ISSN 1727-2769

ДОКЛАДЫ АКАДЕМИИ НАУК ВЫСШЕЙ ШКОЛЫ РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ

№ 1 (54)
ЯНВАРЬ–МАРТ
2022

ФИЗИКО-МАТЕМАТИЧЕСКИЕ НАУКИ

ТЕХНИЧЕСКИЕ НАУКИ

Журнал публикует статьи о новых конкретных результатах законченных оригинальных и особенно имеющих приоритетный характер исследований в области инноваций, а также в области физико-математических и технических наук по группам специальностей (в соответствии с распоряжением Минобрнауки России от 28.12.2018 № 90-р):

Физико-математические науки

01.04.07 – Физика конденсированного состояния

01.04.14 – Теплофизика и теоретическая теплотехника

05.12.04 – Радиотехника, в том числе системы и устройства телевидения

05.12.07 – Антенны, СВЧ устройства и их технологии

05.12.13 – Системы, сети и устройства телекоммуникаций

05.12.14 – Радиолокация и радионавигация

Технические науки

01.04.07 – Физика конденсированного состояния

01.04.10 – Физика полупроводников

01.04.14 – Теплофизика и теоретическая теплотехника

05.09.01 – Электромеханика и электрические аппараты

05.12.04 – Радиотехника, в том числе системы и устройства телевидения

05.12.07 – Антенны, СВЧ устройства и их технологии

05.12.13 – Системы, сети и устройства телекоммуникаций

05.12.14 – Радиолокация и радионавигация

Все рукописи рецензируются, по результатам рецензирования редколлегия принимает решение о целесообразности опубликования материалов. Для авторов публикация является бесплатной.

Редакция журнала «Доклады АН ВШ РФ» просит авторов при подготовке статей строго соблюдать правила, доступные по адресу http://journals.nstu.ru/doklady/rules. Статьи, оформленные с нарушением правил, отклоняются без рецензирования.

НАУЧНЫЙ ЖУРНАЛ

ДОКЛАДЫ АКАДЕМИИ НАУК ВЫСШЕЙ ШКОЛЫ РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ

2022 январь–март № 1 (54)

Выходит четыре раза в год

ISSN 1727-2769

Учредитель

Новосибирский государственный технический университет

Главный редактор

А.Г. Вострецов, д-р техн. наук, проф., засл. деятель науки РФ

Заместитель главного редактора

В.Н. Васюков, д-р техн. наук, проф.

Редакционный совет

М. Грайцар, PhD, проф. (Словакия)
Д.В. Винников, д-р техн. наук, проф. (Эстония)
А. Загоскин, PhD (Великобритания)
Е.В. Ильичев, д-р физ.-мат. наук, проф. (Германия)
М.Н. Клымаш, д-р техн. наук, проф. (Украина)
К.Ю. Арутюнов, д-р физ.-мат. наук, проф.
А.В. Бурдаков, д-р физ.-мат. наук, проф.
И.С. Грузман, д-р техн. наук, проф.
А.О. Давидов, д-р техн. наук
В.П. Драгунов, д-р техн. наук, доц.
С.Л. Елистратов, д-р техн. наук
А.И. Легалов, д-р техн. наук, проф.
В.Ю. Нейман, д-р техн. наук, проф.
О.В. Нос, д-р техн. наук, проф.
В.П. Разинкин, д-р техн. наук, проф.
В.Я. Рудяк, д-р физ.-мат. наук, проф.
А.А. Спектор, д-р техн. наук, проф.
С.П. Халютин, д-р техн. наук, проф.
С.А. Харитонов, д-р техн. наук, проф.
В.Д. Юркевич, д-р техн. наук, проф.

Ответственный секретарь

Д.О. Соколова, канд. техн. наук

Журнал зарегистрирован в Федеральной службе по надзору в сфере связи, информационных технологий и массовых коммуникаций в 2021 г. (свидетельство ПИ № ФС 77–81374 от 30.06.2021 г.)

Адрес редакции, издателя: 630073, Новосибирск, пр. К. Маркса, 20, НГТУ, корп. 1, ком. 346, телефон: (383) 315-39-42. E-mail: danvshrf@corp.nstu.ru

© Новосибирский государственный технический университет, 2022 г.

S C I E N T I F I C J O U R N A L

PROCEEDINGS OF THE RUSSIAN HIGHER SCHOOL ACADEMY OF SCIENCES

2022 January–March № 1 (54)

Journal is published quarterly

ISSN 1727-2769

Journal was established by

Novosibirsk State Technical University

Chief Editor

A.G. Vostretsov, D.Sc. (Eng.), Prof., Honoured Science Worker of Russian Federation

Deputy Chief Editor

V.N. Vasyukov, D.Sc. (Eng.), Prof.

Editorial Council

M. Grajcar, PhD, Prof. (Slovakia)
D.V. Vinnikov, D.Sc. (Eng.), Prof. (Estonia)
A.M. Zagoskin, PhD (United Kingdom)
E.V. Ilyichev, D.Sc. (Phys.&Math.), Prof. (Germany)
M.M. Klymash, D.Sc. (Eng.), Prof. (Ukraine)
K.Yu. Arutyunov, D.Sc. (Phys.&Math.), Prof.
A.V. Burdakov, D.Sc. (Phys.&Math.), Prof.
I.S. Gruzman, D.Sc. (Eng.), Prof.
A.O. Davidov, D.Sc. (Eng.)
V.P. Dragunov, D.Sc. (Eng.), Assoc. Prof.
S.L. Elistratov, D.Sc. (Eng.)
A.I. Legalov, D.Sc. (Eng.), Prof.
V.Yu. Neyman, D.Sc. (Eng.), Prof.
O.V. Nos, D.Sc. (Eng.), Prof.
V.P. Razinkin, D.Sc. (Eng.), Prof.
V.Ya. Rudyak, D.Sc. (Phys.&Math.), Prof.
A.A. Spector, D.Sc. (Eng.), Prof.
S.P. Khaljutin, D.Sc. (Eng.), Prof.
S.A. Haritonov, D.Sc. (Eng.), Prof.
V.D. Yurkevich, D.Sc. (Eng.), Prof.

Executive Secretary

D.O. Sokolova, C.Sc.(Eng.)

Editor and Publisher Address: Office 346, 20 bld. 1, K. Marx Prospect, Novosibirsk, 630073, Russian Federation. Tel: +7 (383) 315-39-42. E-mail: danvshrf@corp.nstu.ru

© Novosibirsk State Technical University, 2022

ДОКЛАДЫ АН ВШ РФ

2022 январь–март № 1 (54)

СОДЕРЖАНИЕ

ФИЗИКО-МАТЕМАТИЧЕСКИЕ НАУКИ

Яценко А.С.
К 100-летнему юбилею теории Н. Бора 7

ТЕХНИЧЕСКИЕ НАУКИ

Артюшенко В.В., Киселев А.В., Таюров А.В.
Замещение распределенного радиолокационного объекта одноточечной моделью.....14

Вострецов А.Г., Филатова С.Г., Колтакова А.Е.
МП оценка критического тока контакта Джозефсона SIS-типа 25

Зима Д.Н.
Широкополосные сигналы и их радиоприем
в радиосистемах с антенными решетками
с применением многомерного преобразования Фурье 37

Киселев А.В., Сабитов Т.И.
Моделирование эхосигналов корреляционного измерителя
скорости и угла сноса на матричном имитаторе 51

Савенко К.В., Рогожников Е.В.,
Новичков С.А., Лаконцев Д.В.
Пропускная способность линии связи между распределенным
модулем и радиомодулем базовой станции пятого поколения
в соответствии с парадигмой Open RAN 59

PROCEEDINGS OF RUSSIAN HIGHER SCHOOL
ACADEMY OF SCIENCES

2022 January–March № 1 (54)

CONTENTS

PHYSICAL AND MATHEMATICAL SCIENCES

Yatsenko A.S.
To the 100th anniversary of the theory of N. Bohr 7

TECHNICAL SCIENCES

Artyushenko V.V., Kiselev A.V., Tayurov A.V.
Substitution of a distributed radar object with a single-point model.....14

Vostretsov A.G., Filatova S.G., Koltakova A.E.
ML estimate of critical current of the SIS-type Josephson junction 25

Zima D.N.
Broadband signals and their radio reception in radio systems with antenna arrays using the multidimensional Fourier transform 37

Kiselev A.V., Sabitov T.I.
Simulation of echo signals of the correlation meter of the speed and drift angle on a matrix simulator 51

Savenko K.V., Rogozhnikov E.V., Novichkov S.A., Lakontsev D.V.
Bandwidth of the communication line between the distributed module and the radio module of the fifth generation base station in accordance with the Open RAN paradigm.....59

ДОКЛАДЫ АН ВШ РФ
2022 январь–март № 1 (54)

ФИЗИКО-МАТЕМАТИЧЕСКИЕ НАУКИ

УДК 535.338

К 100-ЛЕТНЕМУ ЮБИЛЕЮ ТЕОРИИ Н. БОРА

А.С. Яценко
Институт автоматики и электрометрии СО РАН
Новосибирск, Россия

В статье представлены основные этапы развития учений о строении атома от древних философов до трех Нобелевских лауреатов прошлого века. Рассмотрены основы построения новых сверхтяжелых элементов.

Ключевые слова: Периодическая таблица элементов, атом, теоретические расчеты.

DOI: 10.17212/1727-2769-2022-1-7-13

Атом – это целая система, микрокосмос,
в котором десятки электронов вращаются
вокруг центрального ядра.

А.Ф. Иоффе

Физическая теория напоминает музыку,
как ее определил Лейбниц.

А. Эйнштейн

Впервые понятие атома ввели более 2000 лет тому назад мыслители прошлого греки Лейкипп и Демокрит, римлянин Лукреций и индиец Канада [1]. Они полагали, что атом – «мельчайший кирпичик» мироздания и он неделим. Такое утверждение просуществовало довольно долго – 2500 лет. Открытие новых элементов навело мыслителей прошлого на их систематику. Главное – воспринимаемый мир. Они считали, что все вещества состоят из четырех вечно существующих элементов – земля, вода, огонь и воздух. Начиная с XVII века поиск новых элементов усилился благодаря работам Марце (1786), Дальтона (1801), Проута (1815) и других. Наконец в 1860 году в Карлеуре (Германия) состоялся 1 Международный конгресс химиков, решения которого ознаменовали торжество атомно-молекулярного строения элементов. Но никто из специалистов ничего не мог сказать о строении самого атома. Были только догадки.

На основе данных о 62 элементах к тому времени начались попытки их классификации. Была принята табличная форма представления данных. Все авторы того времени исходили в своих исследованиях из случайных признаков, а не из совокупности физико-химических свойств элементов. Полную таблицу 66 элементов представил в 1871 году Д. Менделеев [2, 3]. Автор так характеризовал свою работу: «До периодического закона простые тела представляли лишь отрывочные, случайные явления природы: не было поводов ждать каких-либо новых, а вновь находимые в своих свойствах были полной неожиданной новинкой.

Исследование выполнено при поддержке Министерства науки и высшего образования РФ, № гос. регистрации 12.10.31.70.00.30.-4.

Яценко А.С. К юбилею Периодической таблицы Д. Менделеева. Сибирский физический журнал 2020 № 15, № 2.

Пять книг по оптическим спектрам атомов и ионов.

© 2022 А.С. Яценко

Периодическая законность первая дала возможность видеть не открытые еще элементы».

Понятие атома для многих людей становилось источником различных догадок. Например, в 1901 году француз Ж. Перрен впервые выдвинул гипотезу о планетарном строении атома.

Активно изучать атом начал английский ученый Дж. Томсон (1856–1940).

В 1897 году при исследовании катодных лучей он открыл электрон – частицу с отрицательным зарядом [4, 5]. А в 1903 году предложил свою модель атома – положительно заряженную сферу с вкрапленными в нее электронами.

В 1910 году Э. Резерфорд (1871–1937) уточнил модель атома Томсона. Используя α-лучи – положительно заряженные частицы при облучении металлической тонкой фольги, исследователи обнаружили, что некоторые частицы отскакивали как при упругом ударе [6, 7]. Резерфорд объяснил это тем, что положительный заряд атома сосредоточен в центре атома. «Это был совершенно невероятный случай в моей жизни», – вспоминал он. Через год (1911) Резерфорд открыл атомное ядро и представил планетарную модель атома. Согласно классической механике электрон должен двигаться по постоянной орбите вокруг ядра без потери энергии на излучение. Однако планетарная модель не выполняется по следующим причинам:

- наличие других орбит, так как вычисление электронных орбит с большим числом электронов задача сложная, траектории орбит будут приближены;
- движение электронов устойчиво в механическом отношении, а в электродинамике неустойчиво;
- неприменимость законов механики и электродинамики к движению электронов.

Открытые в 1860 году оптические спектры не определялись моделями Томсона и Резефорда. Объяснение спектральных законов не удавалось также установить числом электронов в атоме.

В 1913 году модель Резерфорда начал совершенствовать Н. Бор (1885–1962). Он отнесся к его модели более «серьезно», чем другие ученые. Бору было ясно, что модель атома можно использовать не только для объяснения некоторых экспериментов, но и для создания теории о свойствах атома. «Выяснение природы, установленной Д. Менделеевым периодичности изменения свойств, обнаруживаемой в ряду элементов, расположенных в порядке увеличения атомного номера, требует рассмотрения особенностей в последовательном заполнении электронной оболочки атомов», – писал он [9].

В своей Нобелевской речи 11 декабря 1922 года в Стокгольме Бор предпочел обсуждать периодическую таблицу в виде лестницы датского химика Ю. Томсена (1826–1909) (рис. 1). «Если в системе элементы расположены в порядке увеличения атомного веса, оставив некоторые незанятые, то химические и физические родственные элементы появляются через определенные промежутки (периоды). Незанятые клетки – неоткрытые элементы. Если их сравнить с положением уже известных, то можно предсказать свойства еще неоткрытых элементов. Предсказания могут служить для нахождения еще неоткрытых элементов, так как родственные элементы имеют тенденции следовать друг за другом», – описал схему лестницы датский физик К. Меллер Построенной Бором **теории** предложено принципиально новое решение для объяснения линейчатых спектров атомов и их закономерности, которые исследователи установили экспериментально [8–11]. Решить эту задачу можно было с помощью теории квантов, начало которой было положено М. Планком (1900), для объяснения термодинамических свойств абсолютно черного тела. Излучаться может только определенная порция – квант энер-

гии излучения. Бор сохранил все основные черты в модели Резерфорда. Атом Резерфорда и квант действия Планка – основные моменты теории атома Бора. Атом – типичный объект квантовой механики. Электрон, как материальная точка, вращающаяся вокруг массивного ядра, характеризуется его энергией, механическим моментом, проекцией момента и проекцией спина на какую-нибудь ось. Все четыре величины в сложном атоме не являются точными постоянными движения для отдельного электрона. Однако метод самосогласованного поля позволяет разделить движение отдельных электронов, чтобы характеризовать состояние каждого. При движении по стационарной орбите, согласно законам электродинамики, электрон не может излучать. Излучение непрерывно убывает, электрон будет приближаться к ядру, его частота обращения будет увеличиваться. При этом момент количества движения на орбите равен целому кратному из постоянной Планка, деленной на $2\pi \cdot \rho = nh/2\pi$, где h – постоянная Планка. Это квантовое условие для орбитального момента. И здесь Н. Бор ввел понятие об орбитах, в которых электрон не излучает. Метод отбора таких стационарных орбит – метод квантования, который является целевым обобщением идеи Планка (обмен энергиями между телами и полем излучения выражается с помощью постоянной Планка $mvr = n$).

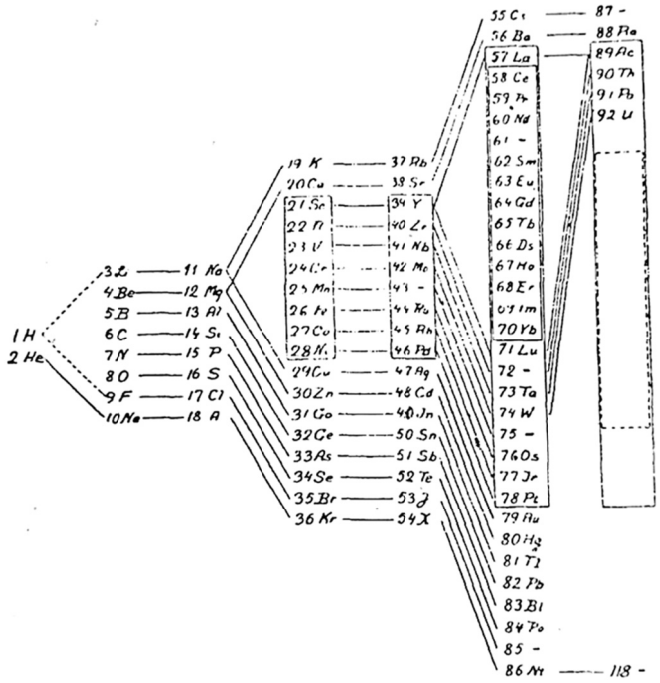

Рис. 1 – Естественная система элементов

Fig. 1 – Natural system of elements

Вот как представил **первый постулат о стационарных орбитах** автор [8]: «Среди мыслимых состояний движения атомной системы имеется ряд так называемых стационарных состояний, относительно которых предполагается, что движение частиц в этих состояниях, подчиняясь в значительном объеме классическим механическим законам, отличается, однако, своеобразной механически необъяснимой устойчивостью, в результате которой следует, что всякое остаточ-

ное изменение движения системы должно состоять в полном переходе из одного стационарного состояния в другое». Этот постулат относится к общей устойчивости атома, выражающейся в химических и физических свойствах элемента. Электроны могут находиться только на «разрешенных» орбитах, для которых выполняется условие $mvr = n\hbar$, где m – масса электрона; v – линейная скорость электрона на орбите радиусом r; $n = 1, 2, 3, ...$ – целое положительное число. Из законов классической механики следует что энергия электрона и радиусы «разрешенных» орбит могут принимать только дискретные значения. Числа n выглядели как номера орбит. Величина $n = 1$ соответствует основному состоянию атома, а $n = 2, 3, ...$ – возбужденные состояния.

