы обучения всех синаптических весов мадалины в целом. Для этого вводя общие критерии обучения

$$E_j(k) = \sum_{j=1}^m E_j(k) = \frac{1}{2} \sum_{j=1}^m e_j^2(k),$$

$$E_j(k) = \sum_{j=1}^m E_j(k) = \sum_{j=1}^m e_j(k)u_j(k),$$

$(m \times (n+1))$ – матрицу настраиваемых весов

$$W(k) = \begin{pmatrix} w_1^T(k) \\ w_2^T(k) \\ \dots \\ w_m^T(k) \end{pmatrix}$$

и $(m \times 1)$ – векторы $d(k) = (d_1(k), d_2(k), \dots, d_m(k))^T$, $\text{sign } u(k) = (\text{sign } u_1(k), \text{sign } u_2(k), \dots, \text{sign } u_m(k))^T$, вместо (5) можно записать многомерную модификацию алгоритма Уидроу-Хоффа [11]

$$W(k+1) = W(k) + \frac{d(k) - W(k)x(k)}{\|x(k)\|^2} x^T(k) = \quad (7)$$

$$= W(k) + (d(k) - W(k)x(k))x^+(k),$$

а вместо (6) – многомерный алгоритм [12]

$$W(k+1) = W(k) + \frac{d(k) - \text{sign } W(k)x(k)}{\|x(k)\|^2} x^T(k) = \quad (8)$$

$$= W(k) + (d(k) - \text{sign } W(k)x(k))x^+(k).$$

2. АДАПТИВНОЕ ДИАГНОСТИРОВАНИЕ НА ОСНОВЕ НЕЙРО-ФАЗЗИ ПОДХОДА

Диагностирование с помощью адалины и мадалины возможно лишь в случае линейной разделимости классов диагнозов. Поскольку в реальных ситуациях это далеко не так, а классы могут иметь произвольную форму и, более того, пересекаться, на первый план выходят нейро-фаззи-технологии [4], адаптированные для задач диагностики.

Одной из таких нелинейных обучаемых систем является нео-фаззи-нейрон [13,14], архитектура которого для рассматриваемых задач приведена на рис. 2.

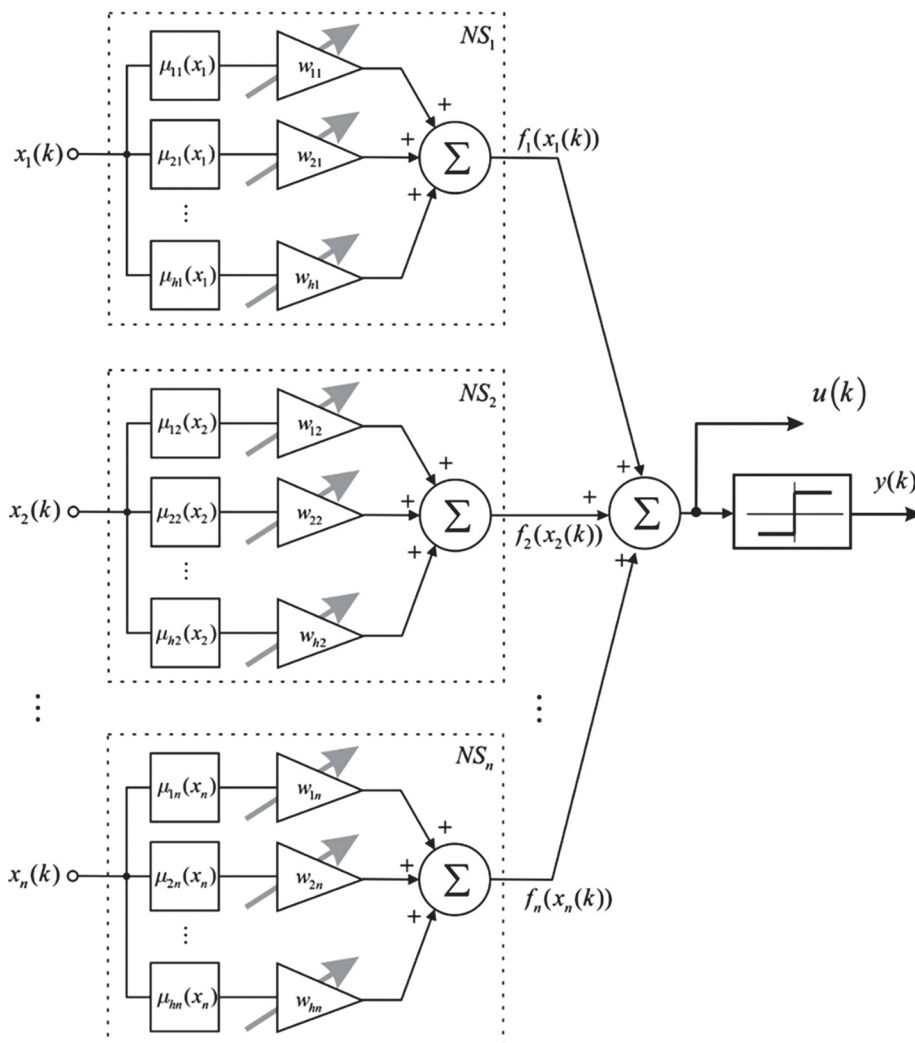


Рис. 2. Нео-фаззи нейрон

Как несложно заметить, нео-фаззи-нейрон по архитектуре достаточно близок к адалине, однако в отличие от нее содержит нелинейные синапсы NS_i , в которых реализуются элементарные правила нечеткого вывода типа

$$IF x_i(k) IS X_{li} THEN f_i(x_i(k)) = \sum_{l=1}^h w_{li}(k) \mu_{li}(x_i(k)),$$

где X_{li} – лингвистическое значение (нечеткое множество) на i -м входе в antecedенте l -го правила ($l=1,2,\dots,h$), $\mu_{li}(x_i(k))$ – функция принадлежности нелинейного синапса NS_i , w_{li} – синаптический вес-синглтон в консеквенте l -го правила, h – количество функций принадлежности в каждом нелинейном синапсе.

При поступлении на вход нео-фаззи-нейрона векторного сигнала

$$x(k) = (x_1(k), x_2(k), \dots, x_n(k))^T \in R^n$$

на его аналоговом выходе появляется скалярное значение

$$u(k) = \sum_{i=1}^n f_i(x_i(k)) = \sum_{i=1}^n \sum_{l=1}^h w_{li}(k) \mu_{li}(x_i(k)) \quad (9)$$

а на бинарном $y(k) = \text{sign } u(k)$.

Следует отметить, что несмотря на свою простоту нео-фаззи-нейрон является по сути системой нечеткого вывода Такати-Сугено нулевого порядка [4] и достаточно близок по архитектуре к радиально-базисным нейронным сетям [7], т. е. обладает достаточно высокими аппроксимирующими свойствами в смысле нелинейных функций достаточно произвольного вида.

В качестве функций принадлежности в нео-фаззи-нейроне обычно используются треугольные конструкции (хотя возможно использование других ядерных функций, например, В-сплайнов), значение которых определяется расстоянием между величиной входного сигнала x_i и центрами этих функций c_{li} :

$$\mu_{li}(x_i) = \begin{cases} \frac{x_i - c_{l-1,i}}{c_{li} - c_{l-1,i}}, & x_i \in [c_{l-1,i}, c_{li}], \\ \frac{c_{l+1,i} - x_i}{c_{l+1,i} - c_{li}}, & x_i \in [c_{li}, c_{l+1,i}], \\ 0, & \text{в противном случае,} \end{cases}$$

$$\begin{cases} \mu_{li}(x_i) = \frac{c_{li} - x_i}{c_{2i}}, \\ \mu_{hi}(x_i) = \frac{x_i - c_{h-1,i}}{1 - c_{h-1,i}}, \end{cases}$$

$c_{li} = 0$, $c_{2i} = \frac{1}{h-1}$, ..., $c_{li} = \frac{l-1}{h-1}$, ..., $c_{hi} = 1$, при этом естественно предполагается, что все исходные данные закодированы в интервал $x_i \in [0, 1]$.

Важно отметить также, что подобная конструкция функций принадлежности автоматически обеспечивает условие единичного разбиения

$$\sum_{l=1}^h \mu_{li}(x_i) = 1,$$

т. е. нео-фаззи-нейрон не требует дефаззификации результатов производимых им вычислений.

Вводя в рассмотрение $(nh \times 1)$ – векторы текущих значений уровней принадлежности

$$\mu(k) = (\mu_{11}(x_1(k)), \mu_{21}(x_1(k)), \dots, \mu_{h1}(x_1(k)), \dots, \mu_{li}(x_i(k)), \dots, \mu_{hn}(x_n(k)))^T$$

и синаптических весов

$$w(k) = (w_{11}(k), \dots, w_{h1}(k), \dots, w_{li}(k), \dots, w_{hn}(k))^T$$

можно записать значение аналогового сигнала на выходе нео-фаззи-нейрона (9) в виде

$$u(k) = w^T(k) \mu(k),$$

что позволяет использовать для его обучения модификацию алгоритма Уидроу-Хоффа (3) в виде [15]

$$w(k+1) = w(k) + \frac{(d(k) - w^T(k) \mu(k)) \mu(k)}{\|\mu(k)\|^2} = \quad (10)$$

$$= w(k) + (d(k) - w^T(k) \mu(k)) \mu^{+T}(k).$$

Поскольку одношаговые градиентные процедуры обучения типа (3), (10) достаточно плохо работают в условиях «зашумленных» наблюдений в [16] была введена модификация (10), обладающая как фильтрующими, так и следящими свойствами, которая в данном случае приобретает вид

$$\begin{cases} w(k+1) = w(k) + \\ + r^{-1}(k) (d(k) - w^T(k) \mu(k)) \mu(k), \\ r(k) = \alpha r(k-1) + \|\mu(k)\|^2, \quad 0 \leq \alpha \leq 1, \end{cases} \quad (11)$$

где α – параметр сглаживания.

Несложно также ввести в рассмотрение аналог процедуры обучения (4) для нео-фаззи-нейрона:

$$w(k+1) = w(k) + (d(k) - \text{sign } w^T(k) \mu(k)) \mu^{+T}(k) \quad (12)$$

и

$$\begin{cases} w(k+1) = w(k) + \\ + r^{-1}(k) (d(k) - \text{sign } w^T(k) \mu(k)) \mu(k), \\ r(k) = \alpha r(k-1) + \|\mu(k)\|^2, \quad 0 \leq \alpha \leq 1. \end{cases} \quad (13)$$

В задачах многомерной диагностики можно было бы подобно мадалине соединить параллельно m нео-фаззи-нейронов, однако такая система была бы избыточной и слишком громоздкой. В связи с этим целесообразно воспользоваться модификацией многомерного нео-фаззи-нейрона [17], чья архитектура приведена на рис. 3.