Бор утверждает далее, что излучение происходит в том случае, когда электрон «перескакивает» с одной стационарной орбиты на другую с меньшей энергией. При этом электрон излучает квант электромагнитного излучения – фотон, энергия которого равна разности энергий электрона на начальной и конечной орбите, деленной на h.

Вот как представил свой второй постулат Н. Бор [8]: «В самих стационарных состояниях, в противоречии с классической электромагнитной теорией, излучение не происходит, однако процесс перехода между двумя стационарными состояниями может сопровождаться электромагнитным излучением, обладающих теми же свойствами, как излучение, посылаемое на основании классической теории электрической частицей, совершающей гармонические колебания с постоянной частотой. Эта частота ν не находится, однако, в простом отношении к движению частиц атома и определяется условием $E_1 - E_2 = \nu\hbar$, $E_1 > E_2$, где E_1, E_2 – значение атомной энергии в двух стационарных состояниях». Равенство исходит из закона сохранения энергии (**второй постулат Бора, условие частот)**. Этот постулат соответствует существованию спектров, состоящих из резких линий.

Почему именно такие орбиты? Ответить на это может современная квантовая механика. Бор же этого сделать не мог и поэтому назвал свое предположение постулатом. Как он догадался, что постоянную Планка надо делить на 2π, чтобы получить значение момента импульса на орбите? По его словам, путем чистой подгонки к формуле Бальмера $\nu = R(1/m^2 - 1/n^2)$, где R – постоянная Ридберга; n, m – целые положительные числа. С другим коэффициентом ничего не получалось.

Работа Бора была настолько из ряда вон выходящей, что сразу же взбудоражила все научное сообщество. В адрес молодого ученого и его «странной теории» было высказано немало скептических и даже враждебных слов. «Незрелая помесь идей Планка со старой механикой» – так о ней отзывались приверженцы классической физики. Ее не приняли многие известные ученые – Дж. Томсон, Дж. Рэлей, П. Зееман, М. Борн и другие. Однако со временем они согласились с его доводами. Резерфорд вспоминал: «Мне чрезвычайно импонировало то, с какой настойчивостью он защищал каждое слово, выражение, цитату». Венгерский химик Д. Хевеши в письме к Бору писал: «Когда я спросил А. Эйнштейна, что он думает о вашей теории, он ответил, что это очень интересная и важная теория». А академик В. Гинзбург вспоминал: «Полвека назад великий физик зажег маяк, который долгие годы освещал дорогу физикам всего мира». Английский физик Дж. Джинс утверждал: – «Доктор Бор пришел к чрезвычайно остроумному, оригинальному и убедительному толкованию законов спектральных линий… Сегодня единствен-

ным важным подтверждением правильности этих предположений является тот факт, что они действуют на практике». Нидерландский физик Г. Лоренц в письме к Бору писал: «Первое полное впечатление о Ваших теориях у меня сложилось после нашей беседы в саду у сэра Лоджа».

Теория атома Бора явилась большим достижением в развитии и обосновании атомной спектроскопии. Она стала основой большого числа работ, установивших ряд важных экспериментальных фактов. К недостаткам теории следует отнести ее логическую противоречивость. Глубокий анализ теории Бора показывает некую непоследовательность. Ведь с использованием законов классической механики в теории принимаются противоречивые постулаты классике. Атом – типичный объект квантовой механики. Энергия электрона в атоме – один из возможных уровней. Бор так характеризовал роль своей теории [8]: «Развитие атомной теории привело к классификации обширных областей наблюдения и указало путь пополнения этой классификации предсказанием новых фактов». С помощью своей теории в 1913 году Бор создал первую квантовую теорию атома водорода, объяснил спектр иона гелия и вычислил постоянную Ридберга. Построил в 1913–1921 годах модели атомов других элементов. В 1921–1922 годах Бор объяснил особенности периодической таблицы всех элементов. Классификация уровней энергии и переходов в атомных системах упростило процедуру сбора спектральных данных.

Своей теорией Бор как бы обобщил представления других исследователей. Например, Брэком определил число электронов в атоме методом Томсона. В 1910 году А. Гаас предложил идею атома, в которой попытался связать характер излучения со структурой атома. В 1912 году Дж. Франк и Г. Герц доказали существование в атоме дискретных уровней энергии, подтвердив теорию Бора. В 1912 году А. Зоммерфельд использовал теорию Бора на многократно периодические системы.

В последнее 60 лет появились первые сведения о ядрах новых элементов с $Z = 104 - 118$ [12]. В периодической таблице они пока не нашли законного места (рис. 2, лицевая обложка журнала [12]). Все данные пока теоретические.

Рис. 2 – Место сверхтяжелых элементов в периодической таблице

Fig. 2 – Place of superheavy elements in the periodic table

Например, в печати подробно обсуждается вопрос о 118 элементе, является ли он благородным газом. Но все это подтвердить могут только экспериментальные данные.

Вполне возможно их место – в третьей строке таблицы после лантанидов и трансурановых. Однако Ю. Оганесян говорит о возможности существования 287 новых таких элементов. И где их располагать в таблице?

Н. Бор отмечал также, что пока «теория в значительной мере находится еще в начальной стадии и существуют еще многие основные вопросы, ожидающие ответа».

Данная работа предназначена как методическое пособие широкому кругу читателей – студентов, аспирантов и научных инженеров, занимающихся вопросами атомной спектроскопии, физики плазмы и астрофизики.

ЛИТЕРАТУРА

1. **Диоген Лаэртский.** О жизни, учениях и изречениях знаменитых философов. – М.: Мысль, 1979. – 620 с.
2. **Кедров Б.М.** Прогнозы Менделеева в атомистике. В 3 т. – М.: Атомиздат, 1977–1979. – 3 т.
3. **Менделеев Д.И.** Сочинения. В 25 т. – М.: Химтеориздат, 1934–1954.
4. **Тимирязев А.К.** Жизнь и труды Дж. Томсона // Успехи химии. – 1941. – Т. 10, № 1. – С. 101–110.
5. **Капцов Н.А.** Джозеф Томсон // Советская наука. – 1940. – № 10. –С. 88–108.
6. **Резерфорд Э.** Избранные научные труды: в 2 кн. – М.: Наука, 1971–1972. – 2 кн.
7. **Капица П.Л.** Воспоминания о профессоре Эрнесте Резерфорде // Успехи физических наук. – 1938. – Т. 19, № 1. – С. 1–17.
8. **Бор Н.** О строении атомов // Успехи физических наук. – 1923. – № 4. – С. 417–448.
9. **Бор Н.** Три статьи о спектрах и строении атомов. – М.: Мосполиграф, 1923. – 156 с.
10. **Мигдал А.Б.** Квантовая физика и Нильс Бор. – М.: Знание, 1987. – 64 с.
11. **Кляус Е.М., Франкфурт У.И., Френк А.М.** Нильс Бор, 1885–1962. – М.: Наука, 1977. – 384 с.
12. **Oganessian Y.** Super heavy elements: on the 150th anniversary of the discovery of the periodic table of elements // Nuclear Physics News. – 2019. – Vol. 29. – P. 5–10.

TO THE 100TH ANNIVERSARY OF THE THEORY OF N. BOHR

Yatsenko A.S.
Institute of Automation and Electrometry, SB RAS, Novosibirsk, Russia

The article presents the main stages of the development of the teachings on the structure of the atom from ancient philosophers to three Nobel laureates of the last century. The basics of constructing new superheavy elements are considered.

Keywords: Periodic table of elements, atom, theoretical calculations.

DOI: 10.17212/1727-2769-2022-1-7-13

REFERENCES

1. Diogenes Laertes. *O zhizni, ucheniyakh i izrecheniyakh znamenitykh filosofov* [About the life, teachings and sayings of famous philosophers]. Moscow, Mysl' Publ., 1979. 620 p. (In Russian).
2. Kedrov B.M. *Prognozy Mendeleeva v atomistike*. V 3 t. [Mendeleev's forecasts in atomistics. In 3 vols]. Moscow, Atomizdat Publ., 1977–1979.
3. Mendeleev D.I. Op. in 25 volumes. Moscow: Himteorizdat, 1934.
4. Timiryazev A.K. Zhizn' i trudy Dzh. Tomsona [Life and works of J. Thomson]. *Uspekhi khimii = Russian Chemical Reviews*, 1941, vol. 10, no. 1, pp. 101–110. (In Russian).
5. Kaptsov N.A. Dzhozef Tomson [Joseph Thomson]. *Sovetskaya Nauka*, 1940, no. 10, pp. 88–108.
6. Rutherford E. *Izbrannye nauchnye trudy*. V 2 kn. [Selected scientific works. In 2 bk.]. Moscow, Nauka Publ., 1971–1972.
7. Kapitsa P.L. Vospominaniya o professore Erneste Rezerforde [Memories of Professor Ernest Rutherford]. *Uspekhi fizicheskikh nauk = Physics-Uspekhi*, 1938, vol. 19, no. 1, pp. 1–17. (In Russian).
8. Bohr N. O stroenii atomov [On the structure of atoms]. *Uspekhi fizicheskikh nauk = Physics-Uspekhi*, 1923, no. 4, pp. 417–448. (In Russian).
9. Bohr N. *Tri stat'i o spektrakh i stroenii atomov* [Three articles on the spectra and structure of atoms]. Moscow, Mospoligraf Publ., 1923. 156 p. (In Russian).
10. Migdal A.B. *Kvantovaya fizika i Nil's Bor* [Quantum Physics and Niels Bohr]. Moscow, Znanie Publ., 1987. 64 p.

11. Klyaus E.M., Frankfurt W.I., Frenk A.M. *Nil's Bor*, *1885–1962* [Niels Bohr]. Moscow, Nauka Publ., 1977. 384 p.
12. Oganessian Y. Super heavy elements: on the 150th anniversary of the discovery of the periodic table of elements. *Nuclear Physics News*, 2019, vol. 29, pp. 5–10.

СВЕДЕНИЯ ОБ АВТОРЕ

Яценко Алексей Степанович – родился в 1941 году, канд. техн. наук, ведущий инженер, Институт автоматики и электрометрии СО РАН. Область научных интересов: спектроскопия атомов и ионов. Опубликовано около 40 работ. (Адрес: 630090, Россия, Новосибирск, пр. ак. Коптюга, д. 1. E-mail: yignatenko_yulia@mail.ru).

Yatsenko Aleksey Stepanovich. (b. 1941) – Candidate of Sciences (Eng.), leading engineer, Institute of Automation and Electrometry SB RAS. (Address: 1, Koptyuga Av., Novosibirsk, 630090, Russia. E-mail: yignatenko_yulia@mail.ru).

Статья поступила 18 ноября 2021 г.
Received November 18, 2021

To Reference:

Yatsenko A.S. K 100-letnemu yubileyu teorii N. Bora [To the 100th anniversary of the theory of N. Bohr]. *Doklady Akademii nauk vysshei shkoly Rossiiskoi Federatsii = Proceedings of the Russian higher school Academy of sciences*, 2022, no. 1 (54), pp. 7–13. DOI: 10.17212/1727-2769-2022-1-7-13.

ДОКЛАДЫ АН ВШ РФ
2022 № 1 (54)

ТЕХНИЧЕСКИЕ НАУКИ

УДК 621.396.96

ЗАМЕЩЕНИЕ РАСПРЕДЕЛЕННОГО РАДИОЛОКАЦИОННОГО ОБЪЕКТА ОДНОТОЧЕЧНОЙ МОДЕЛЬЮ

В.В. Артюшенко, А.В. Киселев, А.В. Таюров
Новосибирский государственный технический университет

В статье рассмотрен способ имитации протяженных радиолокационных объектов, распределенных по угловым координатам, основанный на замещении объекта точкой, координаты которой соответствуют кажущемуся положению объекта в каждый из моментов времени. В качестве средств имитации рассматривается матричный имитатор. Исходными данными об объекте моделирования для рассматриваемого способа имитации являются функции распределения по объему объекта корреляционной функции одноименных и разноименных квадратурных компонент комплексной огибающей эхосигналов от его элементарных отражателей. Приведены аналитические соотношения, определяющие позицию кажущегося центра излучения объекта и параметры сигналов, подводимых к излучателям матрицы, в каждый момент времени на интервале моделирования. Адекватность моделирования оценена по корреляционной функции и функции распределения положения кажущегося центра излучения объекта. Достоверность предложенного способа имитации подтверждается результатами численного моделирования шумов угловых координат на примере классической многоточечной модели типового распределенного объекта и замещающей ее «блуждающей точки», сформированной простейшим четырехточечным матричным имитатором. Полученные результаты могут быть использованы для синтеза математических моделей, применяемых при разработке программно-аппаратных комплексов полунатурного моделирования электромагнитных полей, отраженных от распределенных объектов.

Ключевые слова: моделирование сложной радиолокационной цели, кажущийся центр излучения, матричный имитатор.

DOI: 10.17212/1727-2769-2022-1-14-24

Введение

Важнейшим этапом разработки радиолокационной системы (РЛС) является комплексная отработка аппаратных и программных средств с использование инструментов имитации реальной сигнально-помеховой обстановки [1].

На сегодняшний день хорошо изучены и описаны методы имитации сосредоточенных объектов [2, 3]. Однако реальные радиолокационные объекты, например, корабли, самолеты, имеют сложную геометрическую форму и размеры, соизмеримые с разрешающей способностью РЛС, следовательно, относятся к классу распределенных.

Имитация эхосигналов от распределенных объектов, как правило, основывается на «многоточечной модели» R. Delano, в которой цель представляется совокупностью большого количества статистически независимых «блестящих» точек, заполняющих область пространства, ограниченную размерами объекта [4, 5].

При облучении поверхности цели ее незатененные участки отражают зондирующий сигнал, при этом от каждой «блестящей» точки формируется собственный эхосигнал, имеющий амплитуду и фазу, которые меняются во времени и зависят от множества факторов, например, угла визирования объекта, параметров движения, влияния внешних воздействий на отражающую поверхность цели. Интерференция отраженных волн дает суммарный сигнал, который имеет в общем

© 2022 В.В. Артюшенко, А.В. Киселев, А.В. Таюров

случае случайные флуктуирующие амплитуду и фазу, а фронт суммарной электромагнитной волны на апертуре приемной антенны РЛС отличен от плоского. Направление его прихода также случайно флуктуирует [4–6]. Это явление получило название шумов угловых координат. Естественно, при имитации эти шумы должны учитываться и адекватно воспроизводиться.

Для описания шумов угловых координат в радиолокации используют плотность распределения вероятностей (ПРВ) и корреляционную функцию [4, 7].

Выражение, описывающее ПРВ шумов угловых координат, приведено в [4, 7]:

$$W(\Delta\gamma) = \frac{\mu_\gamma}{2(1+\mu_\gamma^2\Delta\gamma^2)^{3/2}}, \qquad (1)$$

где $\Delta\gamma = \gamma - m_\gamma$ – мгновенное значение отклонения кажущегося центра излучения (КЦИ) по обобщенной координате γ от математического ожидания m_γ; μ_γ – параметр, определяющий эффективную ширину распределения.

Параметр m_γ в выражении (1) определяет среднее значение измеряемого положения распределенного объекта, а параметр μ_γ определяется протяженностью объекта по координате γ.

Общее выражение для корреляционной функции шумов угловых координат получено в работе [4].

Таким образом, из-за специфических особенностей распределенных объектов их следует рассматривать как совокупность точечных отражателей. Количество отражателей для реальных объектов, как правило, велико, поэтому при радиолокационном наблюдении имеет место «блуждание» КЦИ.

Для имитации подобных объектов используются так называемые матричные имитаторы (МИ), представляющие собой систему неподвижных антенн («матрицу»), находящихся в дальней зоне антенны РЛС [8–11]. МИ позволяют сформировать требуемые флуктуации фазового фронта электромагнитной волны непосредственно на апертуре приемной антенны тестируемой РЛС, обеспечивая достоверность и полноту испытаний.

Расстояние между излучателями МИ задается таким образом, чтобы они одновременно попадали в главный лепесток диаграммы направленности приемной антенны, были ею не разрешимы. В этом случае РЛС определит угловые координаты МИ как одну точку, положение которой для одномерной задачи будет зависеть от параметров сигналов, подводимых к излучателям [4]:

$$\gamma = \frac{1 - z_0^2}{1 + 2z_0\cos(\psi) + z_0^2}, \qquad (2)$$

где γ – обобщенная угловая координата; $z_0 = U_1/U_2$ – отношение амплитуд сигналов, поступающих на первый и второй излучатели; ψ – разность фаз излучаемых МИ сигналов, приведенных в точку приема.

Обычно ограничиваются случаем $\psi = 0$ (2), при котором обеспечивается наибольшая достоверность имитации [4].

Моделирование множества точек, присущих конкретному объекту, осуществляется за счет подведения к излучателям МИ суммы сигналов, каждый из которых отвечает за моделирование одной точки из множества. При этом, в силу линейности МИ, обеспечивается имитация отражений от многоточечного объекта в целом

[3, 11]. Для реального объекта количество точек может быть достаточно велико, что приводит к сложности реализации рассмотренного подхода в реальном масштабе времени.