Как видно, в этой архитектуре функции принадлежности $\mu_{ij}(x_i)$ являются общими для всех выходов системы $u_j(k)$, $y_j(k)$, $j = 1, 2, \dots, m$. Для обучения такой системы, воспользовавшись тем очевидным фактом, что $u_j(k) = w^T(k) \mu(k)$,

$y_j(k) = \text{sign } u_j(k)$ логично было бы применить процедуры настройки синаптических весов отдельно для каждого выхода типа (10)–(12). Для обучения же одновременно всех весов введем в рассмотрение $(m \times nh)$ -матрицу

$$W(k) = \begin{pmatrix} w_{111}(k), \dots, w_{1h1}(k), \dots, w_{1li}(k), \dots, w_{1hn}(k) \\ w_{211}(k), \dots, w_{2h1}(k), \dots, w_{2li}(k), \dots, w_{2hn}(k) \\ \vdots \\ w_{m11}(k), \dots, w_{mh1}(k), \dots, w_{mli}(k), \dots, w_{mhn}(k) \end{pmatrix}$$

и запишем преобразование, реализуемое рассматриваемой системой в виде

$$u(k) = W(k)\mu(k), \quad y(k) = \text{sign } u(k). \quad (14)$$

Тогда многомерный аналог алгоритма (11) может быть представлен в форме [18, 19]

$$\begin{cases} W(k+1) = W(k) + \\ + r^{-1}(k)(d(k) - W(k)\mu(k))\mu^T(k), \quad (15) \\ r(k) = \alpha r^{-1}(k-1) + \|\mu(k)\|^2, \quad 0 \leq \alpha \leq 1, \end{cases}$$

при $\alpha = 0$ получаем аналог (10) в виде

$$W(k+1) = W(k) + (d(k) - W(k)\mu(k))\mu^+(k), \quad (16)$$

а процедуре (13) соответствует выражение

$$\begin{cases} W(k+1) = W(k) + \\ + r^{-1}(k)(d(k) - \text{sign } W(k)\mu(k))\mu^T(k), \quad (17) \\ r(k) = \alpha r^{-1}(k-1) + \|\mu(k)\|^2, \quad 0 \leq \alpha \leq 1. \end{cases}$$

Таким образом, с помощью модифицированного многомерного нео-фаззи-нейрона, представленного на рис. 3, и адаптивных алгоритмов

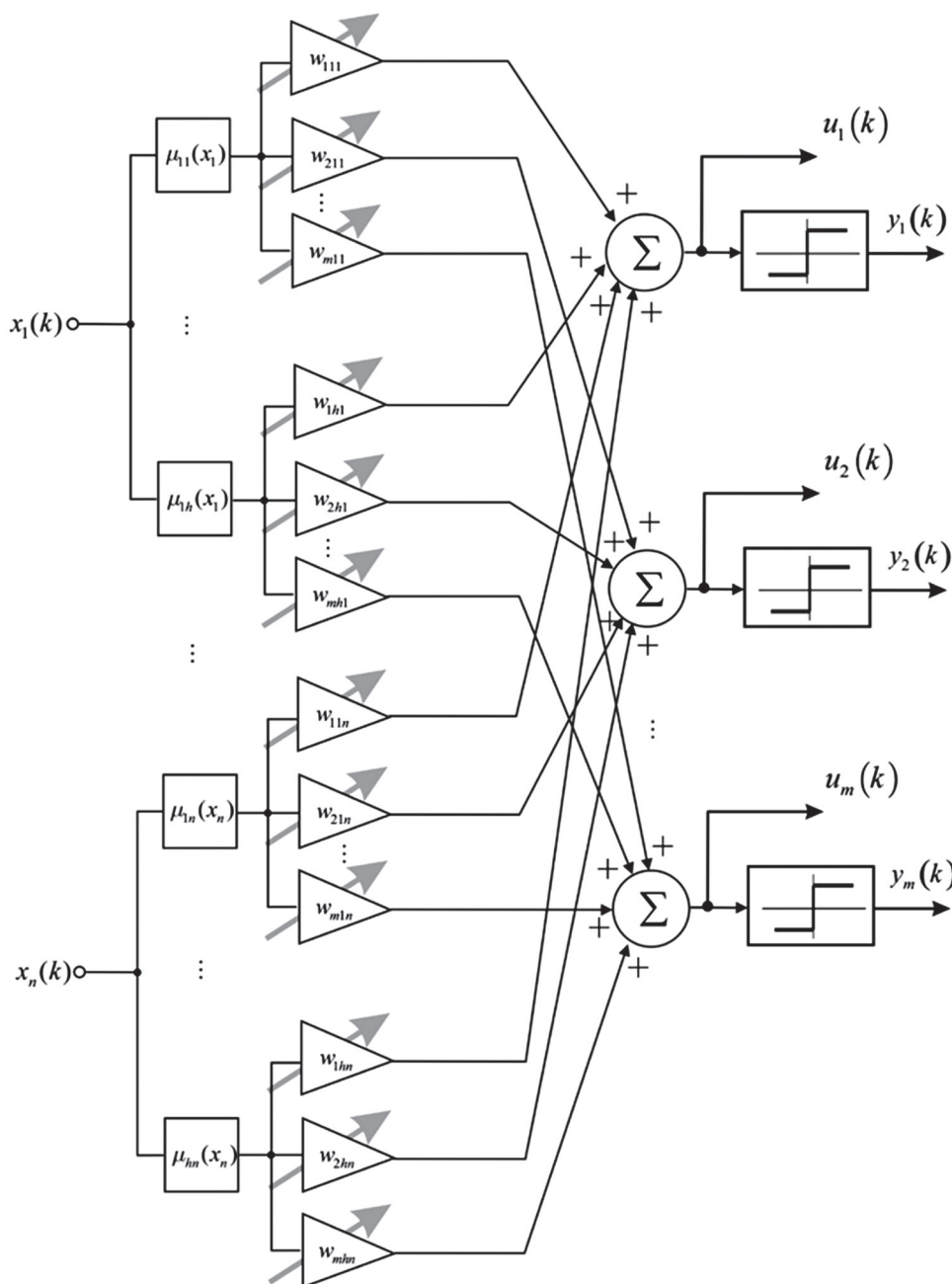


Рис. 3. Многомерный нео-фаззи нейрон в задачах диагностики

обучения (14–17), можно решать достаточно широкий класс задач online диагностики в режиме последовательной обработки информации.

ВЫВОДЫ

Предложена диагностирующая многомерная нео-фаззи-система и группа адаптивных алгоритмов ее обучения, предназначенная для решения задач медицинской диагностики, классификации, распознавания образов в условиях, когда информация поступает на обработку в online режиме в форме потока данных. Система характеризуется простотой численной реализации и высокой скоростью настройки параметров, благодаря использованию оптимизированных по быстродействию алгоритмов обучения.

Литература

- [1] *Rizzo R.* Computational Intelligence Methods for Bioinformatics and Biostatistics / Rizzo R. - In Lecture Notes in Bioinformatics (7th International Meeting, CIBIB 2010, Palermo, Italy, September 16-18, 2010). - Springer. - 2011. - 301 p.
- [2] *Kountchev R.* Advances in Intelligent Analysis of Medical Data and Decision Support Systems (Studies in Computational Intelligence) / Kountchev R. and etc. - Springer. - 2013. - 246 p.
- [3] *L. Rutowski,* Computational Intelligence. Methods and Techniques, *Berlin-Heidelberg: Springer-Verlag,* 2008. - 514 p.
- [4] *Jang J.-S.R.* Neuro-Fuzzy and Soft Computing / J.-S.R. Jang, C.-T. Sun, E. Mizutani. - Prentice Hall, Upper Saddle River, NJ. - 1997. - 640 p.
- [5] *Бодянский Е.В., Винокурова Е.А., Мулеса П.П., Перова И.Г.* Диагностирующая нейро-фаззи-система и ее адаптивное обучение в задачах интеллектуальной обработки данных медико-биологических исследований / Системные технологии. - 2014. - Вып. 2 (91). - С. 125–135.
- [6] *Widrow B., Hoff Jr. M.E.* Adaptive switching circuits // IRE Western Electric Show and Convention (WESCON). - 1960. - Part 4. - P. 96–104.
- [7] *Cichocki A., Unbehauen R.* Neural Networks for Optimization and Signal Processing. - Stuttgart: B.G. Teubner, 1993. - 526 p.
- [8] *Shynk J.J.* Performance surfaces of a single-layer perceptron / Shynk J.J. // IEEE Trans. on Neural Networks. - 1990. - 1. - P. 268–274.
- [9] *Бодянский Е.В., Кучеренко Е.И., Чапланов А.П.* Диагностика и прогнозирование временных рядов с помощью многослойной радиально-базисной нейронной сети // Труды 8-й Всероссийской конф. с междунар. участием «Нейрокомпьютеры и их применение», Москва, 2002. - 209–213.
- [10] *Widrow B., Lehr M.A.* 30 years of adaptive neural networks: perceptron, madaline and backpropagation // Proc. of the IEEE. - 1990. - 78. - №9. - P. 1415–1442.
- [11] *Руденко О.Г., Бодянский Е.В., Плисс И.П.* Адаптивный алгоритм прогнозирования случайных последовательностей // Автоматика. - 1979. - № 1. - С. 51–54.
- [12] *Бодянский Е.В., Кучеренко Е.И., Михалев А.И.* Нейро-фаззи сети Петри в задачах моделирования сложных систем // Днепрпетровск: Системные технологии, 2005. - 311 с.
- [13] *T. Yamakawa, E. Uchino, T. Miki, and H. Kusanagi.* A neo fuzzy neuron and its applications to system identification and prediction of the system behaviour. Proc. 2nd Int. Conf. on Fuzzy Logic and Neural Networks, 1992. - P. 477–483.
- [14] *Miki T., Yamakawa T.* Analog implementation of neo-fuzzy neuron and its on-board learning / Ed. by N.E. Mastorakis "Computational Intelligence and Applications". - Piraeus: WSES PRESS, 1999. - P. 144–149.
- [15] *Bodyanskiy Ye., Kokshenev I., Kolodyazhniy V.* An adaptive learning algorithm for a neo-fuzzy neuron // Proc. 3-rd Int. Conf. of European Union Society for Fuzzy Logic and Technology "EUSFLAT 2003". - Zittau, Germany, 2003. - P. 375–379.
- [16] *Otto P., Bodyanskiy Ye., Kolodyazhniy V.* A new learning algorithm for forecasting neural-fuzzy network // Integrated Computer-Aided Engineering. - 10. - №4. - 2003. - P. 399–409.
- [17] *Landim R.P., Rodrigues B., Silva S.R., Matos W.* A neo-fuzzy-neuron with real-time training applied to flux observer for an induction motor // Proc. Vth Brazilian Symp. on Neural Networks. - Los Alamitos, CA: IEEE Computes Society, 1998. - P. 67–72.
- [18] *Бодянский Е., Тищенко О., Копалиани Д.* Прогнозування багатовимірних часових рядів на основі адаптивної нейро-фаззи моделі // Вісник НУ "Львівська політехніка". Комп'ютерні науки та інформаційні технології. - 2012. - № 744. - С. 312–318.
- [19] *Bodyanskiy Ye., Tishchenko O., Wojcik W.* Multivariate non-stationary time series predictor based on an adaptive neuro-fuzzy approach // Elektronika. - 2013. - №8. - P. 10–13.