1. Постановка задачи

Вместе с тем известен иной подход к имитации отражений от распределенных радиолокационных объектов. Он основан на замещении моделируемого объекта одной отражающей точкой, угловое положение которой в каждый момент времени совпадает с текущим положением КЦИ. Для краткости уместно назвать его методом «блуждающей точки». Эта точка также может формироваться матричным имитатором. По сути, МИ вместо многоточечного объекта должен имитировать одну точку, замещающую объект в целом.

Такой подход рассмотрен, в частности, в работах [8, 9, 16]. Вместе с тем в них отсутствуют основные соотношения, необходимые для его практического использования.

Цель работы – обобщить основные соотношения, необходимые для реализации метода имитации распределенных радиолокационных объектов, основанного на использовании «блуждающей точки».

Для этого предполагается решить следующие задачи.

1. Обобщить соотношения, позволяющие по известным распределениям отражающих свойств по поверхности объекта рассчитывать положение КЦИ («блуждающей точки») в каждый момент времени.

2. Обобщить выражения, определяющие связь между текущим положением «блуждающей точки» для каждого момента времени и амплитудами сигналов, подводимых к излучателям МИ.

3. Экспериментально (путем численного моделирования) апробировать полученные результаты.

2. Поточечное формирование сигнала распределенного объекта

Исходными данными об объекте моделирования является функция распределения по объему объекта корреляционной функции одноименных $F_R(x,y,z,\tau)$ и разноименных $F_S(x,y,z,\tau)$ квадратурных компонент комплексной огибающей эхосигналов от его элементарных отражателей при немодулированном зондирующем сигнале [4, 12]:

$$F_R(x_m,y_m,z_m,\tau)\Delta x\Delta y\Delta z = \left\langle U_I(x_m,y_m,z_m,t)U_I(x_m,y_m,z_m,t+\tau)\right\rangle =$$
$$= \left\langle U_Q(x_m,y_m,z_m,t)U_Q(x_m,y_m,z_m,t+\tau)\right\rangle, \qquad (3)$$
$$F_S(x_m,y_m,z_m,\tau)\Delta x\Delta y\Delta z = \left\langle U_I(x_m,y_m,z_m,t)U_Q(x_m,y_m,z_m,t+\tau)\right\rangle =$$
$$= -\left\langle U_Q(x_m,y_m,z_m,t)U_I(x_m,y_m,z_m,t+\tau)\right\rangle,$$

где m – порядковый номер отражающей точки объекта; $(x_m,\ y_m,\ z_m)$ – координаты отражающей точки; $U_I(x_m,y_m,z_m,t)$, $U_Q(x_m,y_m,z_m,t)$ – синфазная и квадратурная компонента эхосигнала от отражающей точки соответственно; Δx, Δy, Δz – размеры элементарного объема с центром в точке $(x_m,\ y_m,\ z_m)$; $\langle ... \rangle$ – символ усреднения по множеству.

Функции (3) определяют интенсивность и корреляционную функцию эхосигнала от точки с координатами $(x_m,\ y_m,\ z_m)$.

Рассмотрим шаги предлагаемого алгоритма имитации.

1. Задать распределение отражающих свойств моделируемого объекта (функции $F_R(x,y,z,\tau)$ и $F_S(x,y,z,\tau)$).

2. Для используемого зондирующего сигнала РЛС сформировать эхосигналы от точек замещаемого объекта. Для этого для каждой отражающей точки моделируемого объекта, заданной координатами $(x_m,\ y_m,\ z_m)$, сформировать непрерывный нормальный случайный процесс с корреляционными функциями $F_R(x_m,y_m,z_m,\tau)$ и $F_S(x_m,y_m,z_m,\tau)$ и наложить его на зондирующий сигнал РЛС.

3. По сформированным эхосигналам от точек определить положение КЦИ в каждый момент времени в интервале моделирования.

4. Вычислить напряжения, которые необходимо подвести к излучателям МИ для обеспечения текущего положения КЦИ.

5. Подвести рассчитанные сигналы к излучателям МИ.

Отметим следующие важные моменты по представленному алгоритму, требующие прояснения и конкретизации.

По пункту 2

В простейшем случае гармонического эхосигнала от точек объекта комплексный сигнал излучающей точки определяется как

$$\dot{S}_{m,n} = \sqrt{F_R\left(x_m,y_m,z_m,n\right)}\left[\cos(\omega_m n T_d + \varphi_m) + j\sin(\omega_m n T_d + \varphi_m)\right], \qquad (4)$$

где ω_m, φ_m – частота и начальная фаза эхосигнала от m-й отражающей точки; n – номер отсчета; T_d – период дискретизации.

По пункту 3

Для определения углового положения КЦИ объекта можно воспользоваться известными соотношениями. Определим положение КЦИ при помощи пеленгационного соотношения метода амплитудной моноимпульсной пеленгации [1, 13, 14]:

$$f_\gamma\left(n\right) = \mathrm{Re}\left(\frac{\dot{U}_{\Delta\gamma}\left(n\right)}{\dot{U}_{\Sigma\gamma}\left(n\right)}\right), \qquad (5)$$

где γ – обобщенная угловая координата; $\dot{U}_{\Delta\gamma}\left(n\right)$, $\dot{U}_{\Sigma\gamma}(n)$ – n-е отсчеты комплексных сигналов разностного и суммарного каналов пеленгатора соответственно.

Поскольку угловое положение КЦИ моделируемого объекта флуктуирует, результат пеленгации (5) представляет собой случайный процесс. Автокорреляционная функция этого случайного процесса является корреляционной функцией шумов угловых координат.

Сигнал суммарного канала пеленгатора в n-й момент времени

$$\dot{U}_{\Sigma\gamma}(n) = \sum_{m=1}^{M} \dot{S}_{m,n}\ , \qquad (6)$$

где $\dot{S}_{m,n}$ – эхосигнал от m-й точки-излучателя модели с координатами $(x_m,\ y_m)$; M – общее количество излучателей модели.

Сигнал разностного канала пеленгатора в момент времени n для плоскостей визирования x и y соответственно:

$$\dot{U}_{\Delta x}(n) = \sum_{m=1}^{M} (x_m \cdot \dot{S}_{m,n}), \qquad \dot{U}_{\Delta y}(n) = \sum_{m=1}^{M} (y_m \cdot \dot{S}_{m,n}). \tag{7}$$

В простейшем случае гармонического эхосигнала от точек объекта с учетом (4) соотношения (6)–(7) принимают вид:

$$\dot{U}_{\Sigma\gamma}(n) = \sum_{m=1}^{M} \sqrt{F_R(x_m, y_m, z_m, n)} \cdot e^{j(\omega_m n T_d + \varphi_m)},$$

$$\dot{U}_{\Delta x}(n) = \sum_{m=1}^{M} x_m \sqrt{F_R(x_m, y_m, z_m, n)} \cdot e^{j(\omega_m n T_d + \varphi_m)}, \tag{8}$$

$$\dot{U}_{\Delta y}(n) = \sum_{m=1}^{M} y_m \sqrt{F_R(x_m, y_m, z_m, n)} \cdot e^{j(\omega_m n T_d + \varphi_m)}.$$

Соответственно выражение (5) для обобщенной координаты γ можно преобразовать как

$$f_\gamma(n) = \mathrm{Re}\left(\frac{\sum_{m=1}^{M} (\gamma_m \cdot \dot{S}_{m,n})}{\sum_{m=1}^{M} \dot{S}_{m,n}} \right) =$$

$$= \mathrm{Re}\left(\frac{\sum_{m=1}^{M} \gamma_m \sqrt{F_R(x_m, y_m, z_m, n)} \cdot e^{j(\omega_m n T_d + \varphi_m)}}{\sum_{m=1}^{M} \sqrt{F_R(x_m, y_m, z_m, n)} \cdot e^{j(\omega_m n T_d + \varphi_m)}} \right).$$

По пункту 4

Рассмотрим простейший двумерный МИ, образованный четырьмя излучателями, размещенными в вершинах квадрата. Для сохранения общности результатов нормируем расстояния между излучателями к половине диагонального размера излучающей части МИ (рис. 1).

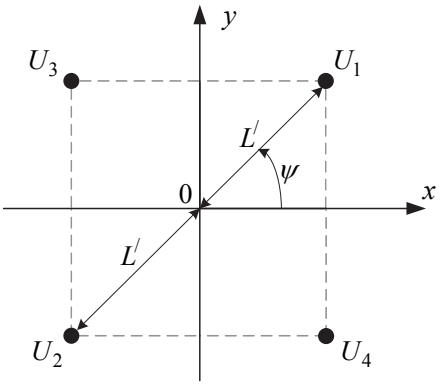

Рис. 1 – Расположение излучателей МИ

Fig. 1 – Arrangement of the matrix simulator emitters

Запишем выражения, определяющие положение КЦИ, формируемого МИ, по координатам x и y соответственно:

$$f_x(n) = \frac{\sum_{m=1}^{4} x_m U_m(n)}{\sum_{m=1}^{4} U_m(n)}, \qquad f_y(n) = \frac{\sum_{m=1}^{4} y_m U_m(n)}{\sum_{m=1}^{4} U_m(n)}.$$

Чтобы по известным координатам точки $f_x(n)$ и $f_y(n)$ в момент времени n определить амплитуды всех четырех сигналов, нужно составить два дополнительных уравнения.

Для первого уравнения примем, что амплитуда суммарного сигнала в каждый момент времени n нормирована к единице:

$$\sum_{m=1}^{4} U_m = 1.$$

В качестве второго дополнительного уравнения определим амплитуду одного из излучателей, например четвертого, равной некоторой постоянной A.

С учетом указанных ограничений можно составить следующую систему линейных алгебраических уравнений (СЛАУ):

$$\begin{cases} x_1U_1(n) + x_2U_2(n) + x_3U_3(n) + x_4U_4(n) = f_x(n), \\ y_1U_1(n) + y_2U_2(n) + y_3U_3(n) + y_4U_4(n) = f_y(n), \\ U_1(n) + U_2(n) + U_3(n) + U_4(n) = 1, \\ U_4(n) = A. \end{cases} \tag{9}$$

Решив СЛАУ (9), например методом Крамера [15], получим

$$\begin{cases} U_1(n) = \dfrac{f_x(n)+1}{2} - A, \\ U_2(n) = \dfrac{1-f_y(n)}{2} - A, \\ U_3(n) = \dfrac{f_y(n)-f_x(n)}{2} + A, \\ U_4(n) = A. \end{cases} \tag{10}$$

Соотношения (10) накладывают очевидные ограничения на значения постоянной A для обеспечения физически реализуемых амплитуд сигналов излучателей $U_i(n)$:

$$\begin{cases} A \le \dfrac{f_x(n)+1}{2}, \\ A \le \dfrac{1-f_y(n)}{2}, \\ A \le \dfrac{f_y(n)-f_x(n)}{2}, \\ A \ge 0. \end{cases}$$

3. Апробация полученных результатов

Рассмотрим простейший пример моделирования шумов угловых координат. Зададим замещаемый объект в виде 100 отражающих точек, равномерно распределенных на плоскости:

$$x_m = -0{,}1,\ -0{,}1 + \Delta x,\ ...,\ 0{,}1\,,$$

$$y_m = -0{,}1,\ -0{,}1 + \Delta y,\ ...,\ 0{,}1\,,$$

где $\Delta x = \Delta y = \dfrac{2L'\cos(\psi)}{\sqrt{M}-1}$ – расстояние между двумя соседними точками вдоль осей x и y, $L'\cos(\psi) = 0{,}1$, $M = 100$.

Частоты эхосигналов от точек замещаемого объекта зададим как

$$\omega_{m=1} = \omega_{\min}\,, \quad \omega_{m=2} = \omega_{\min} + \Delta\omega\,,\ \ldots,\ \omega_{m=M} = \omega_{\max}\,,$$

где $\Delta\omega = \dfrac{\omega_{\max} - \omega_{\min}}{M-1}$. Начальные фазы эхосигналов φ_m случайные и распределены равномерно в интервале $[0, 2\pi]$.

Следуя предложенному алгоритму, отсчеты сигналов суммарного и разностных каналов можно определить как (см. выражения (8)):

$$\dot{U}_{\Sigma}(n) = \sum_{m=1}^{4} \dot{S}_{m,n} = \sum_{m=1}^{4} U_m e^{j(\omega_m n T_d + \varphi_m)},$$

$$\dot{U}_{\Delta x}(n) = \sum_{m=1}^{4} (x_m \cdot \dot{S}_{m,n}) = \sum_{m=1}^{4} x_m U_m e^{j(\omega_m n T_d + \varphi_m)},$$

$$\dot{U}_{\Delta y}(n) = \sum_{m=1}^{4} (y_m \cdot \dot{S}_{m,n}) = \sum_{m=1}^{4} y_m U_m \times e^{j(\omega_m n T_d + \varphi_m)}.$$

Положение «блуждающей точки» в n-й момент времени согласно (5):

$$f_{\gamma}(n) = \mathrm{Re}\left(\frac{\sum_{m=1}^{4} (\gamma_m \cdot \dot{S}_{m,n})}{\sum_{m=1}^{4} \dot{S}_{m,n}} \right).$$

Зная положение КЦИ $f_{\gamma}(n)$ и задав значение постоянной A, можно определить амплитуды сигналов, подводимых к излучателям $U_i(n)$, по выражениям (10).

Сформировав выборки по 10 000 элементов и проведя 100-кратные испытания, получим оценки ПРВ и корреляционной функции шумов угловых координат. Результаты моделирования приведены на рис. 2 и 3. Там же нанесены аналогичные зависимости, полученные с использованием исходной многоточечной модели замещаемого объекта.

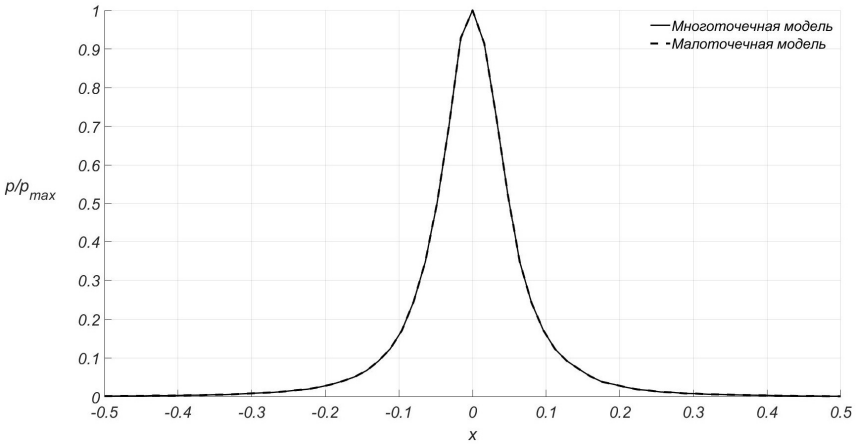

Рис. 2 – ПРВ шумов угловых координат, полученная при помощи многоточечной модели и с помощью метода «блуждающей точки»

Fig. 2 – PDF of angular noise obtained using a multi-point model and using the «wandering point» method

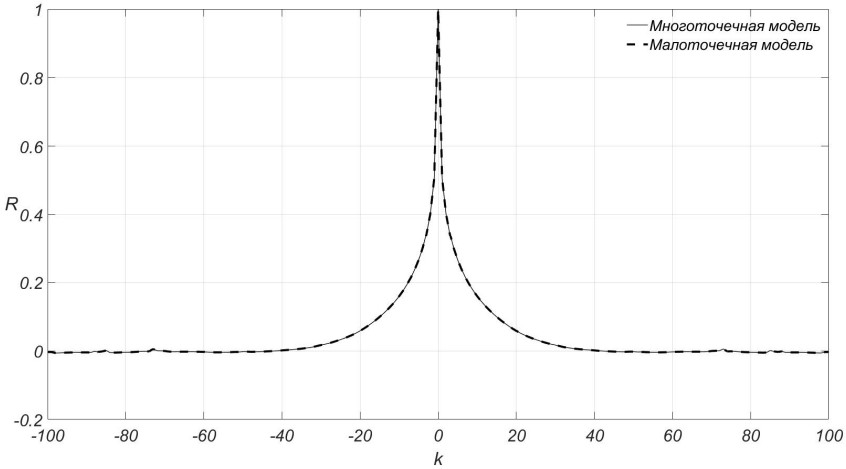

Рис. 3 – Корреляционные функции шумов угловых координат, полученные при помощи многоточечной модели и с помощью метода «блуждающей точки»

Fig. 3 – Correlation functions of angular noise obtained using a multi-point model and using the «wandering point» method

Результаты численных экспериментов показывают хорошее совпадение ПРВ и корреляционной функции шумов угловых координат для классической многоточечной модели и замещающей ее «блуждающей точки», что подтверждает правильность сделанных предположений и полученных соотношений.

Заключение

В данной работе рассмотрен метод имитации шумов угловых координат распределенного радиолокационного объекта, основанный на его замещении «блуждающей точкой». Представлен обобщенный алгоритм имитации на основе метода

«блуждающей точки» и пояснения по его применению. Приведены результаты численного моделирования, подтверждающие корректность представленных соотношений.

ЛИТЕРАТУРА

1. **Канащенков А.И., Меркулов В.И.** Радиолокационные системы многофункциональных самолетов. Т. 1. РЛС – информационная основа боевых действий многофункциональных самолетов. Системы и алгоритмы первичной обработки радиолокационных сигналов. – М.: Радиотехника, 2006. – 656 с.
2. **Тверской Г.Н., Терентьев Г.К, Харченко И.П.** Имитаторы эхо-сигналов судовых радиолокационных станций. – Л.: Судостроение, 1973. – 224 с.
3. **He W., Zhang L., Li N.** A new method to improve precision of target position in RFSS // 2007 International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology. – Guilin, China, 2007. – P. 1–3. – DOI: 10.1109/ICMMT.2007.381335.
4. **Островитянов Р.В., Басалов Ф.А.** Статистическая теория радиолокации протяженных целей. – М.: Радио и связь, 1982. – 232 с.
5. **Делано Р.** Теория «мерцания» цели и угловые ошибки при радиолокационном сопровождении // Вопросы радиолокационной техники. – 1954. – № 1 (19). – С. 108–119.
6. **Давидович И.В., Жуковский А.П.** Описание сигнала, отраженного от протяженной статистически неровной поверхности, с помощью модели зеркальных точек // Сборник научных трудов МЭИ. – М., 1987. – Т. 126. – С. 22–26.
7. **Skolnik M.I.** Radar handbook. – 3rd ed. – New York: McGraw Hill, 2008. – 1352 p.
8. **Sisle M.E., McCarthy E.D.** Hardware-in-the-loop simulation for an active missile // Simulation. – 1982. – Vol. 39, iss. 5. – P. 159–167.
9. Hardware-in-the-loop simulation system of Beijing simulation center / X. Chen, Z. Jiang, D. Wang, W. Zhang // Proceedings of the SPIE. – 1998. – Vol. 3368: Technologies for Synthetic Environments: Hardware-in-the-Loop Testing III (13 July 1998). – DOI: 10.1117/12.316373.
10. RF target and decoy simulator / D. Wayne, A. Tellakula, G. Cawthon, J. Langston, C. Pinson, M. Awadalla // AMTA 2011 Proceedings. – Englewood, US, 2011. – P. 485–490.
11. **Wayne D., McBride S., McKenna J.** Multiple target, dynamic RF scene generator // AMTA 2016 Proceedings. – Austin, TX, 2016. – P. 319–324.
12. **Анфиногенов А.Ю., Школьный Л.А.** Моделирование радиолокационных портретов распределенных объектов сложной формы // Радиотехника. – 2000. – № 3. – С. 64–68.
13. **Леонов А.И., Фомичев К.И.** Моноимпульсная радиолокация. – М.: Радио и связь, 1984. – 312 с.
14. **Richards M.A., Scheer J.A., Holm W.A.** Principles of modern radar. Vol. 1. Basic principles. – Edison: Scitech, 2010. – 960 p.
15. **Выгодский М.Я.** Справочник по высшей математике. – М.: АСТ: Астрель, 2008. – 991 с.
16. Patent № 6950057 US. Complex radar target simulator / Mussell P., Fletcher M. – Date of Patent 27.09.2005.

SUBSTITUTION OF A DISTRIBUTED RADAR OBJECT WITH A SINGLE-POINT MODEL

Artyushenko V.V., Kiselev A.V., Tayurov A.V.
Novosibirsk State Technical University, Novosibirsk, Russia

The article discusses a method for simulating extended radar objects distributed along angular coordinates, based on replacing the object with a point, the coordinates of which correspond to the apparent position of the object at any specific time. A matrix simulator is considered as simulation facilities. For considered simulation method an initial data on a modeling object are the distribution functions over the volume of the object of the correlation function of the same and oppo-

site quadrature components of the complex envelope of echo signals from elementary reflectors of the object. Analytical relations are given that determine a position of the object apparent center of radiation and the parameters of the signals supplied to the matrix emitters at any specific time in the simulation interval. The modeling adequacy is estimated by the correlation function and the distribution function of the apparent center of object radiation position. The accuracy of the proposed simulation method is confirmed by the results of numerical modeling of angular noise using the example of the classical multi-point model of a typical distributed object and its replacement «wandering point» formed by the simplest four-point matrix simulator. These results can be used for the synthesis of mathematical models used for developing hardware-software systems for the semi-realistic simulation of electromagnetic fields reflected from distributed objects.

Keywords: simulation of a complex radar target, apparent center of radiation, reflections from distributed objects, matrix simulator.

DOI: 10.17212/1727-2769-2022-1-14-24

REFERENCES

1. Kanashchenkov A.I., Merkulov V.I. *Radiolokatsionnye sistemy mnogofunktsional'nykh samoletov*. T. 1. *RLS – informatsionnaya osnova boevykh deistvii mnogofunktsional'nykh samoletov. Sistemy i algoritmy pervichnoi obrabotki radiolokatsionnykh signalov* [Multifunctional aircraft radar systems. Vol. 1. The radar is the information basis for the combat operations of multifunctional aircraft. Systems and algorithms for the initial processing of radar signals]. Moscow, Radiotekhnika Publ., 2006. 656 p.
2. Tverskoi G.N., Terent'ev G.K, Kharchenko I.P. *Imitatory ekho-signalov sudovykh radiolokatsionnykh stantsii* [Echo shipboard radar simulators]. Leningrad, Sudostroenie Publ., 1973. 224 p.
3. He W., Zhang L., Li N. A new method to improve precision of target position in RFSS. *2007 International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology*, Guilin, China, 2007, pp. 1-3. DOI: 10.1109/ICMMT.2007.381335.
4. Ostrovityanov R.V., Basalov F.A. *Statisticheskaya teoriya radiolokatsii protyazhennykh tselei* [Statistical theory of extended objectives radar]. Moscow, Radio i svyaz' Publ., 1982. 232 p.
5. Delano R. Teoriya "mertsaniya" tseli i uglovye oshibki pri radiolokatsionnom soprovozhdenii [Theory of glitter and angular errors during the radar tracking]. *Voprosy radiolokatsionnoi tekhniki = Problems of Radar Engineering*, 1954, no. 1 (19), pp. 108–119. (In Russian).
6. Davidovich I.V., Zhukovskii A.P. Opisanie signala, otrazhennogo ot protyazhennoi statisticheski nerovnoi poverkhnosti, s pomoshch'yu modeli zerkal'nykh tochek [Description of the signal reflected from an extended statistically uneven surface using a model of specular points]. *Sbornik nauchnykh trudov MEI* [Colltction of scientific works of MPEI]. Moscow, 1987, vol. 126, pp. 22–26.
7. Skolnik M.I. *Radar handbook*. 3rd ed. New York, McGraw Hill, 2008. 1352 p.
8. Sisle M.E., McCarthy E.D. Hardware-in-the-loop simulation for an active missile. *Simulation*, 1982, vol. 39, iss. 5, pp. 159–167.
9. Chen X., Jiang Z., Wang D., Zhang W. Hardware-in-the-loop simulation system of Beijing simulation center. *Proceedings of the SPIE*, 1998, vol. 3368. DOI: 10.1117/12.316373.
10. Wayne D., Tellakula A., Cawthon G., Langston J., Pinson C., Awadalla M. RF target and decoy simulator. *AMTA 2011 Proceedings*, Englewood, US, 2011, p. A11-0133.
11. Wayne D., McBride S., McKenna J. Multiple target, dynamic RF scene generator. *AMTA 2016 Proceedings*, Austin, TX, 2016, pp. 319–324.
12. Anfinogenov A.Yu., Shkol'nyi L.A. Modelirovanie radiolokatsionnykh portretov raspredelennykh ob"ektov slozhnoi formy [Modeling radar portraits of complex shape distributed objects]. *Radiotekhnika = Radioengineering*, 2000, no. 3, pp. 64–68.
13. Leonov A.I., Fomichev K.I. *Monoimpul'snaya radiolokatsiya* [Monopulse radar]. Moscow, Radio i svyaz' Publ., 1984. 312 p.
14. Richards M.A., Scheer J.A., Holm W.A. *Principles of modern radar*. Vol. 1. *Basic principles*. Edison, Scitech, 2010. 960 p.

15. Vygodskii M.Ya. *Spravochnik po vysshei matematike* [Handbook of higher mathematics]. Moscow, AST Publ., Astrel' Publ., 2008. 991 p.
16. Mussell P., Fletcher M. *Complex radar target simulator*. Patent US, no. 6950057, 2005.

СВЕДЕНИЯ ОБ АВТОРАХ

Артюшенко Вадим Валерьевич – родился в 1992 году, канд. техн. наук, старший преподаватель кафедры радиоприемных и радиопередающих устройств Новосибирского государственного технического университета. Область научных интересов: математическое моделирование, имитация радиотехнических сигналов. Опубликовано более 20 научных работ. (Адрес: 630073, Россия, Новосибирск, пр. Карла Маркса, 20, E-mail: artushenkomail@mail.ru).

Artyushenko Vadim Valeryevich (b. 1992) – Candidate of Science (Eng.), Assistant Professor at the Department of Radio receiving and Radio transmitting Devices, Novosibirsk State Technical University. His research interests are currently focused on mathematical simulation and radio signal simulation. He is author more 20 scientific papers. (Address: 20, Karl Marx Av., Novosibirsk, 630073, Russia, E-mail: artushenkomail@mail.ru).

Киселев Алексей Васильевич – родился в 1958 году, д-р техн. наук, профессор кафедры радиоприемных и радиопередающих устройств Новосибирского государственного технического университета. Область научных интересов: имитационное моделирование сложной радиоэлектронной обстановки, радиолокация, радиосвязь. Имеет более 160 публикаций. (Адрес: 630073, Россия, Новосибирск, пр. Карла Маркса, 20, E-mail: nil_rtu@ngs.ru).

Kiselev Alexey Vasilevich (b. 1958) – Doctor of Sciences (Eng.), a professor at the Department of Radio receiving and Radio transmitting Devices, Novosibirsk State Technical University. His research interests are currently focused on simulation of complex electronic environment, radar detecting and ranging, and radio communication. He is author more 150 scientific papers. (Address: 20, Karl Marx Av., Novosibirsk, 630073, Russia, E-mail: nil_rtu@ngs.ru).

Таюров Антон Викторович – родился в 1997 году, аспирант кафедры радиоприемных и радиопередающих устройств Новосибирского государственного технического университета. Область научных интересов: математическое моделирование радиолокационных отражений, радиолокация, радиосвязь. Опубликовано три научные работы. (Адрес: 630073, Россия, Новосибирск, пр. Карла Маркса, 20, E-mail: ya.antoha.rt@gmail.com).

Tayupov Anton Viktorovich (b. 1997) – Postgraduate student at the Department of Radio receivers and Radio Transmitting Devices, Novosibirsk State Technical University. His research interests are currently focused on mathematical modeling of radar reflections, radar, radio communication. He is 3 scientific papers. (Address: 20, Karl Marx Av., Novosibirsk, 630073, Russia, E-mail: ya.antoha.rt@gmail.com).

Статья поступила 06 ноября 2021 г.
Received November 06, 2021

To Reference:

Artyushenko V.V., Kiselev A.V., Tayurov A.V. Zameshchenie raspredelennogo radiolokatsionnogo ob"ekta odnotochechnoi model'yu [Substitution of a distributed radar object with a single-point model]. *Doklady Akademii nauk vysshei shkoly Rossiiskoi Federatsii = Proceedings of the Russian higher school Academy of sciences*, 2022, no. 1 (54), pp. 14–24. DOI: 10.17212/1727-2769-2022-1-14-24.

ДОКЛАДЫ АН ВШ РФ
2022 № 1 (54)

ТЕХНИЧЕСКИЕ НАУКИ

УДК 519.254: 538.945: 53.072.8: 53.088.23

МП ОЦЕНКА КРИТИЧЕСКОГО ТОКА КОНТАКТА ДЖОЗЕФСОНА SIS-ТИПА

А.Г. Вострецов[1,2], С.Г. Филатова[1], А.Е. Колтакова[1]
[1]*Новосибирский государственный университет*
[2]*Институт горного дела им. Н.А. Чинакала СО РАН*

Ключевым элементом нового направления в электронике – криогенной электронике является сверхпроводниковый контакт Джозефсона SIS-типа. Появление производств сверхпроводниковых интегральных схем обусловило необходимость создания автоматизированных систем контроля параметров элементов таких схем. В связи с этим стало актуальным решение задачи разработки эффективных алгоритмов, реализующих измерение параметров в автоматическом режиме. В настоящей работе предлагается алгоритм оценки критического тока – одного из основных параметров контакта SIS-типа. Алгоритм предусматривает возбуждение контакта Джозефсона последовательностью импульсов тока треугольной формы, измерение отсчетов тока до и после достижения критического значения в пределах каждого импульса и на основе результатов измерений вычисление оценки величины критического тока. Алгоритм синтезирован на основе метода максимального правдоподобия, ориентирован на реализацию в цифровых информационно-измерительных системах, учитывает наличие шумовой составляющей в тестовом сигнале и в первичном измерительном преобразователе цифровой системы, а также дискретный характер измерительной информации. Приводятся характеристики эффективности алгоритма (величина смещения оценки, ее среднеквадратическое отклонение (СКО) и общая погрешность оценки), полученные методом статистического моделирования на ЭВМ. Показано, что наличие аддитивного шума на выходе источника, задающего тестовый ток через контакт, является ключевым требованием для обеспечения высокой эффективности алгоритма. Исследовано влияние шумов измерителя на качество оценки критического тока. Показано, что при отношении СКО шумов источника и измерителя к величине измеряемого критического тока в диапазоне от 0,005 до 0,01 общая погрешность оценки не превышает 0,9 %.

Ключевые слова: контакт Джозефсона, критический ток, оценка параметров, аддитивный шум, оценка максимального правдоподобия.

DOI: 10.17212/1727-2769-2022-1-25-36

Введение

Потребности в новой элементной базе для создания быстродействующих электронных устройств и достижения ученых в области нанотехнологий и физики конденсированного состояния создали условия для бурного развития нового направления в электронике – криогенной электроники.

Одним из основных элементов, используемых в квантовой криогенной электронике, является контакт Джозефсона. Спектр технологий и материалов, используемых для создания контактов Джозефсона, непрерывно расширяется, появилось понятие сверхпроводниковой интегральной схемы (СПИС), возникли предприятия по производству таких схем [1]. Создание СПИС, содержащих десятки тысяч контактов Джозефсона, требует высокой повторяемости их характеристик, накла-

Исследование выполнено при финансовой поддержке Министерства науки и высшего образования РФ, проект № FSUN-2020-0007.

© 2022 А.Г. Вострецов, С.Г. Филатова, А.Е. Колтакова

дывает новые требования к их конструкции. Составной частью контроля контактов Джозефсона в процессе производства устройств на их основе и при проведении исследований является измерение их параметров. Актуальной является проблема автоматизации таких измерений [1] и разработки соответствующих алгоритмов, которые бы позволили проводить измерение и контроль параметров контактов Джозефсона в автоматическом режиме в цифровом виде с требуемой точностью. В настоящее время публикации, посвященные разработке алгоритмов автоматического контроля параметров контактов Джозефсона, практически отсутствуют. В настоящей работе решается задача разработки алгоритма для автоматического измерения одного из основных параметров контакта Джозефсона – критического тока. Синтез алгоритма осуществлен для контакта SIS-типа (сверхпроводник-изолятор-сверхпроводник) и ориентирован на реализацию в цифровом виде.

1. Модель наблюдаемых данных

Типовая вольт-амперная характеристика (ВАХ) контакта Джозефсона SIS-типа хорошо аппроксимируется кусочно-линейной зависимостью, ее вид показан на рис. 1 [1, 2]. Представленная в таком виде ВАХ полностью определяется следующими параметрами: критический ток I_c – максимальное значение сверхтока при $V = 0$, щелевое напряжение V_g, ток I_g, при котором контакт переходит в нормальное состояние, нормальное сопротивление контакта R_N, сопротивление R_{lg}, характеризующее ток утечки барьерного слоя и обусловленное несовершенством материала прослойки.

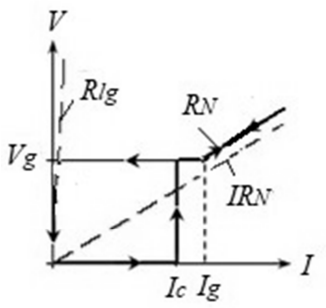

Рис. 1 – ВАХ контакта Джозефсона SIS-типа

Fig. 1 – VAC contact Josephson SIS-type

Из рис. 1 видно, что для измерения критического тока необходимо пропускать через контакт Джозефсона нарастающий ток и одновременно измерять напряжение на нем. До тех пор, пока значение тока, протекающего через контакт, будет меньше критического, контакт будет находиться в сверхпроводящем состоянии, и напряжение на нем будет равным нулю. В момент, когда значение тока станет равным критическому, напряжение на контакте скачком возрастет до величины V_g. Фиксируя значение тока в этот момент, получим оценку критического тока.

Поскольку измерение тока происходит с некоторой погрешностью, для получения высокоточной оценки необходимы многократные измерения. Учитывая, что ВАХ контакта Джозефсона носит гистерезисный характер, для проведения многократных измерений необходимо после каждого измерения возвращать контакт в сверхпроводящее состояние, т. е. уменьшать ток до нуля. В настоящей работе многократные измерения реализованы путем пропускания через контакт формируемых источником импульсов тока треугольной формы (рис. 2).

Ток на выходе источника будет представлять собой аддитивную смесь сформированных импульсов и обусловленной собственными шумами источника случайной составляющей и задаваться выражением

$$I_{И}(t)=\begin{cases}\left[t-(k-1)T\right]v_I^{+}+\xi_I(t),\ t\in\left[0+(k-1)T,\tau_I^{+}+(k-1)T\right],\ k=1,...,n;\\ \xi_I(t),\ t\in\left(\tau_I^{+}+(k-1)T,kT\right],\ k=1,...,n,\end{cases}\qquad(1)$$

где v_I^{+} – скорость нарастания тока; τ_I^{+} – время нарастания тока в импульсе; $\xi_I(t)$ – составляющая, представляющая собой стационарный дифференцируемый гауссовский процесс с нулевым средним, дисперсией σ_ξ^2; n – количество импульсов тока в пачке; T – период повторения импульсов. В соответствии с этим максимальное значение импульса тока в отсутствие шума будет равно $I_m=v_I^{+}\tau_I^{+}$.