Поступила в редколлегия 3.03.2016



Перова Ирина Геннадьевна, канд. техн. наук, с.н.с., доцент, доцент кафедры биомедицинской инженерии Харьковского национального университета радиоэлектроники. Научные интересы: интеллектуальная обработка данных медико-биологических исследований (Medical Data Mining).



Бражникова Елизавета Николаевна, студент группы ИТБМм-15-1 Харьковского национального университета радиоэлектроники. Научные интересы: методы интеллектуального анализа данных для задач медицины.



Плисс Ирина Павловна, канд. техн. наук, с.н.с., ведущий научный сотрудник Проблемной научно-исследовательской лаборатории АСУ Харьковского национального университета радиоэлектроники. Научные интересы: гибридные системы вычислительного интеллекта, нейро-фаззи системы.

УДК 519.7:004.8

Нео-фаззі підхід у задачах online медико-біологічної діагностики / Е. М. Бражнікова, І. Г. Перова, І. П. Плісс // Прикладна радіоелектроніка: наук.-техн. журнал. — 2016. — Том 15. — № 1. — С. 63–69.

В роботі розглядається застосування для інтелектуального аналізу медичних даних методів обчислювального інтелекту, а саме адаптивного лінійного елемента (АДАЛІН і Мадаліни) і нелінійну систему, що навчається – нео-фаззі-нейрон. Розроблено алгоритми їх навчання для ситуацій, коли інформація надходить на обробку в онлайн-режимі. Розроблено багатовимірну нео-фаззі систему, яка призначена для вирішення завдань медичної діагностики, класифікації, розпізнавання образів.

Ключові слова: нео-фаззі нейрон, діагностика, адаптивний лінійний елемент, синаптична вага.

Рис.: 03. Бібліогр.: 19 найм.

UDC 519.7:004.8

Neo-fuzzy approach to medical diagnostics tasks in online mode / E. M. Braghnikova, I. G. Perova, I. P. Pliss // Applied Radio Electronics: Sci. Journ. — 2016. — Vol. 15. — № 1. — P. 63–69.

A diagnostic multidimensional neo-fuzzy system and group of adaptive algorithms for its training, assigned for tasks of medical diagnostics, classification, pattern recognition when information is fed in online mode is proposed.

Keywords: neo-fuzzy neuron, diagnostics, adaptive linear element, synaptic weight

Fig.: 03. Ref.: 19 items.

МИКРОВОЛНОВАЯ ТЕХНИКА И ТЕХНОЛОГИИ

УДК 621.385.6

**СИСТЕМЫ АПЧ ЗАДАЮЩИХ ГЕНЕРАТОРОВ
В СОВРЕМЕННОЙ СВЧ ДИАГНОСТИКЕ РАЗЛИЧНЫХ ОБЪЕКТОВ**

Ю. Е. ГОРДИЕНКО, А. В. ПОЛИЩУК, М. И. ПЯТАЙКИНА

В работе описаны перспективы применения АПЧ задающих генераторов в СВЧ диагностике полупроводниковых, диэлектрических и метаматериалов микро- и нанoeлектроники. Проведен анализ системы АПЧ модуляционного типа, изготовленной на современной элементной базе.

Ключевые слова: система автоматической подстройки частоты (АПЧ), сканирующая микроволновая микроскопия (СММ), информационные сигналы, СВЧ диагностика.

ВВЕДЕНИЕ

СВЧ диагностика различных объектов в настоящее время образует весьма развитое направление СВЧ технологий [1]. В его основе лежит использование, как правило, резонаторных датчиков или измерительных преобразователей (РИП). Формируемая с их помощью измерительная информация базируется на двух фундаментальных сигналах: изменения резонансной частоты датчика ($\Delta f/f$) и его добротности ($\Delta Q/Q$), обусловленных воздействием диагностируемого объекта. С развитием сканирующей микроволновой микроскопии (СММ) для выделения этих сигналов начали широко применять системы автоматической подстройки частоты (АПЧ) задающего СВЧ генератора по резонаторному датчику [2, 3]. Ранее такие системы использовались преимущественно для уменьшения влияния частотных флуктуаций СВЧ генератора на отношение сигнал/шум в измерительной системе. Указанный прямой измерительный аспект требует учета соответствующих критериев при оптимизации системы АПЧ. Кроме того, к настоящему времени существенно изменились схемотехнические приемы в разработке подобных систем.

Целью данной работы является обоснование новых подходов в проектировании АПЧ задающих генераторов, перспективных для СВЧ диагностики, включающей СММ, контроль электрофизических параметров полупроводниковых и диэлектрических материалов, состава компонентов и др.

1. ОБЩИЕ ПОЛОЖЕНИЯ

СВЧ диагностика материалов и функциональных объектов предполагает как многопараметровость их контроля, так и широкий диапазон возможного изменения каждого из параметров. Например, при СВЧ диагностике полупроводниковых материалов, как правило, необходимо контролировать их удельную электропровод-

ность, время жизни и подвижность носителей заряда, диэлектрическую проницаемость, фоточувствительность, толщину слоев в структуре и др. Удельная электропроводность полупроводников может варьироваться в пределах нескольких порядков величины, так же как и тангенс угла потерь диэлектриков. Напомним, что важнейшим преимуществом СВЧ диагностики является безэлектродность и неразрушаемость измерений.

Биологические объекты не менее многогранны в диагностике чем полупроводниковые структуры. Перспективность их СВЧ диагностики уже широко подтверждена соответствующими разделами биофизики.

Не расширяя далее перечень объектов и параметров можно утверждать, что диапазон значений величины измеряемых при СВЧ диагностике указанных выше сигналов $\Delta f/f$ и $\Delta Q/Q$ может быть большим. Это накладывает свой отпечаток как на выбор датчика, так и на требования к измерительной системе. Отдельно следует заметить, что в последнее время резонаторные датчики значительно универсализированы за счет использования первичных измерительных преобразователей апертурного типа [4, 5]. Основным их преимуществом является внешнее размещение контролируемого объекта. Это не только снижает требования к размерам и форме образца, а и одновременно позволяет регулировать его включение в электромагнитное поле резонатора. Последнее создает возможность регулировать чувствительность датчика.

С учетом сказанного можно заключить, что для перехода технических средств СВЧ диагностики из ранее узкоспециализированных по объектам систем к универсальным стало необходимо универсализировать технику обработки сигналов измерительной информации, снимаемых с первичного измерительного преобразователя.

Такой аспект обсуждался и разрабатывался ранее в меньшей степени. В связи с этим рассмот-

рим более подробно перспективы применения АПЧ для выделения и обработки сигналов измерительной информации в СВЧ диагностике объектов.

На рис. 1, а, б, в схематично представлено несколько вариантов такого применения.

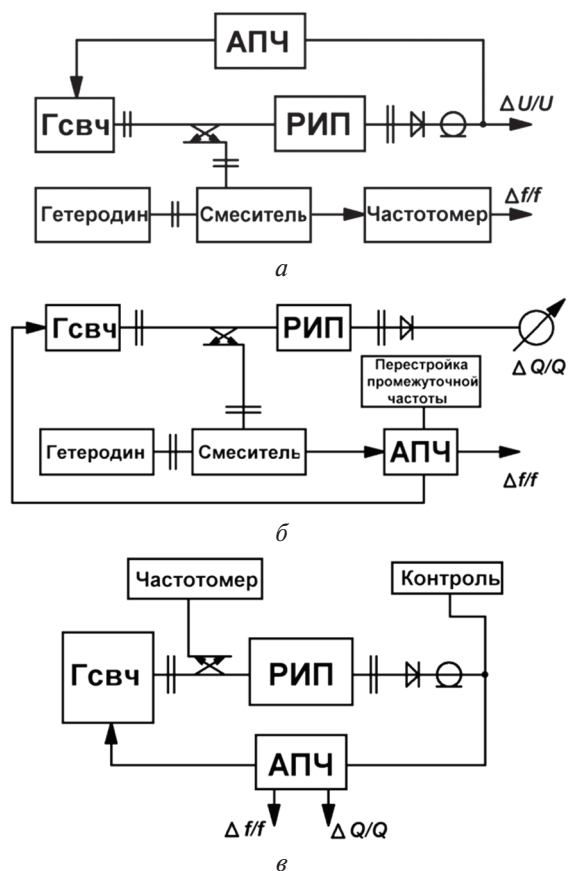


Рис. 1. Функциональные схемы включения систем АФЧ

Если АФЧ задающего СВЧ генератора осуществляется по резонансной частоте самого датчика, как показано на рис. 1, а, то используя дополнительный высокостабильный гетеродин и смеситель можно непосредственно с помощью низкочастотного частотомера измерять весьма малые значения $\Delta f/f$. В целом, диапазон измеряемых значений этого сигнала в данном варианте практически не ограничен. Погрешность его регистрации определяется точностью поддержания частоты СВЧ генератора равной резонансной частоте датчика.

Сигнал $\Delta Q/Q$ непосредственно в этой схеме регистрировать не предусмотрено. Косвенная количественная его оценка возможна по коэффициенту передачи РИП в виде изменения напряжения $\Delta U/U$ на выходе СВЧ детектора. Такой вариант использования АФЧ универсален для применения в системах СВЧ диагностики различных объектов и характеризуется высоким соотношением сигнал/шум. Недостатками его являются сложность устройства, отражающаяся на его компактности, и наличие систематической погрешности перевода сигнала $\Delta U/U$ в $\Delta Q/Q$. В СММ эти недостатки не очень существенны.

Вариант АФЧ, проиллюстрированный на рис. 1, б, позволяет реализовывать частотное формирование обоих сигналов $\Delta f/f$ и $\Delta Q/Q$. В соответствии с ним АФЧ используется для весьма плавной, точно регистрируемой перестройки промежуточной частоты, выделяемой через смеситель при стабильной частоте гетеродина. Указанная промежуточная частота является опорной в низкочастотном дискриминаторе, который можно плавно перестраивать. Система АФЧ при этом обрабатывает через электронное управление частотой задающего СВЧ генератора равенство выделяемой смесителем частоты резонансной частоте дискриминатора.

Сигналы $\Delta f/f$ и $\Delta Q/Q$ в таком варианте измеряются прямо низкочастотным частотомером по положению резонанса датчика и точек половинной мощности его передачи. Система АФЧ в данном случае является стандартным устройством, широко используемым при демодуляции частотно-модулированных СВЧ сигналов [6].

Рис. 1, в иллюстрирует использование наиболее распространенного варианта АФЧ модуляционного типа [7]. Особенностью его является формирование сигналов $\Delta f/f$ и $\Delta Q/Q$ первоначально в аналоговом виде. Сигнал $\Delta f/f$ – выделяется после СВЧ дискриминатора на частоте модуляции f_M , а сигнал $\Delta Q/Q$ на частоте $2f_M$. Последующая их обработка осуществляется путем фильтрации, усиления и аналого-цифрового преобразования. При этом сигнал $\Delta f/f$ фактически совпадает с напряжением регулирования в системе АФЧ.