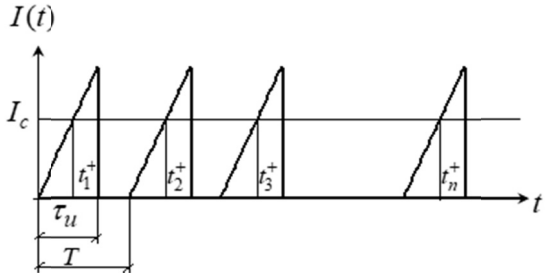

Рис. 2 – Последовательность импульсов треугольной формы на выходе источника тока

Fig. 2 – A sequence of triangular pulses generated by a current source

Поскольку для измерения критического тока предполагается использовать аналого-цифровую измерительную систему, длительность τ_I^{+} нарастания тока в пределах импульса, а также период следования импульсов T выберем равными целому числу периодов дискретизации τ_d: $\tau_I^{+}=M^{+}\tau_d$, $T=M_T\tau_d$, где M^{+} и M_T – целые числа. Исходя из этого длительность импульса по основанию будет равна $M^{+}\tau_d$.

Кроме того, измеритель тока вносит в результат измерений случайную погрешность, обусловленную собственными шумами электронных компонентов. Предполагается, что собственные шумы измерителя тока представляют собой стационарный дифференцируемый гауссовский процесс $\eta_I(t)$ с нулевым средним значением и в общем случае – с неизвестной дисперсией σ_I^2. Таким образом, измеренные значения тока будут определяться выражением

$$I(t)=I_{И}(t)+\eta_I(t).\qquad(2)$$

Поскольку для контактов Джозефсона величина щелевого напряжения V_g является достаточной большой (для контактов Nb/AlOx/Nb $V_g\approx 3$ мВ при температуре 4,2К), фиксация момента времени, когда величина тока через контакт Джозефсона достигнет критического значения I_c, путем измерения напряжения на контакте и сравнения его с пороговым значением не вызывает затруднений и может быть реализована практически достоверно. В качестве порогового значения напряжения П можно выбрать, например, половину расчетного для данного типа

контакта значения щелевого напряжения, т. е. $\Pi = V_g / 2$, что намного превышает среднеквадратическую погрешность измерителя напряжения σ_V. Однако значения токов при этом остаются достаточно малыми (порядка десятков или сотен микроампер) и могут быть соизмеримыми с уровнем шумов измерительной аппаратуры, что является основным источником погрешности измерения. В настоящей работе решается задача разработки цифровых алгоритмов измерения критического тока контактов Джозефсона SIS-типа, учитывающих особенности измерений в условиях действия флуктуационных шумов и пригодных для реализации в автоматическом режиме.

2. Статистический синтез алгоритма оценки критического тока контакта Джозефсона

Обозначим $\mathbf{t}^+ = \left\{t_1^+, ..., t_n^+\right\}^{\mathrm{T}}$ вектор, составленный из времен пересечения током $I(t)$ критического значения I_c, отсчитываемых от начала k-го импульса. В работах [3, 4] показано, что при больших отношениях сигнал/шум $q = I_m / \sigma_\xi$ плотность вероятности вектора $\mathbf{t}^+$ может быть представлена в следующем виде:

$$w(\mathbf{t}^+) = \left(\frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_+}\right)^n \exp\left\{-\frac{1}{2\sigma_+^2}\sum_{k=1}^{n}\left(t_k^+ - t_0^+\right)^2\right\} =$$

$$= \left(\frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_+}\right)^n \exp\left\{-\frac{1}{2\sigma_k^2}\sum_{k=1}^{n}\left[t_k^+ - \frac{I_c}{v_I^+}\right]^2\right\}, \qquad (3)$$

где $\sigma_+^2 = 1\Big/\left[qv_I^+\right]^2$ – дисперсия отсчетов компонентов вектора отсчетов $\mathbf{t}^+$.

В автоматизированной системе измерений доступными для измерения являются отсчеты тока и напряжения на контакте Джозефсона. Поэтому в качестве исходных данных для синтеза алгоритма примем последовательность синхронных отсчетов значений тока и напряжения, взятых с шагом τ_d соответственно на выходах измерителей тока и напряжения на контакте Джозефсона при его возбуждении пачкой равноотстоящих треугольных импульсов тока, задаваемых выражением (1). Всю информацию о значении критического тока I_c на нарастающем участке k-го импульса несут пары соседних отсчетов I_k^{+-} и I_k^{++} значений тока в окрестности I_c, взятых соответственно до $\left(I_k^{+-}\right)$ и после $\left(I_k^{++}\right)$ пересечения критического значения. На рис. 3 показаны временная диаграмма синхронных отсчетов напряжения $V(t)$ и тока $I(t)$, отсчитываемых от начала k-го импульса, и значения отсчетов I_k^{+-} и I_k^{++}.

Моментам взятия отчетов I_k^{+-} и I_k^{++} соответствуют моменты времени $N_k^{+-}\tau_d$ и $N_k^{++}\tau_d$ синхронно взятых соседних отсчетов напряжения на контакте Джозефсона $V_{N_k^{+-},k}$ и $V_{N_k^{++},k}$ соответственно до и после скачка напряжения.

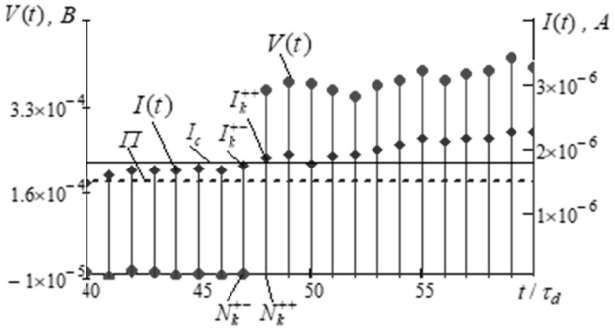

Рис. 3 – Временная диаграмма синхронных отсчетов напряжения и тока

Fig. 3 – Timing diagram of synchronous voltage and current readings

Предположим, что шаг дискретизации τ_d настолько мал, что ток между соседними отсчетами I_k^{+-} и I_k^{++} может быть с высокой точностью аппроксимирован линейной функцией. Тогда для моментов времени t_k^+, $k = 1,...,n$, когда происходит пересечение уровня I_c снизу вверх, при высокой точности измерения тока справедливо следующее приближение [5]:

$$t_k^+ \approx \left(\frac{I_c - I_k^{+-}}{I_k^{++} - I_k^{+-}} \right) \tau_d + N_k^{+-} \tau_d , \quad k = 1, ..., n . \tag{4}$$

Подставляя (4) в (3), получим

$$w\left(\overrightarrow{t^+}\right) = \left(\frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_+} \right)^n \exp\left\{ -\frac{1}{2\sigma_+^2} \sum_{k=1}^{n} \left(\tau_d \left(\frac{I_c - I_k^{+-}}{I_k^{++} - I_k^{+-}} \right) + N_k^{+-} \tau_d - \frac{I_c}{v_I^+} \right)^2 \right\} . \tag{5}$$

Рассмотрим оценку I_c для двух случаев: при точно известном значении скорости v_I^+ нарастания тока в импульсе и при отсутствии информации об этом. Для получения оценки критического тока используем метод максимального правдоподобия.

При известном значении v_I^+ искомая оценка будет решением уравнения

$$\frac{\partial \log\left[w\left(\overrightarrow{t^+}\right) \right]}{\partial I_c} = 0 \tag{6}$$

и примет следующий вид:

$$\hat{I}_c = \frac{\sum_{k=1}^{n} \frac{\left(I_k^{++} - I_k^{+-} - \tau_d v_I^+ \right) \left[N_k^{+-} \tau_d \left(I_k^{++} - I_k^{+-} \right) - \tau_d I_k^{+-} \right]}{v_I^+ \left(I_k^{++} - I_k^{+-} \right)^2}}{\sum_{k=1}^{n} \left[\frac{I_k^{++} - I_k^{+-} - \tau_d v_I^+}{v_I^+ \left(I_k^{++} - I_k^{+-} \right)} \right]^2} . \tag{7}$$

В качестве высокоточной оценки параметра v_I^+ можно использовать оценку, полученную в ходе текущего эксперимента на нарастающих участках тока *n* импульсов. Используя метод наименьших квадратов и минимизируя величину $\sum_{k=1}^{n}\sum_{i=1}^{M_I^+}\left(I_i^{(k)} - v_I^+ i\tau_d\right)^2$, где $I_i^{(k)}$ – отсчет тока в момент времени $i\tau_d + (k-1)M_T\tau_d$, получим оценку $\hat{v}_I^+$ скорости нарастания тока v_I^+ в следующем виде:

$$\hat{v}_I^+ = \frac{\sum_{k=1}^{n}\sum_{i=1}^{M_I^+} iI_i^{(k)}}{\tau_d \sum_{k=1}^{n}\sum_{i=1}^{M_I^+} i^2} = \frac{6\sum_{k=1}^{n}\sum_{i=1}^{M_I^+} iI_i^{(k)}}{\tau_d n M_I^+ (M_I^+ + 1)(2M_I^+ + 1)}. \tag{8}$$

Альтернативным подходом при неизвестном точном значении v_I^+ является решение системы уравнений правдоподобия относительно I_c и v_I^+:

$$\frac{\partial \log\left[w\left(\overrightarrow{t^+}\right)\right]}{\partial I_c} = 0; \qquad \frac{\partial \log\left[w\left(\overrightarrow{t^+}\right)\right]}{\partial v_I^+} = 0. \tag{9}$$

Решая уравнение (9) относительно I_c и v_I^+, получим:

$$\hat{I}_c = \frac{\left(\sum_{k=1}^{n} N_k^{+-} + \sum_{k=1}^{n}\frac{I_k^{+-}}{I_k^{+-} - I_k^{++}}\right)\sum_{k=1}^{n}\frac{1}{I_k^{+-} - I_k^{++}} - n\sum_{k=1}^{n}\frac{I_k^{+-} + N_k^{+-}\left(I_k^{+-} - I_k^{++}\right)}{\left(I_k^{+-} - I_k^{++}\right)^2}}{\left(\sum_{k=1}^{n}\frac{1}{I_k^{+-} - I_k^{++}}\right)^2 - n\sum_{k=1}^{n}\left(\frac{1}{I_k^{+-} - I_k^{++}}\right)^2}; \tag{10}$$

$$\hat{v}_I^+ = \left[\left(\sum_{k=1}^{n} N_k^{+-} + \sum_{k=1}^{n}\frac{I_k^{+-}}{I_k^{+-} - I_k^{++}}\right)\sum_{k=1}^{n}\frac{1}{I_k^{+-} - I_k^{++}} - n\sum_{k=1}^{n}\frac{I_k^{+-} + N_k^{+-}\left(I_k^{+-} - I_k^{++}\right)}{\left(I_k^{+-} - I_k^{++}\right)^2}\right] \Bigg/$$

$$\Bigg/ \left\{\tau d\left[\sum_{k=1}^{n}\frac{N_k^{+-}}{I_k^{+-} - I_k^{++}} + \sum_{k=1}^{n}\frac{I_k^{+-}}{\left(I_k^{+-} - I_k^{++}\right)^2}\right]\sum_{k=1}^{n}\frac{1}{I_k^{+-} - I_k^{++}} - \right.$$

$$\left. -\left(\sum_{k=1}^{n} N_k^{+-} + \sum_{k=1}^{n}\frac{I_k^{+-}}{I_k^{+-} - I_k^{++}}\right)\sum_{k=1}^{n}\frac{1}{\left(I_k^{+-} - I_k^{++}\right)^2}\right\}. \tag{11}$$

Поскольку для оценки параметра v_I^+ в выражении (8) используется большее число отсчетов наблюдаемого процесса, чем в выражении (11), оценка (8) оказывается в несколько раз точнее оценки (11). Однако результаты исследования

полной погрешности оценок критического тока (7) и (10) показали, что они практически идентичны. Преимуществом оценки (10) является то, что при каждом измерении она не требует отдельной процедуры оценивания параметра v_I^+, тем самым упрощая реализацию автоматизированного измерения.

Таким образом, алгоритм для автоматизированного измерения критического тока контакта Джозефсона SIS-типа предполагает следующую последовательность действий:

- на контакт Джозефсона подается пачка из *n* равноотстоящих импульсов тока треугольной формы, задаваемых выражением (1);
- с помощью цифровых измерителей тока и напряжения в пределах длительности пачки импульсов формируются векторы синхронных отсчетов тока, протекающего через контакт, и напряжения на его выводах;
- в пределах каждого импульса определяются номера соседних отсчетов N_k^{+-} и N_k^{++}, при которых напряжение на контакте было соответственно меньше и больше порогового уровня П, и соответствующие им отсчеты тока I_k^{+-} и I_k^{++};
- по формуле (10) вычисляется оценка критического тока $\hat{I}_c$.

3. Результаты моделирования

Для оценки эффективности предложенного алгоритма (10) было проведено статистическое моделирование алгоритма при следующих исходных данных: $I_c = 1{,}8$ мкА; $I_{\max} = 2{,}12 I_c$; $V_g = 365$ мкВ; $R_N = 150$ Ом; $R_{lg} = 4{,}5$ кОм; $I_g = 1{,}98$ мкА. Шаг дискретизации принимался постоянным в течение всех экспериментов и равным $\tau_d = 1{,}25$ мкс. Длительность переднего фронта выбиралась кратной целому числу периодов дискретизации. Таким образом, в зависимости от числа отсчетов на переднем фронте импульса менялась крутизна переднего фронта $\nu_I^+ = \dfrac{I_{\max}}{(M^+ - 1)\tau_d}$. Моделирование проводилось в математической среде MATLAB. В качестве критерия эффективности алгоритма использовалась полученная по результатам статистических испытаний оценка полной относительной погрешности оценки критического тока

$$\delta_{\hat{I}_c} = \sqrt{\left(\frac{\Delta_{\hat{I}_c}}{I_c}\right)^2 + \left(\frac{\sigma_{\hat{I}_c}}{I_c}\right)^2}, \qquad (12)$$

где $\Delta_{\hat{I}_c} \approx \left(\dfrac{1}{N_e}\sum_{i=1}^{N_e}\hat{I}_{ci}\right) - I_c$ – оценка величины смещения оценки (10); $\sigma_{\hat{I}_c} \approx \dfrac{1}{N_e}\sqrt{\sum_{i=1}^{N_e}\left(\hat{I}_{ci} - \dfrac{1}{N_e}\sum_{j=1}^{N_e}\hat{I}_{cj}\right)^2}$ – оценка величины среднеквадратического отклонения оценки (10); $\hat{I}_{ci}$ ($\hat{I}_{cj}$) – значения оценок (10) в *i*-м (*j*-м) испытании; N_e – число экспериментов. В ходе моделирования по $N_e = 10\,000$ статистических экспериментов оценивались зависимости полной относительной погрешности (12) от следующих параметров алгоритма: $\dfrac{\sigma_\xi}{I_c}$ – нормированное СКО отсчетов тока,

генерируемого источником; $\frac{\sigma_I}{I_c}$ – нормированная среднеквадратическая погрешность измерителя тока; n – число импульсов в пачке; M^+ – число отсчетов на нарастающем фронте импульса. Поскольку длительность нарастающего фронта импульса принята равной целому числу интервалов дискретизации, то в зависимости от M^+ изменялась, как было отмечено ранее, и скорость нарастания импульса.

На рис. 4 приведены зависимости величины смещения (*a*), СКО (*b*) и полной погрешности (*c*) оценки критического тока от СКО отсчетов тока, генерируемого источником и СКО измерителя тока при различных параметрах алгоритма.

Из рис. 4, *a* видно, что оценка (10) является смещенной, причем величина смещения существенно зависит от величины среднеквадратического значения шума источника тока. Максимальное смещение имеет место в отсутствие шума источника и в диапазоне $\frac{\sigma_I}{I_c} = 0,001...0,01$ практически не зависит от шумов измерителя. Величина смещения зависит от соотношения значений критического тока I_c и шага квантования по току $\Delta I = \nu_I^+ \tau_d = \frac{I_{\max}}{M^+ - 1}$. Так, при $\frac{\Delta I}{I_c} = 0,043$ (кривая *3* на рис. 4, *a*, $M^+ = 50$) $\frac{\Delta_{\hat{I}_c}}{I_c} \approx 1,7\ \%$, при $\frac{\Delta I}{I_c} = 0,021$ (кривая *4* на рис. 4, *a*, $M^+ = 100$) $\frac{\Delta_{\hat{I}_c}}{I_c} \approx -0,42\ \%$. Максимальное смещение имеет место в отсутствие шумов источника и измерителя (100 и –100 % для кривых *3* и *4* на рис. 4, *a*, на графике эти точки не показаны).

При идеальном измерителе тока ($\sigma_I = 0$) наличие шума источника тока приводит к существенному снижению величины смещения оценки (10) (кривые *1* и *2* на рис. 4, *a*), при этом зависимость от $\frac{\Delta I}{I_c}$ остается. Шумы измерителя вносят дополнительное смещение оценки (кривые *5* и *6* на рис. 4, *a*).

Из рис. 4, *b* видно, что СКО оценки критического тока также зависит от отношения $\frac{\Delta I}{I_c}$ и имеет тенденцию к росту с увеличением СКО источника тока и измерителя.

На рис. 4, *c* приведена зависимость полной относительной погрешности (12) от СКО источника и измерителя при различных значениях параметров алгоритма оценки критического тока. Поскольку наличие шумовых составляющих источника и измерителя в рассматриваемом диапазоне приводят к уменьшению величины смещения и росту СКО оценки, то условия, при которых минимизируется погрешность оценки, как следует из рис. 4, *c*, предполагают, что СКО источника и измерителя находятся в пределах $\frac{\sigma_I}{I_c} = \frac{\sigma_\xi}{I_c} = (0,006...0,008) I_c$.