Функциональная схема АФЧ, представленная на рис. 1, а, в СВЧ диагностике будет обеспечивать наиболее высокую разрешающую способность при условии идеальности АФЧ и высокой стабильности гетеродина. Система АФЧ при этом может быть фазовой. Фактически ее предел будет определяться погрешностью стабилизации частоты СВЧ генератора на резонансной частоте РИП.

Диапазон измерения $\Delta f/f$ будет определяться полосой удержания АФЧ, а диапазон контроля $\Delta Q/Q$ будет ограничиваться влиянием добротности РИП на точность и полосу удержания АФЧ.

Вариант АФЧ, представленный на рис. 1, б, может иметь более высокие эксплуатационные показатели по обоим сигналам, т.к. полоса удержания не будет ограничиваться добротностью РИП. Однако, особенности его функционирования мало изучены.

Вариант, представленный на рис. 1, в, наиболее простой в технической реализации. Однако, его практическое использование сопряжено с компромисностью выбора глубины модуляции (девиации) частоты задающего СВЧ генератора как сигналообразующего фактора. Кроме того, оба сигнала $\Delta f/f$ и $\Delta Q/Q$ выделяются косвенно и при диагностике объектов необходимо их восстановление по абсолютной величине. Это сопряжено с появлением систематической погрешности,

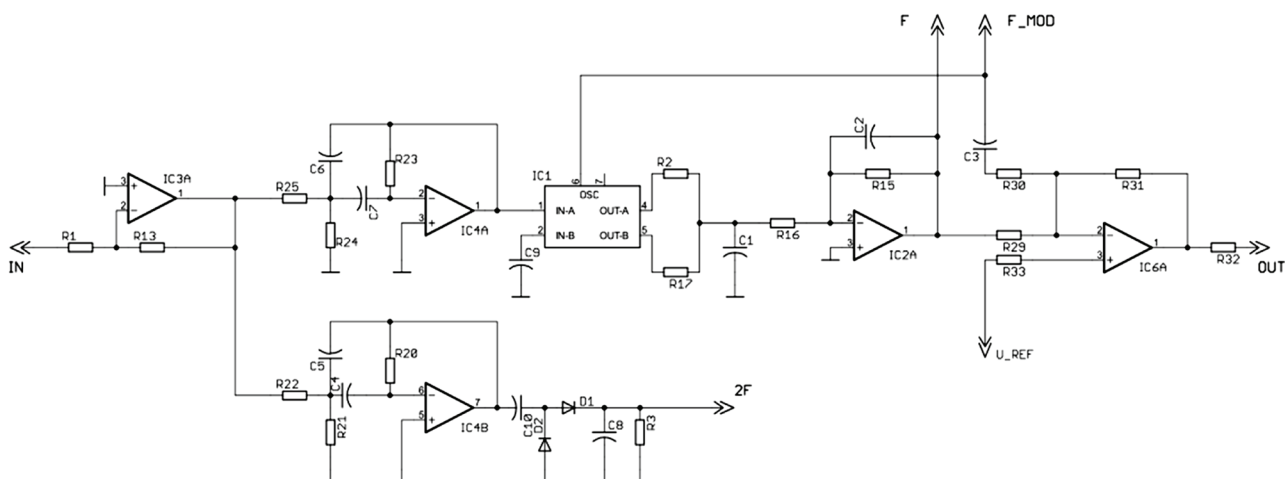


Рис. 3. Схема электрическая принципиальная аналоговой модуляционной АПЧ

В трехсантиметровом диапазоне при нагруженной добротности РИП получены следующие эксплуатационные параметры АПЧ: уровень шумов на выходе сигнала $\Delta f/f$ не превышает 2 мВ. На выходе сигнала $U_{2\Omega}$ – 10 дБ. Полоса удержания – 160 МГц, полоса захвата – 140 МГц, коэффициент стабилизации – 10000, амплитуда $\Omega m = 300$ мВ.

Усовершенствованный вариант, использующий БПФ для фильтрации выходных сигналов и исполненный на ПЛМ, будет описан позже.

ВЫВОДЫ

Разработанная система АПЧ по РИП модуляционного типа может иметь универсальное применение в СВЧ диагностике различных материалов.

АПЧ модуляционного типа имеет ряд преимуществ по сравнению с другими:

- выделение двух информационных сигналов $\Delta f/f$ и $\Delta Q/Q$;
- простота технической реализации.

Так как АПЧ функционирует в режиме подстройки РИП под частоту задающего генератора, можно задавать разную величину амплитуды модуляционного сигнала. Это дает возможность избавиться от погрешности, связанной с характеристиками СВЧ детектора и управляющего элемента.

Литература

- [1] *Лепих Я. И., Гордиенко Ю. О., Дзядевич С. В. та ін.* Створення мікроелектронних датчиків нового покоління для інтелектуальних систем // Одеса: Астропринт, 2010. – 296 с.
- [2] *Anlage S.M., Talanov V.V., Schwartz A.R.*, Principles of near-field microwave microscopy // Scanning probe microscopy: electrical and electromechanical phenomena at the nanoscale, Springer-Verlag, New York, 2007, V. 1. – P. 207–245.
- [3] *Бондаренко И.Н., Гордиенко Ю.Е., Ларкин С.Ю.* Применение системы АПЧ измерительного генератора в микроволновой сканирующей микроскопии // Радиотехника и информатика, 2009, №3. – С. 3–6.

- [4] *Гордиенко Ю.Е., Ларкин С.Ю., Яцкив А.М.* Ближне-полевой СВЧ датчик на основе конусного коаксиального резонатора // Радиотехника : науч.-техн. сб., X. : ХНУРЭ, 2009. – Вып. 159. – С. 309–314.
- [5] *Gordienko Yu.E., Larkin S.Yu., Prokaza A.M.* Electromagnetic Properties of Resonator Microprobe for the Scanning Microwave Microscopy / Telecommunications and Radio Engineering, 2011. – Vol. 70, No15. – P. 1333–1342.
- [6] *Бычков С.И., Н.И. Буренин, Р.Т. Сафаров* Стабилизация частоты генераторов СВЧ / ред. Ю.И. Суханова // М.: Сов. Радио, 1962. – 376 с.
- [7] *Гордиенко Ю.Е., Бондаренко И.Н., Лепих Я.И., Проказа А.М.* Основы высоколокальной СВЧ сенсорики // Sensor electronics and microsystem technologies, Одесса, 2014.

Поступила в редколлегию 3.02.2016



Гордиенко Юрий Емельянович, доктор физико-математических наук, профессор, главный научный сотрудник кафедры микроэлектроники, электронных приборов и устройств ХНУРЭ. Научные интересы: СВЧ диагностика материалов, сред и объектов; сканирующая микроволновая микроскопия проводников, полупроводников и диэлектриков; СВЧ модификация полупроводниковых материалов.



Полищук Александр Викторович, аспирант кафедры микроэлектроники, электронных приборов и устройств ХНУРЭ. Научные интересы: СВЧ диагностика материалов, сред и объектов; сканирующая микроволновая микроскопия проводников, полупроводников и диэлектриков.



Пятайкина Мария Игоревна, аспирант и ассистент кафедры микроэлектроники, электронных приборов и устройств ХНУРЭ. Научные интересы: сканирующая микроволновая микроскопия проводников, полупроводников и диэлектриков, модификация полупроводниковых материалов.

УДК 621.385.6

Системи АПЧ задаючих генераторів у сучасній НВЧ діагностиці різноманітних об'єктів / Ю.О. Гордієнко, О.В. Поліщук, М.І. Пятайкина // Прикладна радіоелектроніка: наук.-техн. журнал. — 2016. — Том 15. — № 1. — С. 70–74.

У статті обговорюються результати вибору системи АПЧ для перспективного направлення СВЧ діагностики та модифікації різноманітних матеріалів. Наведено детальний аналіз системи АПЧ модуляційного типу, що виготовлена на сучасній елементній базі.

Ключові слова: система автоматичного підстроювання частоти (АПЧ), скануючий мікрохвильовий мікроскоп (СММ), інформаційні сигнали, мікрохвильова діагностика.

Рис.: 03. Бібліогр.: 07 найм.

UDC 621.385.6

AFC systems of master oscillators in modern microwave diagnostics of various objects / Yu.E. Gordienko, A.V. Polishchuk, M.I. Pyataykina // Applied Radio Electronics: Sci. Journ. — 2016. — Vol. 15. — № 1. — P. 70–74.

The paper describes the prospects of applying the AFC of master oscillators in microwave diagnostics of semiconductor, dielectric and metamaterials of micro- and nanoelectronics. Present in-depth analyzing of an AFC modulation type system, manufactured on modern element base, is performed.

Keywords: system of automatic frequency control (AFC), scanning microwave microscopy (SMM), information signals, microwave diagnostics.

Fig.: 03. Ref.: 07 items.

УДК 621.385.5

ИССЛЕДОВАНИЕ ВОЗМОЖНОСТЕЙ МИКРОВОЛНОВОЙ ВИЗУАЛИЗАЦИИ В МЕДИЦИНЕ

Д. А. ШТОДА, Е. А. АНТОНЕНКО, Н. П. МУСТЕЦОВ

В статье приведены результаты экспериментальной проверки возможностей метода микроволнового зондирования при исследовании биологических объектов. Для проведения исследований была создана оригинальная система, позволившая максимально автоматизировать процесс измерений. Показана принципиальная возможность обнаружения и визуализации контрастных образований внутренней среды объекта, как по градиентам диэлектрической проницаемости, или электропроводности исследуемого объекта.

Ключевые слова: зондирование микроволновое, проницаемость диэлектрическая, сканирование, схема мостовая, проводимость электрическая.

ВВЕДЕНИЕ

Получение информации о свойствах внутренней среды организма человека – одна из главных задач медицины. Существующие средства визуализации небезопасны для человека, и главным образом, являются узкоспециализированными. Новым, перспективным направлением визуализации являются методы, основанные на регистрации электрофизических свойств живой материи. Суть методов заключается в следующем:

– регистрация собственных ЕМП излучения живой материи с целью измерения глубинных температур;

– регистрация реакции живой материи (органов или систем организма) на воздействие внешних ЕМП.

– измерение электрофизических показателей глубинных слоев организма с целью визуализации внутренних структур биологических объектов.

В последнем случае внешние ЭМП используются в качестве носителя информации о среде распространения. Микроволновая визуализация используется в технике для дефектоскопии при определении зон с аномальной диэлектрической проницаемостью. Создание подобных систем для медицинских исследований затруднено тем, что взаимодействие слабых электромагнитных полей высокой частоты с биологическими объектами еще недостаточно изучено. Сущность микроволновой томографии заключается в восстановлении внутренней структуры объекта исследования по данным рассеяния электромагнитного излучения в СВЧ диапазоне. Преимуществом микроволновой томографии является отсутствие вредного воздействия на исследуемый объект. Недостатком – малое пространственное разрешение.

Особые перспективы возлагают на микроволновую томографию для диагностики в онкологии [1]. Известно [2], что онкологические новообразования в большинстве случаев имеют большее содержание воды, по сравнению со здоровыми тканями. Это приводит к тому, что

контраст диэлектрической проницаемости опухоли, относительно здоровой ткани может достигать 5:1.

Целью работы является экспериментальная проверка возможностей практического использования микроволнового зондирования для визуализации внутренней среды биологических объектов.

ОСНОВНАЯ ЧАСТЬ

Для экспериментальной проверки возможностей микроволнового зондирования в ХНУ имени В.Н. Каразина была создана система (рис. 1) для исследования возможностей создания диагностической системы, основанной на использовании контрастов электрофизических параметров в живой материи.

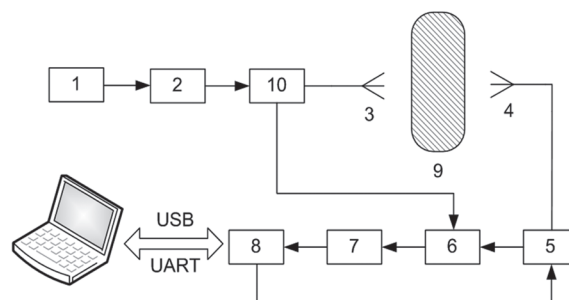


Рис. 1. Структурная схема системы микроволнового сканирования: 1 – блок питания; 2 – СВЧ генератор; 3 – излучающая и 4 – принимающая антенны; 5 – двухкоординатная система позиционирования; 6 – детектор; 7 – АЦП; 8 – блок управления и сопряжения с персональным компьютером; 9 – объект исследования; 10 – направленный ответвитель

Основой системы является микроволновой сканер (рис. 2) оборудованный автоматизированной системой двухкоординатного позиционирования головки детектора СВЧ излучения.

Для проведения экспериментальных исследований, автоматизации измерений, управления микроволновым сканером было разработано программное обеспечение и ряд вспомогательных устройств.

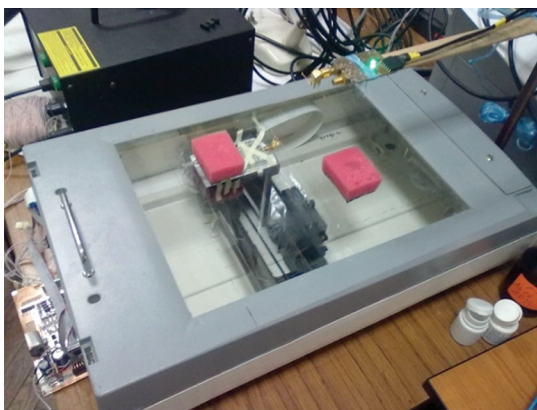


Рис. 2. Внешний вид микроволнового сканера

В качестве излучателя использован СВЧ генератор (рис. 3) переменной частоты (137.5–4400 МГц) разработанный на современной элементной базе. Для этих целей использованы готовые синтезаторы частоты с встроенным СВЧ генератором, управляемым напряжением (микросхема ADF4350 фирмы «Analog Devices»), что позволило создать полный интегральный синтезатор частоты в диапазоне частот 137.5–4400 МГц.

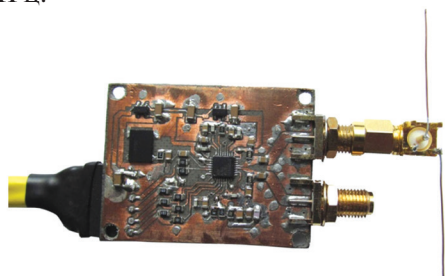


Рис. 3. Генератор переменной частоты

В состав микросхемы входит генератор, управляемый напряжением (ГУН), который выполнен на кристалле цифрового синтезатора в едином технологическом цикле. В тракте опорного сигнала синтезатора ADF4350 максимально допустимая входная частота может достигать значения 105 МГц, а максимальная частота работы частотно-фазового детектора (ЧФД) – 32 МГц. Дополненная внешним петлевым фильтром микросхема образует законченную систему синтезатора. Встроенный ГУН можно перестраивать в октавном диапазоне частот от 2200 до 4400 МГц. Исходное синтезированное колебание можно пропускать на выход микросхемы или через цепь делителей частоты на $K = 2, 4, 8$ или 16. Такое построение выходного тракта расширяет диапазон синтезируемых частот «вниз» до 137,5 МГц. Синтезатор изготавливается по современной BiCMOS-технологии и может работать в интервале напряжений питания 3,0–3,6 вольт в промышленном диапазоне рабочих температур (–40 ... + 85 °С). Режим работы синтезатора задается значением битов в шести 32-разрядных сдвиговых регистрах. Для загрузки данных в 32-разрядный буферный регистр используется стандартный трехпроводный интерфейс SPI.

Для управления работой генератора и автоматизации проведения измерений было разработано программное обеспечение «Microwave research». Программа написана на языке высокого уровня C++ в среде разработки Embarcadero C++ Builder XE5, которая предоставляет пользователю полный контроль над генератором (реализованы режимы работы как на постоянной частоте, так и в режиме переменной частоты). Также пользователь имеет возможность выбирать выходную мощность генератора и время задержки в режиме сканирования частоты. Минимальный шаг установки частоты – 1 кГц.

Приемная антенна совместно с логарифмическим детектором оборудована двухкоординатной системой позиционирования, с минимальным шагом перемещения 0.05 мм. Для сканирования объектов используется амплитудно-фазовый метод «на прохождение» и «на отражение». В этом случае восстановление изображения объекта происходит на основе зарегистрированных изменений параметров СВЧ сигнала, прошедшего через объект или отраженного от него.

Гибридное (мостовое) кольцо. Кольцевой мост (рис. 4) представляет собой свернутую в кольцо линию передачи длиной $3\lambda/2$ в которую с интервалом $\lambda/4$ включены четыре входные линии передачи. Как линии передачи могут быть использованы прямоугольный волновод в E и H – плоскостях, коаксиальная, микрополосковая линия и т. п. [3]

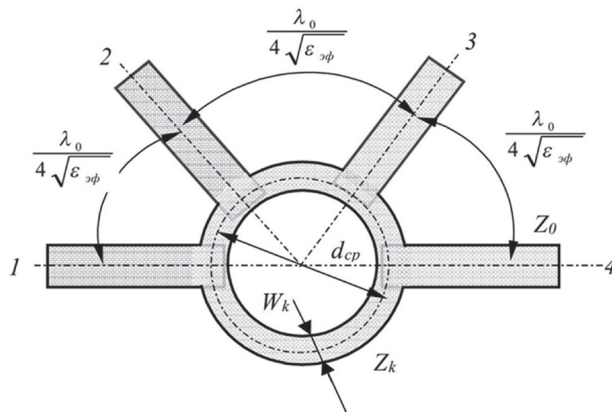


Рис. 4. Расчет гибридного кольца

Расчет мостовой схемы сводится к определению среднего диаметра d_{cp} , ширины кольца W_k при заданных значениях волнового сопротивления основной микрополосковой линии и рабочей длины волны λ_0 . Расстояние между плечами 1-2-3-4 должно быть равным $\lambda_0/4\sqrt{\epsilon_{eff}}$, а между плечами 1-4 $3\lambda_0/4\sqrt{\epsilon_{eff}}$. Волновое сопротивление кольца Z_k определяется из соотношения $Z_k = Z_0\sqrt{2}$.

Ширина полоски кольца W_k рассчитывается по эмпирическим формулам так же, как и для основной микрополосковой линии [3]:

Рассчитываются коэффициенты A и B по следующим формулам:

$$A = \frac{Z_0 \left(\frac{\epsilon_r + 1}{2} \right)^{1/2}}{60} + \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \left(0.23 + \frac{0.11}{\epsilon_r} \right),$$

$$B = \frac{60\pi^2}{Z_0 \sqrt{\epsilon_r}}. \quad (1)$$

В зависимости от рассчитанного коэффициента A вычисляется ширина микрополосковой линии:

если $A > 1.52$

$$W = \frac{8 \exp(A)}{\exp(2A) - 2} h, \quad (2)$$

если $A < 1.52$

$$W = \frac{2}{\pi} \left\{ B - 1 - \ln(2B - 1) + \frac{\epsilon_r - 1}{2\epsilon_r} \left[\ln(B - 1) + 0.39 - \frac{0.61}{\epsilon_r} \right] \right\} h. \quad (3)$$

Для получения разностного СВЧ сигнала на плече 1, плечи кольца 2 и 4 используются как входные, а плечо 3 должно быть нагружено на согласованную нагрузку 50 Ом. Внешний вид изготовленного кольцевого моста, который позволяет регистрировать дифференциальный СВЧ сигнал с входов In1 и In2 на частоте 4 ГГц приведен на рис. 5.

Перед началом измерений производится калибровка сканера при отсутствии объекта исследования. По измеренным данным ближнего поля рассчитывается нормировочный коэффициент. Во время проведения измерения исследуемый объект располагается на поверхности сканера между приемной и излучающей антеннами.

При проверке возможностей системы и поиска путей ее оптимизации был проведен ряд опытов с использованием дистиллированной воды, физиологического раствора и растворов электролитов в ряде частот 2700 МГц, 3800 МГц, 4100 МГц с зоной измерения 240x150 мм.

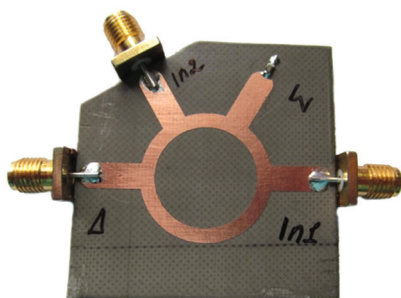


Рис. 5. Кольцевой мост

Принято считать, что разрешение получаемого изображения определяется длиной волны зондирующего сигнала. При применении электрического или механического сканирования в сочетании с программной обработкой полученного сигнала удалось получить удовлетворительный результат при применении излучения длиной волны $\lambda \leq 3$ см.

Программное обеспечение системы, управляющее СВЧ генератором и системой позицио-

нирования, позволяет проводить измерения как в автоматическом, так и в ручном режимах, выполняет первичную обработку и визуализацию полученных данных. Также управляющая программа позволяет хранить первичные данные для дальнейшей обработки сторонним программным обеспечением.

Для сканирования объектов использовался амплитудно-фазовый метод «на прохождение». Приемная и передающая антенны были выполнены в виде полуволновых диполей с согласующим трансформатором. Измерения были проведены на рабочей частоте 3.8 ГГц. Полученные результаты по исследованию возможностей микроволнового сканирования приведены на рис. 5–9.

На рис. 6 показано распределение поля в ближней зоне излучения при отсутствии объекта исследования.

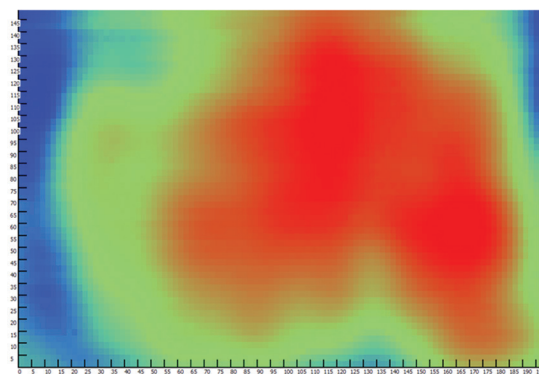


Рис. 6. Распределение поля в ближней зоне

По данным первого измерения, рассчитывается массив нормировочных коэффициентов, применение которых позволяет учитывать неоднородность распределения поля при последующих измерениях.