На рис. 5 показана зависимость полной погрешности $\delta_{\hat{I}_c}$ оценки критического тока от числа отсчетов M^+ на нарастающем фронте импульса при фиксированном шаге дискретизации $\tau_d = 1,25$ мкс и двух значениях СКО $\sigma_I = \sigma_\xi = 0,001 I_c$ и $\sigma_I = \sigma_\xi = 0,01 I_c$.

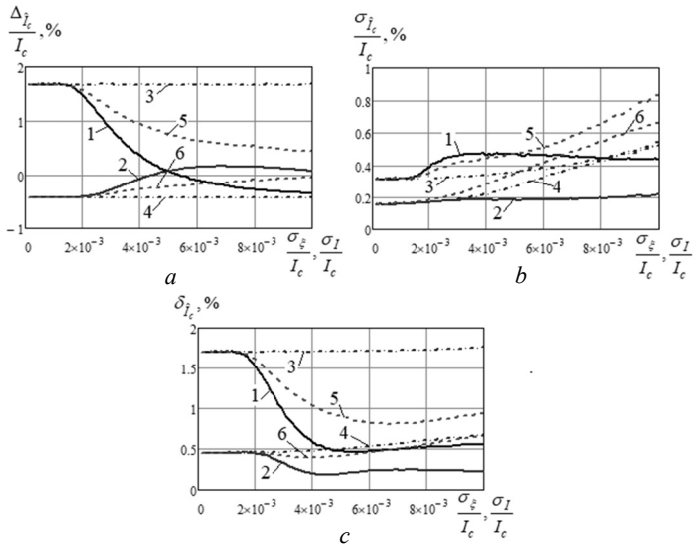

Рис. 4 – Зависимости величины смещения (*a*), СКО (*b*) и полной погрешности (*c*) оценки критического тока от СКО отсчетов тока, генерируемого источником и СКО измерителя тока при:

$\sigma_I = 0,\ M^+ = 50$ для кривых *1*; $\sigma_I = 0,\ M^+ = 100$ для кривых *2*; $\sigma_\xi = 0,\ M^+ = 50$ для кривых *3*; $\sigma_\xi = 0,\ M^+ = 100$ для кривых *4*; $\sigma_I = \sigma_\xi,\ M^+ = 50$ для кривых *5*; $\sigma_I = \sigma_\xi,\ M^+ = 100$ для кривых *6*; $n = 50$ для всех кривых

Fig. 4 – Dependence of offset value (a), RMS (b), and total error (c) of critical current estimation on RMS of the current samples generated by the current source and RMS of the current meter at:

$\sigma_I = 0,\ M^+ = 50$ for curves *1*; $\sigma_I = 0,\ M^+ = 100$ for curves *2*; $\sigma_\xi = 0,\ M^+ = 50$ for curves *3*; $\sigma_\xi = 0,\ M^+ = 100$ for curves *4*; $\sigma_I = \sigma_\xi,\ M^+ = 50$ for curves *5*; $\sigma_I = \sigma_\xi,\ M^+ = 100$ for curves *6*; $n = 50$ for all curves

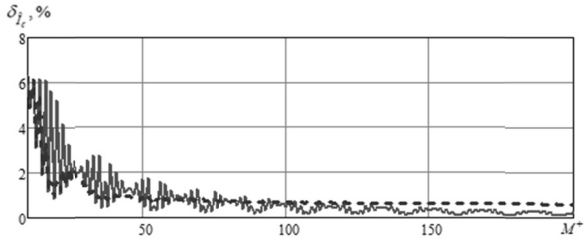

Рис. 5 – Зависимость полной погрешности оценки критического тока от числа отсчетов на нарастающем фронте импульса при фиксированном шаге дискретизации $\tau_d = 1{,}25$ мкс, $\sigma_I = \sigma_\xi = 0{,}001 I_c$ (сплошная линия), $\sigma_I = \sigma_\xi = 0{,}01 I_c$ (пунктир), $n = 50$

Fig. 5 – Dependence of the total error of the critical current estimation on the number of readings on the rising edge of the pulse at a fixed sampling step of $\tau_d = 1{,}25$ μs, $\sigma_I = \sigma_\xi = 0{,}001 I_c$ (solid line), $\sigma_I = \sigma_\xi = 0{,}01 I_c$ (dashed line), $n = 50$

На рисунке отчетливо виден осциллирующий характер величины $\delta_{\hat{I}_c}$, причем размах осцилляций затухает с ростом числа отсчетов на нарастающем фронте импульса и с ростом СКО источника и измерителя. Поэтому, с учетом ранее сделанных по результатам анализа рис. 4 выводов, целесообразно принять $M^+ \geq 100$, $\sigma_\xi, \sigma_I = (0,6...0,8)I_c$.

На рис. 6 показана зависимость полной погрешности $\delta_{\hat{I}_c}$ оценки критического тока от числа возбуждающих контакт Джозефсона импульсов для двух значений СКО источника и измерителя ($\sigma_I = \sigma_\xi = 0,001I_c$ и $\sigma_I = \sigma_\xi = 0,007I_c$) и двух значений числа отсчетов на нарастающем фронте импульса ($M^+ = 50$ и $M^+ = 100$).

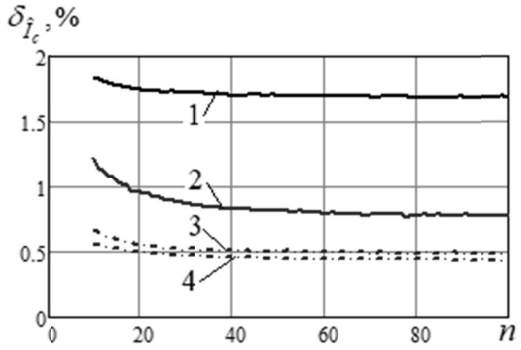

Рис. 6 – Зависимость полной погрешности оценки критического тока от числа возбуждающих контакт Джозефсона импульсов:

1 – $\sigma_I = \sigma_\xi = 0,001I_c$, $M^+ = 50$; *2* – $\sigma_I = \sigma_\xi = 0,007I_c$, $M^+ = 50$; *3* – $\sigma_I = \sigma_\xi = 0,001I_c$, $M^+ = 100$; *4* – $\sigma_I = \sigma_\xi = 0,007I_c$, $M^+ = 100$

Fig. 6 – Dependence of the total error of the critical current estimation on the number of Josephson junction excitation pulses:

1 – $\sigma_I = \sigma_\xi = 0,001I_c$, $M^+ = 50$; *2* – $\sigma_I = \sigma_\xi = 0,007I_c$, $M^+ = 50$; *3* – $\sigma_I = \sigma_\xi = 0,001I_c$, $M^+ = 100$; *4* – $\sigma_I = \sigma_\xi = 0,007I_c$, $M^+ = 100$

Из рис. 6 видно, что с ростом n общая погрешность оценки критического тока уменьшается, однако при $n > 50$ это уменьшение незначительное. Так, для случая $\sigma_I = \sigma_\xi = 0,007I_c$, $M^+ = 100$ при увеличении n от 50 до 100 общая абсолютная погрешность уменьшится с 0,51 до 0,49 % на величину 0,02 %.

Заключение

Предложен алгоритм оценки критического тока контакта Джозефсона SIS-типа, ориентированный на использование в цифровых автоматизированных системах измерений и контроля. Оценка получена с использованием метода максимального правдоподобия и рассчитана на случай, когда и сигнал на выходе

источника тока, и результаты его измерений содержат случайные составляющие, обусловленные собственными шумами источника и измерителя. Показано, что оценка, полученная методом максимального правдоподобия, является смещенной, зависящей от величины СКО случайной составляющей тока, протекающего через контакт, причем максимальное смещение имеет место в отсутствие случайной составляющей источника тока и практически не зависит от СКО измерителя. Показано, что наличие шумовой составляющей тока, протекающего через контакт, является необходимым условием обеспечения эффективности алгоритма, и при отношении СКО шумов источника и измерителя к величине измеряемого критического тока в диапазоне от 0,005 до 0,01 алгоритм обеспечивает общую погрешность оценки не более 0,9 %.

ЛИТЕРАТУРА

1. **Гудков А.** Джозефсоновские переходы: электрофизические свойства, области применения и перспективы развития // Электроника: наука, технология, бизнес. – 2014. – № S (137). – С. 65–80.
2. **Stewart W.C.** Current-voltage characteristics of Josephson junctions // Applied Physics Letters. – 1968. – Vol. 12, iss. 8. – P. 277–280. – DOI: 10.1063/1.1651991.
3. **Тихонов В.И.** Нелинейные преобразования случайных процессов. – М.: Радио и связь, 1986. – 296 с.
4. **Вострецов А.Г.** Оценивание периода сигнала, наблюдаемого на фоне гауссовского шума в условиях априорной неопределенности // Радиотехника и электроника. – 1997. – Т. 42, № 6. – С. 706–711.
5. **Vostretsov A.G., Vasyukov V.N., Kuratov K.A.** Signal period estimating in analog-digital systems // Proceedings 6th Russian-Korean International Symposium on Science and Technology, KORUS-2002. – Novosibirsk, 2002. – P. 351–354. – DOI: 10.1109/KORUS.2002.1028037.

ML ESTIMATE OF CRITICAL CURRENT OF THE SIS-TYPE JOSEPHSON JUNCTION

Vostretsov A.G.[1,2], Filatova S.G.[1], Koltakova A.E.[1]
[1]*Novosibirsk State Technical University, Novosibirsk, Russia*
[2]*Chinakal Institute of Mining of the Siberian Branch of the RAS*

The Josephson SIS-type junction is the key element of a new direction in electronics – cryogenic electronics. The emergence of superconducting integrated circuits has necessitated the creation of automated and automated systems to control such circuit elements' parameters. Practical algorithms implementing such measurements in automatic mode are necessary for this connection. This paper proposes such an algorithm for estimating the critical current – one of the main parameters of an SIS-type junction. The algorithm involves excitation of the Josephson contact by a sequence of triangular current pulses, measurement of current readings before and after reaching the critical value within each pulse, and calculation of the critical value estimate based on the measurement results. The algorithm is synthesized based on the maximum likelihood method, oriented for digital information-measurement systems. It considers the noise component in the test signal and in the primary measuring converter of a digital system and the discrete nature of the measurement information. Characteristics of algorithm efficiency (value of estimation shift, its standard deviation and general estimation error) are obtained by statistical modeling on the computer. It is shown that the presence of additive noise at the output of the source that sets the test current through the contact is a key requirement for the high efficiency of the algorithm. The influence of meter noise on the quality of critical current estimation is investigated. It is shown that the total estimation error will not exceed 0.9 % if the RMS ratio of the source and meter noises to the measured critical current is in the range from 0.005 to 0.01.

Keywords: Josephson junction, critical current, parameter estimation, additive noise, maximum likelihood estimation.

DOI: 10.17212/1727-2769-2022-1-25-36

REFERENCES

1. Gudkov A. Dzhozefsonovskie perekhody: elektrofizicheskie svoistva, oblasti primeneniya i perspektivy razvitiya [Josephson junctions: electrophysical properties, field of application and development prospects]. *Electronika: nauka, tekhnologiya, biznes = Electronics: Science, Technology, Business*, 2014, no. S (137), pp. 65–80.
2. Stewart W.C. Current-voltage characteristics of Josephson junctions. *Applied Physics Letters*, 1968, vol. 12, iss. 8, pp. 277–280. DOI: 10.1063/1.1651991.
3. Tikhonov V.I. *Nelineinye preobrazovaniya sluchainykh protsessov* [Nonlinear transformations of random processes]. Moscow, Radio i svyaz' Publ., 1986. 296 p.
4. Vostretsov A.G. Estimation of the period of a signal in Gaussian noise under the conditions of a priori ambiguity. *Journal of Communications Technology and Electronics*, 1997, vol. 42, no. 6, pp. 649–654. Translated from *Radiotekhnika i elektronika*, 1997, vol. 42, no. 6, pp. 706–711.
5. Vostretsov A.G., Vasyukov V.N., Kuratov K.A. Signal period estimating in analog-digital systems. *Proceedings 6th Russian-Korean International Symposium on Science and Technology, KORUS-2002,* Novosibirsk, 2002, pp. 351–354. DOI: 10.1109/KORUS.2002.1028037.

СВЕДЕНИЯ ОБ АВТОРАХ

Вострецов Алексей Геннадьевич – родился в 1955 году, д-р техн. наук, профессор Новосибирского государственного технического университета. Область научных интересов: статистическая теория обработки сигналов в условиях априорной неопределенности. Опубликовано более 180 научных работ. (Адрес: 630073, Россия, г. Новосибирск, пр. К. Маркса, 20. E-mail: vostreczov@corp.nstu.ru).

Vostretsov Aleksey Gennad'evich (b. 1955) – Doctor of Sciences (Eng.), professor at Novosibirsk State Technical University. His research interests are currently focused on the statistical theory of signal processing in condition of a priori uncertainty. He is the author of more than 180 scientific papers. (Adress: 20, Karl Marx Av., Novosibirsk, 630073, Russia. E-mail: vostreczov@corp.nstu.ru).

Филатова Светлана Геннадьевна – родилась в 1984 году, канд. техн. наук, доцент Новосибирского государственного технического университета. Область научных интересов: обработка сигналов в радиолокационных, телекоммуникационных и измерительных системах. Опубликовано свыше 30 научных работ. (Адрес: 630073, Россия, г. Новосибирск, пр. К. Маркса, 20. E-mail: s.filatova@corp.nstu.ru).

Filatova Svetlana Gennad'evna (b. 1984) Candidate of Sciences (Eng.), Associate Professor at Novosibirsk State Technical University. Research interests are currently focused on signal processing in radar, telecommunication and measuring systems. She is the author of more than 30 scientific papers. (Adress: 20, Karl Marx Av., Novosibirsk, 630073, Russia. E-mail: s.filatova@corp.nstu.ru).

Колтакова Анастасия Евгеньевна – родилась в 1995 году, аспирант Новосибирского государственного технического университета. Область научных интересов: средства и методы численного моделирования и натурных экспериментов для систем обнаружения и оценки сигналов. Опубликовано 9 научных работ. (Адрес: 630073, Россия, г. Новосибирск, пр. К. Маркса, 20. E-mail: koltakova_nastya@mail.ru).

Koltakova Anastasiya Evgen'evna (b. 1995), Postgraduate student of Electronic Equipment Engineering Department in Novosibirsk State Technical University. Her interests are currently focused on facilities and methods of numerical modeling and full-scale experiments for signal detection and estimation systems. She is the author of 9 publications. (Address: 20, Karl Marx Av., Novosibirsk, Russia. Email: koltakova_nastya@mail.ru).

Статья поступила 11 февраля 2022 г.
Received February 11, 2022

To Reference:

Vostretsov A.G., Filatova S.G., Koltakova A.E. MP otsenka kriticheskogo toka kontakta Dzhozefsona SIS-tipa [ML estimate of critical current of the SIS-type Josephson junction]. *Doklady Akademii nauk vysshei shkoly Rossiiskoi Federatsii = Proceedings of the Russian higher school Academy of sciences*, 2022, no. 1 (54), pp. 25–36. DOI: 10.17212/1727-2769-2022-1-25-36.

ДОКЛАДЫ АН ВШ РФ
2022 № 1 (54)

ТЕХНИЧЕСКИЕ НАУКИ

УДК 621.391, 621.396,519.254

ШИРОКОПОЛОСНЫЕ СИГНАЛЫ И ИХ РАДИОПРИЕМ В РАДИОСИСТЕМАХ С АНТЕННЫМИ РЕШЕТКАМИ С ПРИМЕНЕНИЕМ МНОГОМЕРНОГО ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ФУРЬЕ

Д.Н. Зима
Новосибирский государственный технический университет

В работе рассмотрен подход к обработке широкополосных пространственно-временных сигналов на основе метода максимального правдоподобия в присутствии внешних активных помех в системах с цифровыми антенными решетками, на примере линейных антенных решеток. Подход основан на представлении сигналов и помех, регистрируемых антенной решеткой, в виде многомерных пространственно-временных процессов, т. е. функций пространственной и временной координат, что обусловлено пространственным распределением элементов антенной решетки. При приеме широкополосного сигнала на фоне помех его обработка не всегда может быть разделена на пространственную и временную. Отнесение сигнала к сигналу широкополосному в пространственном смысле зависит от частотной полосы спектра сигнала и размеров антенной решетки. Алгоритм обработки пространственно-временных сигналов на основе метода максимального правдоподобия является оптимальным и обладает наилучшими характеристиками. Обработка, осуществляемая в многомерной частотной области, позволяет упростить алгоритм обработки ввиду диагонального характера корреляционной матрицы помех. Рассмотрен прием сигнала с полностью известными параметрами. Подход строится на примере линейной антенной решетки с обобщением полученных результатов применительно к плоской цифровой антенной решетке.

Ключевые слова: пространственно-временной сигнал, широкополосный сигнал, активные помехи, байесовская обработка, пространственно-распределенные антенные элементы, цифровая антенная решетка.

DOI: 10.17212/1727-2769-2022-1-37-50

Введение

Обработка пространственно-временных сигналов на основе антенных решеток и многопозиционных систем получила к настоящему времени широкое распространение [1, 3]. Антенные решетки используются в различных областях современной техники [2], например в радиолокации и радионавигации, системах спутниковой связи.

В настоящее время интенсивно повышается использование широкополосных и сверхширокополосных сигналов. Их используют для обзора пространства, в системах охраны, в системах передачи информации. К широкополосным сигналам можно отнести и шумовые сигналы [4, 5]. Наиболее эффективным способом борьбы с активными помехами является применение цифровых антенных решеток, которые способны ослабить действие помех путем формирования глубоких провалов в диаграмме направленности в направлении на постановщик помех [1, 6].