Были проведены опыты с физиологическим раствором и растворами электролитов, которые создавали сильный контраст проводимости и диэлектрической проницаемости.

При первом измерении, на поверхность сканера были помещены два пластиковых флакона. Первый был заполнен физиологическим раствором, второй – 2%-м раствором хлорида натрия NaCl (рис. 7).

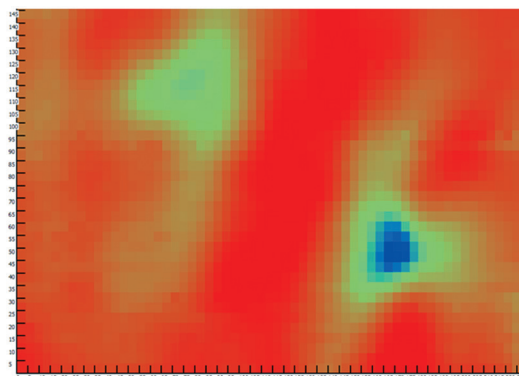


Рис. 7. Контраст физиологического раствора и 2%-го раствора NaCl

Далее исследовалась возможность обнаружения близкорасположенных сильноконтрастных областей. Для этого в емкость с дистиллированной водой были помещены пластиковые флаконы с 5%-го и 10%-го растворами хлорида натрия. Результаты измерений представлены на рис. 8, 9.

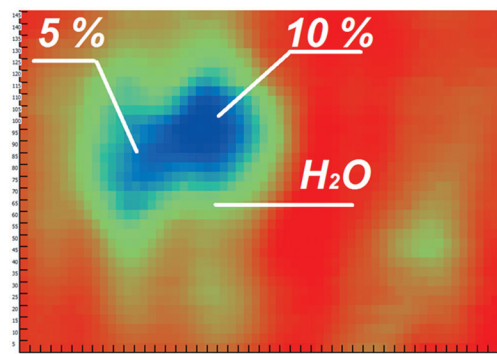


Рис. 8. Измерение при объеме электролитов во флаконе 2 мл

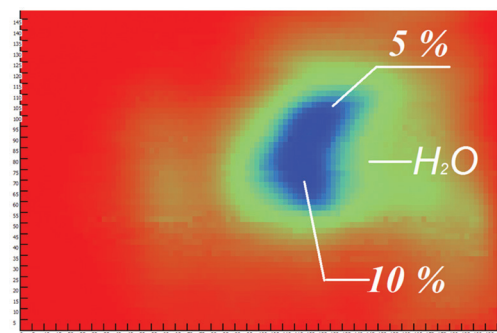


Рис. 9. Измерение при объеме электролитов во флаконе 20 мл

Далее был проведен опыт, моделирующий наличие сильного контраста проводимости в биологической среде. Для этого были использованы две поролоновые губки, пропитанные раствором NaCl. На рис. 10 представлены результаты эксперимента. Первая губка была пропитана физиологическим раствором (0.9% NaCl), вторая 2%-м раствором NaCl.

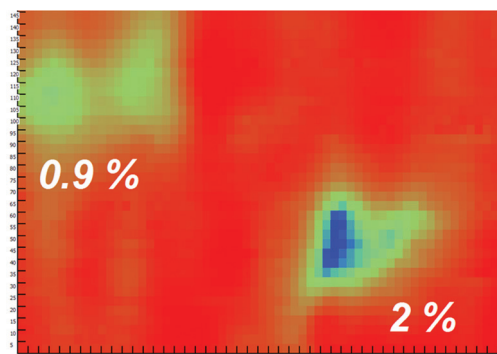


Рис. 10. Моделирование контраста в биологической среде

ВЫВОДЫ

Разработан экспериментальный макет микроволнового сканера и ряд вспомогательных устройств для исследования возможностей применения микроволновой визуализации в меди-

цине. Проведена серия экспериментов по исследованию влияния материалов с различными физическими свойствами (диэлектрическая проницаемость и проводимость) и геометрическими формами на искажение картины распределения поля в ближней зоне излучения. Показана принципиальная возможность обнаружения и визуализации контрастных образований внутренней среды объекта, как по градиентам диэлектрической проницаемости, или электропроводности исследуемого объекта.

Литература

- [1] Резник А. Н. Обнаружение контрастных образований внутри биологических сред при помощи ближнепольной СВЧ диагностики / А. Н. Резник, Н. В. Юрасова. //Журнал технической физики. – 2006. – Т. 76. – №. 1. – С. 90–104
- [2] Zamani A., Rezaeieh S. A., Abbosh A. M. Lung cancer detection using frequency-domain microwave imaging / A. Zamani, S. Rezaeieh., A. Abbosh //Electronics Letters. – 2015. – Т. 51. – №. 10. – С. 740–741.
- [3] Фукко В. СВЧ цепи: Анализ и автоматизированное проектирование / В. Фукко – М.: Радио и связь, 1990. – 288 с.

Поступила в редколлегию 17.02.2016



Штода Дмитрий Алексеевич, аспирант, младший научный сотрудник кафедры физической и биомедицинской электроники и комплексных информационных технологий Харьковского национального университета имени В.Н. Каразина. Научные интересы: взаимодействие ЕМП с живой материей, системы медицинской диагностики, неинвазивные методы диагностики.



Антоненко Евгений Александрович, научный сотрудник кафедры физической и биомедицинской электроники и комплексных информационных технологий Харьковского национального университета имени В.Н. Каразина. Научные интересы: биомедицинские приборы и системы, неинвазивные методы диагностики, теория и техника приборов СВЧ.



Мустецов Николай Петрович, профессор кафедры физической и биомедицинской электроники и комплексных информационных технологий Харьковского национального университета имени В.Н. Каразина. Научные интересы: применение радиофизических методов для решения задач медицины, моделирование биологических звеньев в биотехнических системах, адаптация биологических и технических звеньев при создании сложных человеко-машинных систем.

УДК 621.385.5

Дослідження можливостей мікрохвильової візуалізації в медицині / Д. А. Штода, Н. П. Мустецов, Е. А. Антоненко // Прикладна радіоелектроніка: наук.-техн. журнал. — 2016. — Том 15. — № 1. — С. 75–79.

У статті наведено результати експериментальної перевірки можливостей методу мікрохвильового зондування в ході дослідження біологічних об'єктів. Для проведення досліджень була створена оригінальна система, яка дозволила максимально автоматизувати процес вимірювань. Показано принципову можливість виявлення і візуалізації контрастних утворень внутрішнього середовища об'єкта, як по градієнтах діелектричної проникності, або електропровідності досліджуваного об'єкта.

Ключові слова: зондування мікрохвильове, проникність діелектрична, сканування, схема мостова, провідність електрична.

Рис.: 10. Бібліогр.: 03 найм.

UDC 621.385.5

Investigating possibilities of microwave imaging in medicine / D. A. Shtoda, E. A. Antonenko, N. P. Mustetsov // Applied Radio Electronics: Sci. Journ. — 2016. — Vol. 15. — № 1. — P. 75–79.

Experimental verification of the microwave sensing method for the research of biological objects is presented in the paper. An original hardware-software system for automatic measurements of physical properties of biological objects has been created. The fundamental possibility of detection and visualization of contrast areas of the internal environment by the gradients of the permittivity and conductivity of an object under study is shown.

Keywords: microwave sensing, permittivity, scanning, bridge circuit, conductivity.

Fig.: 10. Ref.: 03 items.

НЕЧЕТКАЯ КЛАСТЕРИЗАЦИЯ ПОТОКОВ ДАННЫХ С ПОМОЩЬЮ EM-АЛГОРИТМА НА ОСНОВЕ САМООБУЧЕНИЯ ПО Т. КОХОНЕНУ

Е.В. БОДЯНСКИЙ, А.А. ДЕЙНЕКО, А.А. ЗАЙКА, Я.В. КУЦЕНКО

В работе предложен мягкий вероятностный нечеткий алгоритм кластеризации многомерных данных, последовательно поступающих на обработку в режиме реального времени. Развиваемый подход предназначен для решения задач Dynamic Stream Mining в условиях перекрывающихся классов, по сравнению со своими прототипами значительно проще в вычислительной реализации, не использует никаких вероятностных предположений о природе обрабатываемых данных.

Ключевые слова: кластеризация, нечеткая логика, вычислительный интеллект, самообучение, нечеткая кластеризация, самоорганизующаяся карта Т. Кохонена.

ВВЕДЕНИЕ

Задача кластеризации больших массивов многомерных наблюдений (векторов-образов) часто встречается во многих реальных практических задачах, а для ее решения разработано множество алгоритмов [1–3], при этом в последние годы в рамках концепции Big Data особое внимание уделяется обработке информации, хранящейся либо в сверхбольших базах данных (VLDB), либо поступающей на обработку в on-line режиме в форме потока данных (data stream). Для решения этих задач с успехом может быть использован математический аппарат вычислительного интеллекта (computational intelligence) [4–7] и, прежде всего, искусственные нейронные сети и мягкие вычисления (soft computing), основанные на нечеткой логике. Понятно, что известные системы вычислительного интеллекта должны быть существенно модифицированы для обработки больших объемов информации, последовательно поступающей на обработку.

В наиболее общей постановке задачи кластеризации предполагается, что имеется массив (возможно растущий) из N многомерных наблюдений, описываемых n -мерными векторами признаков

$$x(k) = (x_1(k), x_2(k), \dots, x_n(k))^T \in R^n, \\ k = 1, 2, \dots, N, \dots,$$

который необходимо разбить на m кластеров, при этом это число может быть заранее не известно, т. е. $1 < m < N$. Очевидно, что столь большое число известных методов решения задачи кластеризации связано с тем, что сегодня не существует универсального алгоритма пригодного для эффективного использования во всех возникающих ситуациях. Одна из таких возможных и достаточно сложных ситуаций связана с предположением, что каждый вектор наблюдений может одновременно относиться с различными уровнями возможностей, вероятностей или принадлежностей не к одному, а сразу к нескольким или ко всем формируемым кластерам. В этой ситуации

на первый план выходят, так называемые, мягкие алгоритмы (soft algorithms) [8], среди которых наибольшее внимание привлечено к нечетким методам кластеризации [9–11] и вероятностным алгоритмам (probabilistic model-based algorithms) [8], среди которых для обработки больших массивов широкое распространение получил, так называемый, EM-алгоритм (Expectation-Maximization algorithm) [12–17], в основе которого лежат сугубо вероятностные предпосылки. Каждый из отмеченных подходов имеет свои достоинства и недостатки, в связи с чем представляется целесообразным разработать численно простой мягкой процедуры кластеризации, объединяющей в себе достоинства вероятностного и фаззи-подходов и предназначенной для обработки потоков данных, поступающих в on-line режиме.

1. EM-АЛГОРИТМ ВЕРОЯТНОСТНОЙ КЛАСТЕРИЗАЦИИ

Задача вероятностной кластеризации в общей постановке сводится к проблеме самообучения при неизвестном числе областей [18], при этом предполагается, что плотность распределения данных в каждом кластере подчиняется многомерному нормальному (гауссовскому) закону

$$p_j(x) = \frac{1}{(2\pi)^{\frac{n}{2}} \sqrt{\det \Sigma_j}} \exp\left(-\frac{1}{2}(x - c_j)^T \Sigma_j^{-1} (x - c_j)\right), \\ j = 1, 2, \dots, m, \quad (1)$$

а совместная плотность распределения всех данных описывается смесью

$$p(x) = \sum_{j=1}^m p_j p_j(x) = \\ = \sum_{j=1}^m \frac{p_j}{(2\pi)^{\frac{n}{2}} \sqrt{\det \Sigma_j}} \exp\left(-\frac{1}{2}(x - c_j)^T \Sigma_j^{-1} (x - c_j)\right), \quad (2) \\ j = 1, 2, \dots, m,$$

где $c_j - (n \times 1)$ – мерный вектор-центроид j -го кластера, $\Sigma_j - (n \times n)$ – корреляционная матрица j -го кластера такая, что

$$\Sigma_j = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N (x(k) - c_j)(x(k) - c_j)^T, \quad (3)$$

p_j – априорные вероятности (веса), подчиняющиеся естественному условию

$$\sum_{j=1}^m p_j = 1, \quad (4)$$

при этом предполагается, что c_j, Σ_j и $p_j \forall j=1, 2, \dots, m$ априори неизвестны и подлежат оцениванию в процессе кластеризации.

Здесь можно отметить, что показатель степени экспоненты в (1), (2) есть расстояние Махаланобиса между c_j и наблюдением $x(k)$, т.е.

$$d_M^2(c_j, x(k)) = (x(k) - c_j)^T \Sigma_j^{-1} (x(k) - c_j), \quad (5)$$

а условие (4) совпадает с условием, накладываемым на сумму принадлежностей в популярном алгоритме нечетких С-средних (FCM) Дж. Бездека [9]

$$\sum_{j=1}^m u_j(k) = 1, \quad (6)$$

(здесь $u_j(k)$ – уровень нечеткой принадлежности наблюдения $x(k)$ j -му кластеру), в связи с чем алгоритмы кластеризации, связанные с ограничением (6), называются вероятностными алгоритмами нечеткой кластеризации.

Работа EM-алгоритма состоит из повторяющейся последовательности двух шагов, при этом на шаге E (expectation step) производится оценивание параметров совместного распределения (2), а на шаге M (maximization step) максимизируется критерий самообучения в виде логарифмической функции правдоподобия

$$E(c_j, \Sigma_j, p_j, x(k)) = \sum_{k=1}^N \log \left(\sum_{j=1}^m p_j p_j(x(k-1)) \right),$$

для чего могут быть использованы как традиционные градиентные, так и квазиньютоновские процедуры оптимизации [1].

И, наконец, для оценки вероятности принадлежности наблюдения j -му кластеру используется выражение

$$p_j(x(k)) = \frac{p_j \exp \left(-\frac{1}{2} (x(k) - c_j)^T \Sigma_j^{-1} (x(k) - c_j) \right)}{\sum_{l=1}^m p_l \exp \left(-\frac{1}{2} (x(k) - c_l)^T \Sigma_l^{-1} (x(k) - c_l) \right)} \quad (7)$$

удовлетворяющее условию (4).

Частным случаем EM-алгоритма является популярный метод кластеризации К-средних и совпадающий с ним при $p_j = m^{-1}$ и единичных корреляционных матрицах Σ_j . При этом метод К-средних является четкой процедурой, что означает, что каждое наблюдение может быть отнесено к единственному кластеру. При этом метод К-средних существенно проще с вычислительной точки зрения, чем EM-алгоритм и связан с минимизацией критерия самообучения, основанного на евклидовых расстояниях

$$E(c_j, x(k)) = \sum_{k=1}^N \sum_{j=1}^m u_j(k) \|x(k) - c_j\|^2, \quad (8)$$

где

$$u_j(k) = \begin{cases} 1, & \text{если } x(k) \text{ принадлежит} \\ & j\text{-му кластеру,} \\ 0 & \text{в противном случае.} \end{cases} \quad (9)$$

EM-алгоритм также относится к процедурам, основанным на расстояниях, и в этом смысле близок к, так называемому, методу К-средних Махаланобиса, являющемуся четкой процедурой, минимизирующей целевую функцию

$$E(c_j, \Sigma_j, x(k)) = \sum_{k=1}^N \sum_{j=1}^m u_j(k) (x(k) - c_j)^T \Sigma_j^{-1} (x(k) - c_j), \quad (10)$$

где Σ_j и $u_j(k)$ определяется выражениями (3), (9).

Принципиальная разница между EM-алгоритмом и методом К-средних Махаланобиса состоит в том, что последний дает однозначное решение о принадлежности каждого наблюдения единственному кластеру, в то время как вероятностная процедура учитывает возможность перекрытия классов с расчетом вероятностей согласно выражению (7).

Наряду с несомненными достоинствами EM-алгоритм обладает и рядом существенных ограничений. Во-первых, исходные данные должны иметь случайную природу и подчиняться нормальному закону распределения, во-вторых, на M-этапе возможно «застывание» процесса оптимизации в локальных экстремумах (эта проблема может быть преодолена с помощью использования процедур многоэкстремальной оптимизации), в-третьих, с вычислительной точки зрения это все-таки довольно громоздкая процедура [8] и, наконец, подразумевается, что весь массив данных, подлежащих кластеризации, задан заранее и не изменяется в процессе обработки.

В связи с этим представляется целесообразной разработка численно простого алгоритма кластеризации, основанного на метрике Махаланобиса, учитывающего возможность взаимного перекрытия формируемых кластеров и позволяющего анализировать поток данных, последовательно поступающих на обработку в on-line режиме.

2. НЕЧЕТКАЯ ВЕРОЯТНОСТНАЯ КЛАСТЕРИЗАЦИЯ НА ОСНОВЕ WTA-ПРАВИЛА САМООБУЧЕНИЯ

Результат минимизации критерия самообучения (8) метода К-средних имеет вид среднего арифметического данных каждого кластера

$$c_j = \frac{\sum_{k=1}^N u_j(k) x(k)}{\sum_{k=1}^N u_j(k)} = \frac{1}{N_j} \sum_{x(k) \in Cl_j} x(k), \quad (11)$$

где N_j – количество наблюдений $x(k)$, отнесенных к кластеру Cl_j .

Если же данные поступают на обработку последовательно в on-line режиме, решение (11) может быть получено с помощью кластеризирующей нейронной сети Т. Кохонена [19], настройка синаптических весов которой, являющихся по сути компонентами векторов-центроидов, производится с помощью тех или иных алгоритмов конкурентного самообучения, наиболее популярным из которых является WTA-правило ("Winner Takes All"). При этом сама процедура настройки подобно EM-алгоритму состоит из последовательности двух этапов: конкуренции (соответствует E-шагу) и синаптической адаптации [20] (соответствует M-шагу).

Суть конкурентного обучения по Кохонену состоит в том, что если к моменту поступления наблюдения $x(k)$ рассчитаны координаты центроидов $c_1(k-1), \dots, c_j(k-1), \dots, c_m(k-1)$, среди них выбирается «победитель», ближайший в смысле евклидова расстояния

$$d_E^2(c_j(k-1), x(k)) = \|x(k) - c_j(k-1)\|^2 \quad (12)$$

к $x(k)$ (E-шаг), который и уточняется на M-шаге с помощью рекуррентной процедуры

$$c_j(k) = \begin{cases} c_j(k-1) + \eta(k)(x(k) - c_j(k-1)), \\ \text{если } c_j(k-1) - \text{"победитель"}, \\ c_j(k-1) \text{ в противном случае,} \end{cases} \quad (13)$$

где $\eta(k)$ параметр шага обучения, выбираемый обычно из эмпирических соображений, хотя несложно показать, что результат (11) может быть получен при $\eta(k) = k^{-1}$.

Несложно заметить, что первое соотношение (13) есть не что иное, как градиентная минимизация (8), т.е. может быть переписано в виде

$$c_j(k) = \begin{cases} c_j(k-1) - \eta(k) \nabla_{c_j} d_E^2(c_j(k-1), x(k)), \\ \text{если } c_j(k-1) - \text{"победитель"}, \\ c_j(k-1) \text{ в противном случае.} \end{cases} \quad (14)$$

Аналогично (14) может быть введена градиентная процедура минимизации критерия (10) на основе метрики Махаланобиса (5) в виде

$$c_j(k) = \begin{cases} c_j(k-1) - \eta(k) \nabla_{c_j} d_M^2(c_j(k-1), x(k)), \\ \text{если } c_j(k-1) - \text{"победитель"}, \\ c_j(k-1) \text{ в противном случае,} \end{cases}$$

или

$$c_j(k) = \begin{cases} c_j(k-1) + \eta(k) \times \\ \times \Sigma_j^{-1}(k-1)(x(k) - c_j(k-1)), \\ \text{если } c_j(k-1) - \text{"победитель"}, \\ \Sigma_j(k-1) = \frac{1}{k-1} \times \\ \times \sum_{l=1}^{k-1} (x(l) - c_j(k-1))(x(l) - c_j(k-1))^T, \\ c_j(k-1) \text{ в противном случае.} \end{cases} \quad (15)$$

Несложно заметить, что алгоритм самообучения (15) является по сути последовательной реализацией метода К-средних Махаланобиса, т.е. позволяет получить только четкое решение.

Для оценки уровня принадлежности отдельных наблюдений в случае перекрывающихся классов вместо громоздкого выражения (7) целесообразно воспользоваться оценкой, принятой в стандартном FCM-алгоритме Дж. Бездека, используя вместо расстояния $d_E^2(c_j(k), x(k))$ метрику Махаланобиса $d_M^2(c_j(k), x(k))$ в виде

$$u_j(k) = \frac{d_M^{-2}(c_j(k), x(k))}{\sum_{l=1}^m (d_M^{-2}(c_l(k), x(k)))} = \frac{\left((x(k) - c_j(k)) \Sigma_j^{-1} (x(k) - c_j(k)) \right)^{-1}}{\sum_{l=1}^m \left((x(k) - c_l(k))^T \Sigma_l^{-1} (x(k) - c_l(k)) \right)^{-1}}. \quad (16)$$

Таким образом, процедура нечеткой вероятностной кластеризации (15), (16), являясь своеобразным гибридом EM-алгоритма, метода К-средних Махаланобиса, алгоритмов нечеткой кластеризации Бездека [9] и Гага-Гевы [10] и нечеткой кластеризирующей нейронной сети Кохонена в ее адаптивном варианте [21, 22], характеризуется вычислительной простотой и позволяет анализировать данные, последовательно поступающие на обработку в on-line режиме.

ВЫВОДЫ

Предложен мягкий вероятностный нечеткий алгоритм кластеризации многомерных данных, последовательно поступающих на обработку в режиме реального времени. Развиваемый подход предназначен для решения задач Dynamic Stream Mining в условиях перекрывающихся классов, по сравнению со своими прототипами значительно проще в вычислительной реализации, не использует никаких вероятностных предположений о природе обрабатываемых данных.