В настоящее время обычно используется адаптивная обработка сигналов в системах с антенными решетками. Если расположение источника помех и источника полезного сигнала отличается, то применение адаптивных цифровых антенных

Исследование выполнено при финансовой поддержке РФФИ в рамках научного проекта № 19-37-90069.

© 2022 Д.Н. Зима

решеток обеспечивает высокую эффективность подавления помех, которую дополнительно можно повысить путем применения других методов обработки, например, корреляционной обработки [7, 8]. При этом адаптивная обработка неэффективна при борьбе с помехами, приходящих с направлений, близких к направлению прихода полезного сигнала. Основная проблема подавления широкополосных помех заключается в зависимости положения нулей синтезируемой диаграммы как от направления прихода сигнала, так и от частоты, что приводит к невозможности сформировать адаптивной антенной решеткой достаточно глубокие нули диаграммы направленности антенны, соответствующие всем частотным точкам широкополосной помехи [9].

Задача исследования состоит в определении оптимальных методов обработки широкополосных пространственно-временных сигналов, поступающих на пространственно-распределенные антенные элементы при влиянии активных помех.

1. Понятие широкополосного сигнала в пространственном смысле

Классическая обработка пространственно-временных сигналов эффективна при обработке высокочастотных узкополосных сигналов, при которой можно пренебречь изменением комплексной огибающей на распределенной антенне. Если сигнал узкополосный, то при построении алгоритмов обработки возможно разделение их на временную и пространственную обработку.

Широкополосными, или сложными, в радиотехнике принято называть сигналы, у которых произведение эффективной ширины спектра на длительность много больше единицы. Рассмотрим влияние расширения полосы сигнала на его свойства на примере пространственно-временного сигнала, формируемого на линейной антенной решетке (ЛАР). Временной сигнал узкополосный в общем случае может быть описан общем выражением вида

$$u(t) = U(t)\cos\left(\omega_0 t + \psi(t) + \varphi_0\right), \tag{1}$$

где $U(t)$ и $\psi(t)$ – законы амплитудной и фазовой модуляции сигнала; ω_0 – несущая частота; φ_0 – начальная фаза.

Выражение (1) можно представить с использованием комплексной огибающей сигнала:

$$u(t) = \mathrm{Re}\left(\dot{u}(t)\right) = \mathrm{Re}\left[\dot{s}(t)\exp\left(j\omega_0 t\right)\right],$$

где $\dot{s}(t) = U(t)\exp\left\{j\left(\psi(t) + \varphi_0\right)\right\}$ – комплексная огибающая сигнала $\dot{u}(t)$.

В общем случае имеем на ЛАР $u_i(t),\ i = \overline{1,\ I}$ – сигналы на выходах I антенных элементов. Пространственный сигнал образуется в любой фиксированный момент времени t совокупностью отсчетов на всех элементах ЛАР (рис. 1), и выходной сигнал произвольного элемента антенной решетки можно записать в виде

$$\dot{u}_i(t) = \dot{u}\left(t - (i-1)t_0\right)\exp\left\{j\omega_0\left(t - (i-1)t_0\right)\right\}, \tag{2}$$

где $\tau_0 = (d\sin\theta)/c$ – временная задержка между двумя соседними элементами линейной антенной решетки; d – расстояние между элементами антенной решетки; θ – угол прихода сигнала на ЛАР. Сигнал (2), формируемый на антенной решетке, имеет не только временную функциональную зависимость от аргумента t, но и зависимость от пространственного аргумента $(i-1)\tau_0$. Такая факторизация сигнала на пространственную и временную зависимости упрощает его последующую обработку.

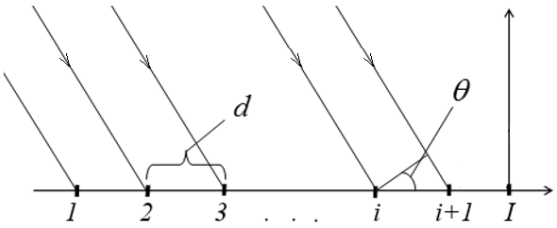

Рис. 1 – Формирование пространственно-временного сигнала на ЛАР

Fig. 1 – Formation of a spatiotemporal signal on a linear antenna array

Факторизация пространственно-временного сигнала (2) возможна не всегда, поскольку как фаза несущей частоты, так и временной сдвиг комплексной огибающей зависят от угла прихода волны и от координаты прихода волны на раскрыв антенны. В общем случае представление комплексной огибающей в виде сомножителей недопустимо, но если изменения $U(t)$ и $\psi(t)$ незначительны за время $(I-1)\tau_0$, то такой сигнал узкополосный в пространственном смысле.

Поскольку скорость изменения комплексной огибающей определяется корреляционной функцией сигнала, а именно эффективной длительностью корреляционной функции [9], то условие факторизации пространственно-временного сигнала можно представить в виде

$$\tau_{\text{эф}} \gg (I-1)\tau_0 , \tag{3}$$

или то же для эффективной ширины спектра сигнала:

$$\Delta f_{\text{эф}} \ll \frac{1}{(I-1)\tau_0} .$$

С учетом (3) сигнал (2) становится разделимым:

$$\dot{u}_i(t) = \dot{u}(t)\exp\{j\omega_0 t\}\exp\left\{j\varphi_i(\theta)\right\} ,$$

где $\varphi_i(\theta) = \dfrac{2\pi d}{\lambda}(i-1)\sin\theta$ – фазовые сдвиги на линейной антенной решетке; λ – длина волны.

Сигнал, удовлетворяющий условию (3), является узкополосным в пространственном смысле, а обработка такого сигнала преобразуется в последовательную пространственную и временную обработку (или наоборот). Очевидно, что пространственная обработка сводится к оптимизации характеристик направленности антенны.

Если задержку времени прихода сигнала нельзя свести к фазовому сдвигу, то такой сигнал считается широкополосным в пространственном смысле. Отнесение сигнала к сигналу широкополосному в пространственном смысле зависит от частотной полосы спектра сигнала и размеров антенной решетки. В частном случае сигнал широкополосный в пространственном смысле можно факторизовать, если плоская электромагнитная волна из дальней зоны поступает на все элементы антенной решетки одновременно и нет задержки огибающей сигнала при его распространении на крайних элементах решетки, что возможно либо при приеме сигнала, падающего перпендикулярно антенной решетке, либо имеются выравни-

вающие линии задержки. Таким образом, при приеме сигнала с известного направления на фоне белого шума его обработка может быть всегда разделена на пространственную и временную [9]. Но при этом, обработку полезного сигнала, принимаемого вместе с активными широкополосными помехами, находящимися на направлениях, отличающихся от направления полезного сигнала, разделить не удастся. Для случая широкополосных сигналов в пространственном смысле необходимо разработать эффективный подход к обработке таких сигналов.

2. Пространственно-временные сигналы на антенной решетке

Рассмотрим сигнал, регистрируемый антенной решеткой, в качестве многомерного.

В любой фиксированный момент времени на антенной решетке наблюдается пространственное колебание. Рассматривая множество моментов времени, получаем пространственно-временной сигнал – функцию временной и пространственной координат. Размерность пространственно-временного процесса зависит от вида решетки. На ЛАР сигнал будет двумерным, а на плоской антенной решетке (ПАР) – трехмерным.

Для любого антенного элемента ЛАР с номером $i=\overline{1,I}$ сигнал имеет вид (без учета начальной фазы)

$$u_i(t)=U\left(t-(i-1)\tau_0\right)\cos\left[\omega_0\left(t-(i-1)\tau_0\right)+\psi\left(t-(i-1)\tau_0\right)\right]. \qquad (4)$$

Все I сигналов в (4) фактически являются копиями одного и того же сигнала, однако их совокупность содержит информацию о направлении, которая отсутствует в отдельных сигналах, что будет показано ниже. Переходя от дискретно-непрерывного сигнала (4) к его непрерывному эквиваленту путем замены $(i-1)\to x/d$, образуем непрерывный пространственно-временной сигнал:

$$u(t,\,x)=U\left(t-\frac{x}{d}\tau_0\right)\cos\left[\omega_0\left(t-\frac{x}{d}\tau_0\right)+\psi\left(t-\frac{x}{d}\tau_0\right)\right]. \qquad (5)$$

Двумерный спектр непрерывного сигнала $u(t,x)$ находится при помощи двумерного преобразования Фурье [10]:

$$\dot{U}(\omega_t,\,\omega_x)=\int\limits_{-\infty}^{\infty}\int\limits_{-x_m/2}^{x_m/2}u(t,x)e^{-j\omega_t t-j\omega_x x}dtdx=$$

$$=\dot{U}(\omega_t)x_m\frac{\sin\left[\frac{x_m}{2}\left(\omega_t\frac{\sin\theta}{c}+\omega_x\right)\right]}{\frac{x_m}{2}\left(\omega_t\frac{\sin\theta}{c}+\omega_x\right)}, \qquad (6)$$

где ω_t и ω_x – частоты, соответствующие временному и пространственному колебаниям и называемые далее временной и пространственной частотой. Для различных углов прихода колебания положение активной области спектра различно (рис. 2), поскольку множитель вида $\sin(\cdot)/(\cdot)$ в (6) образует ненулевую полосу на частотной плоскости вдоль линий $\omega_x=-\frac{\sin\theta}{c}\omega_t$, ширина которой определяется

размером антенны x_m, а положение на плоскости определяется углом прихода сигнала θ.

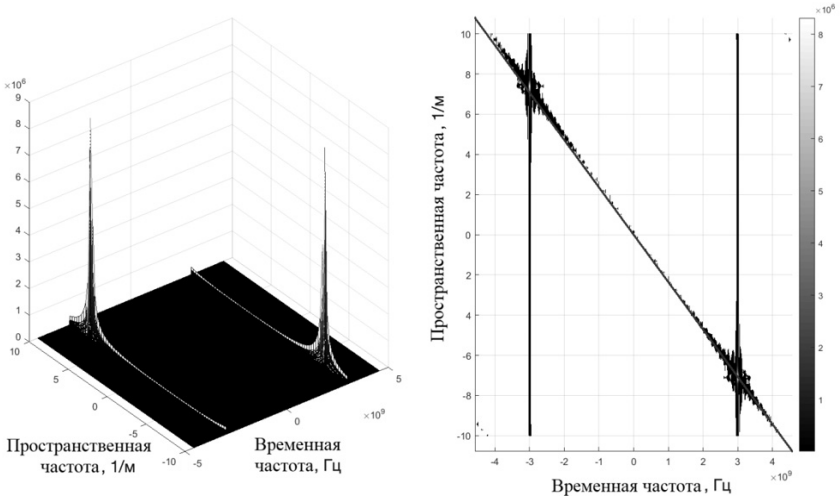

Рис. 2 – Амплитудный спектр пространственно-временного сигнала на ЛАР

Fig. 2 – Amplitude spectrum of a spatiotemporal signal on a linear antenna array

На ПАР формируется трехмерный сигнал $u_{i,j}(t)$ вида

$$u_{i,j}(t) = U(t-\tau_{i,j})\cos\left[\omega_0(t-\tau_{i,j}) + \psi(t-\tau_{i,j})\right],$$

где $\tau_{i,j}$ – временная задержка между i и j элементами плоской антенной решетки. Для непрерывного сигнала $u(t, y, z)$ спектр находится при помощи трехмерного преобразования Фурье [11]:

$$\dot{U}(\omega_t, \omega_y, \omega_z) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-y_m/2}^{y_m/2} \int_{-z_m/2}^{z_m/2} u(t, y, z)\, e^{-j\omega_t t} e^{-j\omega_y y} e^{-j\omega_z z}\, dtdydz =$$

$$= \dot{U}(\omega_t) y_m \frac{\sin\left[\frac{y_m}{2}\left(\omega_t \frac{\cos\theta_y}{c} + \omega_y\right)\right]}{\frac{y_m}{2}\left(\omega_t \frac{\cos\theta_y}{c} + \omega_y\right)} z_m \frac{\sin\left[\frac{z_m}{2}\left(\omega_t \frac{\cos\theta_z}{c} + \omega_z\right)\right]}{\frac{z_m}{2}\left(\omega_t \frac{\cos\theta_z}{c} + \omega_z\right)}, \qquad (7)$$

где ω_y и ω_z – частоты, соответствующие пространственным колебаниям вдоль осей y и z соответственно; θ_y и θ_z – углы отклонения вектора цели от осей координат, определяющих направление на цель.

Множители вида $\sin(\cdot)/(\cdot)$ в (7) образуют ненулевую полосу на частотной плоскости вдоль прямых линий $\omega_y = -\frac{\cos\theta_y}{c}\omega_t$ и $\omega_z = -\frac{\cos\theta_z}{c}\omega_t$, ширина которой определяется размером антенны y_m и z_m, а положение на плоскости определяется углами прихода цели θ_y и θ_z (рис. 3).

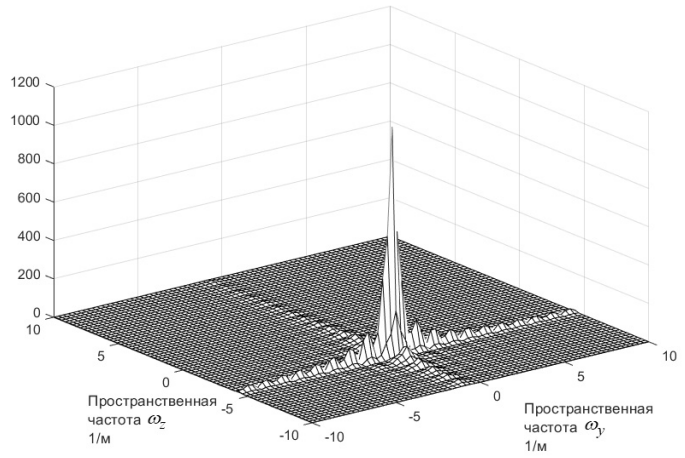

Рис. 3 – Амплитудный спектр пространственно-временного сигнала на ПАР в плоскости $\omega_y\omega_z$

Fig. 3 – Amplitude spectrum of the spatiotemporal signal on a flat antenna array in the plane $\omega_y\omega_z$

Сигнал на промежуточной частоте можно представить в виде

$$u_{\text{пч}}(t,x) = U\left(t - \frac{\sin\theta}{c}x\right)\cos\left(\omega_{\text{пч}}t - \omega_0\frac{\sin\theta}{c}x + \psi\left(t - \frac{\sin\theta}{c}x\right)\right) =$$

$$= \operatorname{Re}\left[\dot{U}(t,x)\exp\{j\omega_{\text{пч}}t\}\right],$$

где $\dot{U}(t,x)$ – комплексная огибающая пространственно-временного сигнала, которая также является пространственно-временным сигналом:

$$\dot{U}(t,\,x) = U\left(t - \frac{\sin\theta}{c}x\right)\exp\left\{j\left(-\omega_0\frac{\sin\theta}{c}x + \psi\left(t - \frac{\sin\theta}{c}x\right)\right)\right\}. \qquad (8)$$

Анализ показывает, что квадратурные компоненты сигналов на несущей и промежуточной частотах совпадают, а спектр сигнала на промежуточной частоте обладает теми же свойствами многомерного спектра сигнала, формируемого на частоте несущей, и, в целом, пространственно-временной спектр сигналов и помех сосредоточен в узких областях, и для ЛАР примет вид

$$\dot{U}(\omega_t,\omega_x) = \dot{U}_c(\omega_t)\begin{cases} \dfrac{\sin\left\{\left[(\omega_0 - \omega_{\text{пр}} + \omega_t)\dfrac{\sin\theta}{c} + \omega_x\right]\dfrac{x_m}{2}\right\}}{\left[(\omega_0 - \omega_{\text{пр}} + \omega_t)\dfrac{\sin\theta}{c} + \omega_x\right]\dfrac{x_m}{2}}, & \omega_t > 0, \\ \dfrac{\sin\left\{\left[(\omega_0 - \omega_{\text{пр}} - \omega_t)\dfrac{\sin\theta}{c} - \omega_x\right]\dfrac{x_m}{2}\right\}}{\left[(\omega_0 - \omega_{\text{пр}} - \omega_t)\dfrac{\sin\theta}{c} - \omega_x\right]\dfrac{x_m}{2}}, & \omega_t < 0, \end{cases} \qquad (9)$$

где $\omega_{\text{пр}}$ – промежуточная частота; $\dot{U}_c$ – одномерный спектр квадратурного сигнала промежуточной частоты:

$$u_c(t) = U(t)\cos\left(\omega_{\text{пр}} t + \psi(t)\right).$$

Низкочастотные пространственно-временные колебания комплексных огибающих полностью характеризуют сигналы и высокой, и промежуточной частоты. Это позволяет при моделировании и обработке принимаемых сигналов использовать метод комплексных огибающих. При моделировании процессов на «нулевой» частоте не только достигается ускорение вычислений, но и сама возможность моделирования становится реализуемой. Фазовые сдвиги, формирующиеся на высокой частоте, присутствуют и в сигналах «нулевой» частоты. Это проявляется в свойствах пространственно-временных спектров из (8):

$$\dot{S}(\omega_t, \omega_x) = \dot{S}_0(\omega_t)\frac{\sin\left\{\left[(\omega_0+\omega_t)\dfrac{\sin\theta}{c}+\omega_x\right]\dfrac{x_m}{2}\right\}}{\left[(\omega_0+\omega_t)\dfrac{\sin\theta}{c}+\omega_x\right]\dfrac{x_m}{2}}, \qquad (10)$$

где $\dot{S}_0(\omega_t)$ – одномерный спектр комплексной огибающей, учитывающий модуляцию радиосигнала. Многомерный спектр такого пространственно-временного процесса на ЛАР также формируется вдоль прямой, определяемой выражением

$$\omega_x = -(\omega_0+\omega_t)\frac{\sin\theta}{c},$$

в виде узких участков (рис. 4) и характеризует возможность решения различных задач обработки сигналов.