Литература

- [1] Gan, G., Ma, Ch. and Wu, J., Data Clustering: Theory, Algorithms and Applications, Philadelphia: SIAM, 2007. — 466 p.
- [2] Xu, R. and Wunsch, D.C., Clustering, IEEE Press Series on Computational Intelligence. Hoboken, NJ: John Wiley & Sons, Inc., 2009. — 370 p.
- [3] Aggarwal, C.C. and Reddy, C.K., Data Clustering. Algorithms and Application, Boca Raton: CRC Press, 2014. — 648 p.
- [4] Rutkowski, L., Computational Intelligence. Methods and Techniques, Berlin-Heidelberg: Springer-Verlag, 2008. — 514 p.
- [5] Mumford, C. and Jain, L., Computational Intelligence. Collaboration, Fuzzy and Emergence, Berlin: Springer-Verlag, 2009. — 726 p.
- [6] Kruse, R., Borgelt, C., Klawonn, F., Moewes, C., Steinbrecher, M. and Held, P., Computational Intelligence. A Methodological Introduction, Berlin: Springer, 2013. — 488 p.

- [7] Du, K.-L. and Swamy, M.N.S., Neural Networks and Statistical Learning, London: Springer-Verlag, 2014. — 824 p.
- [8] Aggarwal, C.C., Data Mining, Cham: Springer, Int. Publ., Switzerland, 2015. — 734 p.
- [9] Bezdek, J.-C. Pattern Recognition with Fuzzy Objective Function Algorithms, N.Y.: Plenum Press, 1981, 272 p.
- [10] Gath, I. and Geva, A.B., Unsupervised optimal fuzzy clustering, Pattern Analysis and Machine Intelligence, 1989. vol. 2, no.7. — P. 773–787.
- [11] Bezdek, J.C. Keller, J., Krishnapuram, R. and Pal, N., Fuzzy Models and Algorithms for Pattern Recognition and Image Processing. The Handbooks of Fuzzy Sets, Kluwer, Dordrecht, Netherlands: Springer, 1999. vol. 4. — 776 p.
- [12] Dempster, A.P., Laird, N.M. and Rubin, D.B., Maximum likelihood from incomplete data via the EM algorithm, J. of the Royal Statistical Society, 1977, Ser.B, vol. 39, no.1. — P. 1–38.
- [13] Hathaway, R., Another interpretation of the EM algorithm for mixture distributions. J. of Statistics & Probability Letters, 1986, vol. 4. — P. 53–56.
- [14] Meng, X.L. and Rubin, D.B., Maximum likelihood estimation via the ECM algorithm: a general framework, Biometrika, 1993, vol. 80. — P. 267–278.
- [15] Liu, C. and Rubin, D.B., The ECME algorithm: A simple extension of EM and ECM with faster monotone convergence, Biometrika, 1994, vol. 81. — P. 633–648.
- [16] Fessler, J.A. and Hero, A.O., Space – alternating generalized EM algorithm, *IEEE Trans. on Signal Processing*, 1994. vol. 42. — P. 2664–2677.
- [17] Friedman, J., Hastie, T. and Tibshirani, R., The Elements of Statistical Learning. Data Mining, Inference and Prediction, Berlin: Springer, 2003. — 552 p.
- [18] Tsybkin, Ya.Z., *Foundations of learning systems theory*, M.: Nauka, 1970. (in Russian)
- [19] Kohonen, T. Self-Organizing Maps, Berlin: Springer-Verlag, 1995. — 362 p.
- [20] Haykin, S., Neural Networks. A Comprehensive Foundation, Upper Saddle River, N.J.: Prentice Hall, Inc., 1999. — 842 p.
- [21] Gorshkov, Ye., Kolodyazhnyy, V. and Bodyanskiy, Ye., New recursive learning algorithms for fuzzy Kohonen clustering network, Proc. 17th Int. Workshop on Non-linear Dynamics of Electronic Systems, Rapperswil, Switzerland, 2009. — P. 58–61.
- [22] Bodyanskiy, Ye., Kolchygin, B.V. and Pliss, I.P., Adaptive neuro-fuzzy Kohonen network with variable fuzzifier, International Journal «Information Theories and Applications», Sofia: ITHEA, 2011. vol.18, no3. — P. 215–223.



Поступила в редколлегию 11.03.2016

Бодянский Евгений Владимирович, руководитель ПНИЛ АСУ, д.т.н., проф., профессор кафедры искусственного интеллекта Харьковского национального университета радиозлектроники. Научные интересы: гибридные системы вычислительного интеллекта.



Дейнеко Анастасия Александровна, канд. техн. наук, научный сотрудник ПНИЛ АСУ Харьковского национального университета радиозлектроники. Научные интересы: гибридные системы вычислительного интеллекта.



Куценко Яна Владимировна, аспирантка кафедры искусственного интеллекта Харьковского национального университета радиозлектроники. Научные интересы: нейронные сети, мягкие вычисления, вычислительный интеллект, нейро-фаззи системы.



Заика Александр Анатольевич, студент кафедры искусственного интеллекта Харьковского национального университета радиозлектроники. Научные интересы: нейронные сети, мягкие вычисления, вычислительный интеллект.

УДК 004.032.26

Нечітке кластерування потоків даних за допомогою EM-алгоритму на основі самонавчання за Т. Кохоненом / Є. В. Бодяньський, А. О. Дейнеко, А. О. Заїка, Я. В. Куценко // Прикладна радіоелектроніка: наук.-техн. журнал. — 2016. — Том 15. — № 1. — С. 80–83.

У статті запропоновано м'який ймовірнісний нечіткий алгоритм кластерування багатовимірних даних, які послідовно надходять на опрацювання в режимі реального часу. Розглянутий підхід призначений для вирішення завдань Dynamic Stream Mining за умов перетинання класів, порівняно зі своїми прототипами значно простіше в обчислювальній реалізації, не використовує ніяких ймовірнісних припущень про природу оброблюваних даних.

Ключові слова: кластерування, нечітка логіка, обчислювальний інтелект, самонавчання, нечітке кластерування, самоорганізована мапа Т. Кохонена.

Бібліогр.: 22 найм.

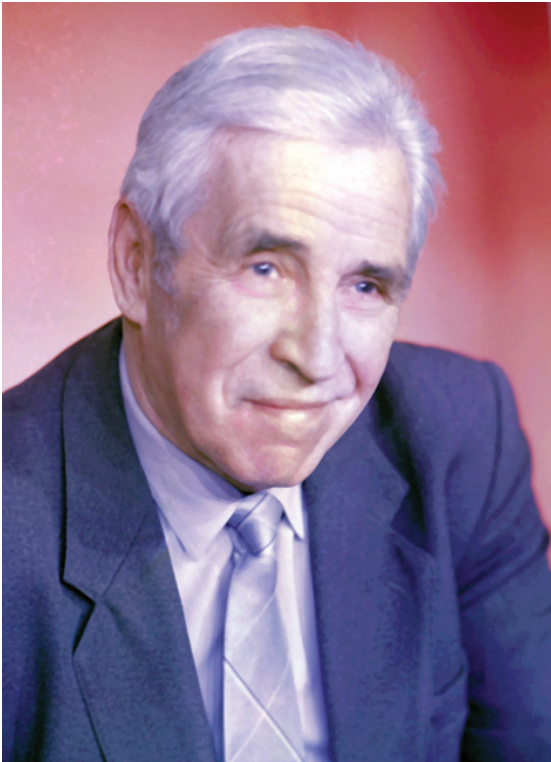
UDC 004.032.26

Fuzzy clustering of data streams by EM-algorithm based on T. Kohonen's self-learning / Ye.V. Bodyanskiy, A.O. Deineko, O.O. Zayika, Ya.V. Kutsenko // Applied Radio Electronics: Sci. Journ. — 2016. — Vol. 15. — № 1. — P. 80–83.

In the paper a soft probabilistic fuzzy clustering algorithm of multidimensional data sets that are sequentially fed to processing in on-line mode is proposed. The approach under investigation is designed for solving Dynamic Stream Mining problems in conditions of overlapped classes and is simpler in computation realization in comparison with its prototypes, it does not use any probabilistic assumptions about the nature of data processed.

Keywords: clustering, fuzzy logic, computational intelligence, self-learning, fuzzy clustering, Kohonen self-organizing map.

Ref.: 22 items.



ПОЗДРАВЛЯЕМ

главного научного сотрудника ХНУРЭ,
профессора

Якова Соломоновича ШИФРИНА

с наградой **Pioneer Award 2015 г.**, присужденной Аэрокосмическим обществом Института инженеров по электротехнике и радиоэлектронике (AESS IEEE, США) за пионерский вклад и достижения, прошедшие испытания временем: «За фундаментальный вклад в радиофизику и статистическую теорию антенн».

*Ректорат,
Ученый совет университета,
Президиум Академии наук
прикладной радиоэлектроники*

СПРАВКА

Награда **Pioneer Award IEEE, AESS** присуждается с 1949 г., ежегодно, новаторам — одному человеку или группе ученых — за значительный вклад в появление не существовавших ранее систем, которые прошли испытание временем.

Яков Соломонович Шифрин — заслуженный деятель науки и техники Украины, лауреат премии им. А.С.Попова АН СССР (1983 г.) и награды Европейской микроволновой ассоциации «За выдающуюся профессиональную деятельность» (2014 г.), президент Украинской национальной ассоциации «Антенны», пожизненный действительный член Института инженеров по электротехнике и радиоэлектронике (*Life Fellow IEEE*), доктор технических наук, профессор. Основатель нового научного направления — статистической теории антенн, которая исследует статистические свойства и возможности антенн со случайными источниками и широко применяется. Монография Я. С. Шифрина является настольной книгой научных работников и инженеров, работающих в области антенн; специалистов, занимающихся распространением радиоволн, радиолокацией, акустикой, оптикой.



ПРИКЛАДНАЯ РАДИОЭЛЕКТРОНИКА

Научно-технический журнал

Ответственный секретарь

Е. Б. Исаева

Корректор

Б. П. Косиковская

Перевод на английский язык

К. Т. Умяров

Компьютерный дизайн и верстка

Е. Б. Исаева

Рекомендовано засіданням Бюро Президії Академії наук прикладної радіоелектроніки
(протокол № 1 від 31.03.2016 р.).

Свідоцтво про державну реєстрацію КВ № 6037 від 09.04.2002 р.

Журнал включений до списку фахових видань ВАК України
з технічних наук
(постанова президії ВАК України № 1-05/2 від 10.03.2010),
з фізико-математичних наук (фізика)
(постанова президії ВАК України № 1-05/5 від 1.07.2010)

Підписано до друку 31.03.2016. Формат 60 × 84 ¹/₈.
Папір офсет. Друк офсет. Умов.-друк. арк. 9,8. Облік.-вид. арк. 9,2.
Тираж 300 прим. Ціна договірна.

Віддруковано в ТОВ «ДРУКАРНЯ МАДРИД»
61024, м. Харків, вул. Максимільянівська, 11. Тел.: (057) 756-53-25
www.madrid.in.ua, e-mail: info@madrid.in.ua