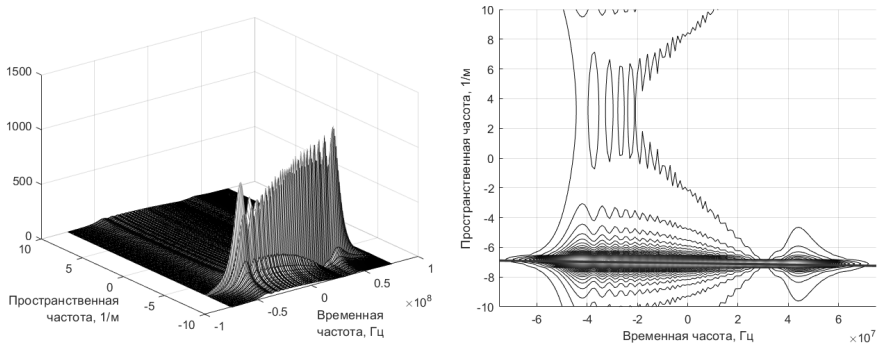

Рис. 4 – Пространственно-временной спектр комплексной огибающей при $\theta > 0$

Fig. 4 – Spatiotemporal spectrum of the complex envelope at $\theta > 0$

Выражения (6), (7), (9) и (10) показывают, что для разных углов прихода колебаний положение активной области спектра разное, что может быть основанием для разделения сигналов, в том числе для борьбы с активными помехами. Выражения для пространственно-временных спектров на ЛАР (9) и (10) очевидным образом можно преобразовать в выражения для пространственно-временных спектров на ПАР на примере выражений (6) и (7).

Как известно, случайная спектральная плотность стационарного процесса имеет особое свойство, а именно дельта-коррелированность [12, 13]. В этом случае отсчеты помехи в спектральной области являются независимыми случайными процессами, и корреляционная матрица становится диагональной. Это облегчает построение алгоритмов, основанных на правилах статистических решений.

Указанное свойство справедливо для стационарных случайных процессов. Процесс, наблюдаемый на выходе антенной решетки, таковым не является, поэтому для определения характеристик случайного процесса в спектральной области с помощью моделирования рассмотрим корреляционные функции комплексной пространственно-временной спектральной плотности. Это включает в себя получение оценок автокорреляционных функций (АКФ) вещественной и мнимой составляющих спектра, а также функции взаимной корреляции (ВКФ) этих составляющих. На рис. 5 приведена оценка двумерной АКФ вещественной части спектральной плотности пространственно-временного сигнала на ЛАР, из которой видно, что при переходе от пространственно-временного колебания к его двумерному спектру отсчеты помехи в спектральной области можно считать независимыми. Результаты оценки двумерной АКФ мнимой части спектральной плотности пространственно-временного сигнала аналогичны оценке АКФ вещественной части спектральной плотности пространственно-временного сигнала. Оценка двумерной ВКФ вещественной и мнимой частей спектральной плотности пространственно-временного сигнала говорит о некоррелированности этих спектральных составляющих. Данное свойство справедливо для ПАР.

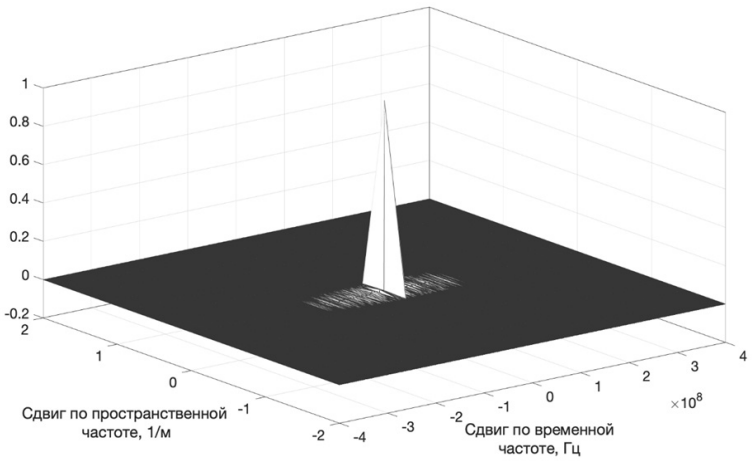

Рис. 5 – Оценка АКФ вещественной части спектральной плотности

Fig. 5 – Estimation of the ACF of the real part of the spectral density

Таким образом, подобные свойства корреляционных функций приводят к диагональному характеру корреляционных матриц, что радикально облегчает построение алгоритма обработки.

3. Пространственно-временная обработка на основе метода максимального правдоподобия

Как было описано выше, на антенной решетке формируется многомерный пространственно-временной процесс, и алгоритмы его обработки могут быть построены на теории цифровой фильтрации многомерных сигналов.

Применение метода максимального правдоподобия для случая обработки пространственно-временного сигнала возможно в областях временной и пространственной переменных, т. е. в сигнальной области [14, 15]. В данном случае решающая статистика имеет квадратичную форму, которая содержит обратную корреляционную матрицу помехи. Решающее правило строится исходя из фундаментального критерия оптимальности, направленного на получение наилучшего качества обнаружения сигнала. В качестве случайного процесса рассматривается пространственно-временное колебание в сигнальной области, в которой отсчеты являются зависимыми. Однако практическая реализация данного подхода применительно к антенными решетками нереальна, как минимум, из-за необходимости определять обратную корреляционную матрицу порядка, соответствующего квадрату произведения числа приемных антенных элементов и числа моментов времени. При этом необходимо постоянно или периодически проводимое обучение системы, при котором производится оценивание прямой корреляционной матрицы.

Рассмотрим алгоритм обработки пространственно-временного процесса в спектральной области на основе метода максимального правдоподобия. В [14] описан данный подход относительно пространственно-временных сигналов и помех на радиочастоте. В данной работе рассматривается алгоритм обработки пространственно-временного процесса на «нулевой» частоте в спектральной области на основе метода максимального правдоподобия на примере ЛАР с обобщением полученных результатов применительно к ПАР.

Согласно (10) для разных углов прихода сигналов положение активной области спектра пространственно-временного процесса разное и имеет узкий пик. В качестве входных данных для обработки сигналов можно использовать их двумерное пространственно-временное преобразование Фурье.

Квадратурные компоненты комплексной огибающей (8) определяются выражениями:

$$\begin{aligned} A(t,\,x) &= \mathrm{Re}\left[\dot{U}(t,\,x)\right] = U\left(t-\frac{\sin\theta}{c}x\right)\cos\left(-\omega_0\frac{\sin\theta}{c}x+\psi\left(t-\frac{\sin\theta}{c}x\right)\right),\\ C(t,\,x) &= \mathrm{Im}\left[\dot{U}(t,\,x)\right] = U\left(t-\frac{\sin\theta}{c}x\right)\sin\left(-\omega_0\frac{\sin\theta}{c}x+\psi\left(t-\frac{\sin\theta}{c}x\right)\right). \end{aligned} \tag{11}$$

При применении двумерного преобразования Фурье к (11) образуется пара пространственно-временных спектров для составляющих комплексной огибающей пространственно-временного сигнала $\dot{S}_A(\omega_t,\,\omega_x)$ и $\dot{S}_C(\omega_t,\,\omega_x)$, при этом

$$\dot{S}(\omega_t,\,\omega_x) = \dot{S}_A(\omega_t,\,\omega_x) + j\,\dot{S}_C(\omega_t,\,\omega_x).$$

Комплексные спектры пространственно-временной комплексной огибающей сигнала, помехи и их суммы представим соответственно в виде:

$$\begin{aligned} \dot{S}(\omega_t,\omega_x) &= \left(S_A(\omega_t,\omega_x)_{\mathrm{Re}} - S_C(\omega_t,\omega_x)_{\mathrm{Im}}\right) + \\ &+ j\left(S_A(\omega_t,\omega_x)_{\mathrm{Im}} + S_C(\omega_t,\omega_x)_{\mathrm{Re}}\right) = \\ &= (S_{A\,\mathrm{Re}_{nm}} - S_{C\,\mathrm{Im}_{nm}}) + j(S_{A\,\mathrm{Im}_{nm}} + S_{C\,\mathrm{Re}_{nm}}), \end{aligned}$$

$$\dot{X}(\omega_t,\omega_x)=\left(X_A(\omega_t,\,\omega_x)_{\mathrm{Re}}-X_C(\omega_t,\,\omega_x)_{\mathrm{Im}}\right)+$$
$$+j\left(X_C(\omega_t,\,\omega_x)_{\mathrm{Im}}+X_C(\omega_t,\,\omega_x)_{\mathrm{Re}}\right)=$$
$$=\left(X_{A\mathrm{Re}_{nm}}-X_{C\mathrm{Im}_{nm}}\right)+j\left(X_{A\mathrm{Im}_{nm}}+X_{C\mathrm{Re}_{nm}}\right),$$

$$\dot{U}\left(\omega_t,\omega_x\right)=\dot{S}\left(\omega_t,\omega_x\right)+\dot{X}\left(\omega_t,\omega_x\right)=$$
$$=\left[\left(S_{A\mathrm{Re}_{nm}}+X_{A\mathrm{Re}_{nm}}\right)-\left(S_{C\mathrm{Im}_{nm}}+X_{C\mathrm{Im}_{nm}}\right)\right]+$$
$$+j\left[\left(S_{A\mathrm{Im}_{nm}}+X_{A\mathrm{Im}_{nm}}\right)+\left(S_{C\mathrm{Re}_{nm}}+X_{C\mathrm{Re}_{nm}}\right)\right]=$$
$$=\left(y_{Anm}-z_{Cnm}\right)+j\left(z_{Anm}+y_{Cnm}\right).$$

где $n=\overline{1,N_t}$ и $m=\overline{1,N_x}$ – дискретные отсчеты частот ω_t и ω_x соответственно, а j – мнимая единица.

Покажем, как формируется решающая статистика применительно к комплексному спектру пространственно-временного процесса, получаемого на ЛАР, для случая приема полностью известного сигнала. Совместная плотность распределения вероятностей при наличии и отсутствии сигнала, при условии независимости спектральных отсчетов, будут соответственно иметь вид:

$$w_0\left(U(\omega_t,\omega_x)\right)=\frac{1}{\sqrt{(2\pi)^{N_tN_x}}\sqrt{|\det K|}}\times$$
$$\times\exp\left(-\frac{1}{2}\sum_{n=1}^{N_t}\sum_{m=1}^{N_x}\frac{{y_{Anm}}^2+{z_{Cnm}}^2+{z_{Anm}}^2+{y_{Cnm}}^2}{{\sigma_{nm}}^2}\right),$$

$$w_1\left(U(\omega_t,\omega_x)\right)=\frac{1}{\sqrt{(2\pi)^{N_tN_x}}\sqrt{|\det K|}}\exp\left\{-\frac{1}{2}\sum_{n=1}^{N_t}\sum_{m=1}^{N_x}\frac{1}{{\sigma_{nm}}^2}\times\right. \tag{12}$$
$$\times\left[(y_{Anm}-z_{Cnm})+(z_{Anm}+y_{Cnm})-\right.$$
$$\left.\left.-\left(S_{A\mathrm{Re}_{nm}}-S_{C\mathrm{Im}_{nm}}\right)-\left(S_{A\mathrm{Im}_{nm}}+S_{C\mathrm{Re}_{nm}}\right)\right]^2\right\}.$$

Используя (12), находим выражение решающей статистики:

$$Z\left(U(\omega_t,\omega_x)\right)=\sum_{n=1}^{N_t}\sum_{m=1}^{N_x}\frac{1}{{\sigma_{nm}}^2}\left[(y_{Anm}-z_{Cnm}+z_{Anm}+y_{Cnm})\times\right.$$
$$\left.\times\left(S_{A\mathrm{Re}_{nm}}-S_{C\mathrm{Im}_{nm}}+S_{A\mathrm{Im}_{nm}}+S_{C\mathrm{Re}_{nm}}\right)\right]. \tag{13}$$

Ослабление действия помех оценивалось по величинам отношения сигнал/помеха (ОСП), реализуемого после обработки принятого сигнала. Оценка качества обработки заключается в определении выигрыша Δq выходного ОСП $q_{\text{вых}}$ относительно входного ОСП $q_{\text{вх}}$:

$$\Delta q=q_{\text{вых}}-q_{\text{вх}}\text{, дБ.}$$

Для получения ОСП на выходе вычисляется математическое ожидание и дисперсия решающей статистики (13). Результаты исследований алгоритма обработки для приема полностью известного сигнала приведены на рис. 6. В качестве входных данных использовались комплексные пространственно-временные спектры комплексных огибающих процессов, формируемых на ЛАР.

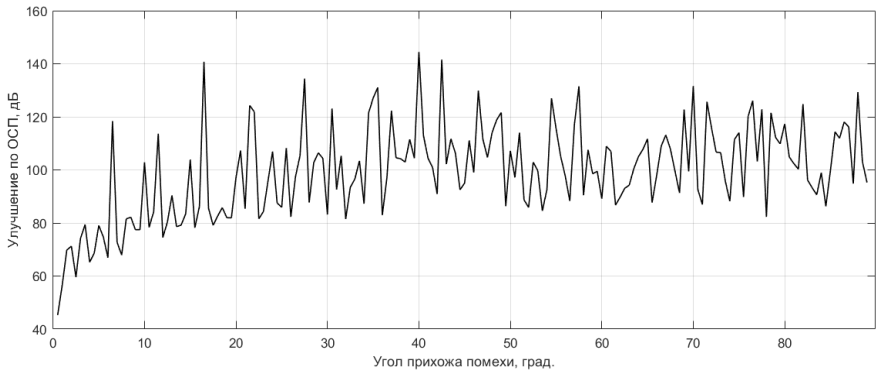

Рис. 6 – Зависимости выигрыша по ОСП Δq от угла прихода помехи θ_n для приема полностью известного сигнала

Fig. 6 – Dependences of gain in SNR Δq on the angle of arrival of interference θ_n for receiving a completely known signal

При моделировании на одном из элементов антенны формируется реализация помехи или сумма помехи и полезного сигнала (на примере импульса с ЛЧМ) в виде комплексного спектра комплексной огибающей с дальнейшей трансляцией спектров в другие элементы антенной решетки. Адаптация алгоритма (13) заключается в получении оценок функции σ_{nm}^2 по наблюдаемым процессам.

Как видно из графика на рис. 6, при $\theta_n > 10^\circ$ обеспечивается выигрыш Δq более 80 дБ для приема полностью известного сигнала. При совпадении углов прихода сигнала и помехи $\theta_n = \theta_c = 0^\circ$ выигрыш Δq составляет не менее 40 дБ. Полученные результаты сопоставимы с результатами в [14, 15].

Представленные выражения алгоритма оптимальной обработки принимаемых пространственно-временных сигналов преобразуются очевидным образом для ПАР.

Заключение

В работе предложен и развит подход к синтезу алгоритма обработки пространственно-временных сигналов, регистрируемых антенной решеткой, на основе метода максимального правдоподобия, направленный на обработку широкополосных в пространственном смысле сигналов. Предложенные подходы к обработке и моделированию сигналов и помех основаны на теории многомерной обработки сигналов. Для различных углов прихода колебания положение активной области пространственно-временного спектра различно, что может быть основой для разделения сигналов и в том числе для борьбы с помехами.

Использование алгоритма обработки пространственно-временных сигналов в сигнальной области требует большого числа вычислений и обращения плохо обусловленной матрицы.

Анализ корреляционных характеристик пространственно-временной помехи в спектральной области показывает, что отсчеты помехи в спектральной области можно считать независимыми, и алгоритм обработки на основе метода максимального правдоподобия следует осуществлять в многомерной частотной области. Приведены результаты, демонстрирующие формирование сигнала и помех в различных точках антенной решетки, а также результат, характеризующий эффективность подавления активных помех с помощью пространственно-временной обработки полностью известных сигналов.

ЛИТЕРАТУРА

1. Активные фазированные антенные решетки / под ред. Д.И. Воскресенского, А.И. Канащенкова. – М.: Радиотехника, 2004. – 488 с.
2. **Пономарев Л.И., Вечтомов В.А., Милосердов А.С.** Бортовые цифровые многолучевые антенные решетки для систем спутниковой связи / под ред. Л.И. Пономарева. – 2-е изд. – М.: Изд-во МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2018. – 197 с.
3. **Ратынский М.В**. Адаптация и сверхразрешение в антенных решетках. – М.: Радио и связь, 2003. – 200 с.
4. **Садомовский А.С**. Использование широкополосных сигналов в системах радиосвязи // Радиоэлектронная техника. – Ульяновск, 2011. – № 1 (4). – С. 161–165.
5. **Lukin K.A**. Radar design using Noise/Randome waveforms // 2006 International Radar Symposium, IRS-2006. – Krakow, 2006. – P. 1–4. – DOI: 10.1109/IRS.2006.4338071.
6. **Нечаев Ю.Б., Борисов Д.Н., Пешков И.В.** Автокалибровочный алгоритм компенсации амлитудно-фазовых ошибок в каналах цифровой антенной решетки // Вестник ВГУ. Серия: Физика. Математика. – 2011. – № 1. – С. 59–69.
7. Адаптивные антенные решетки. В 2 ч. Ч. 1 / В.А. Григорьев, С.С. Щесняк, В.Л. Гулюшин и др.; под общ. ред. В.А. Григорьева. – СПб.: Университет ИТМО, 2016. – 179 с.
8. Адаптивные антенные решетки. В 2 ч. Ч. 2 / В.А. Григорьев, С.С. Щесняк, В.Л. Гулюшин и др.; под общ. ред. В.А. Григорьева. – СПб.: Университет ИТМО, 2016. – 118 с.
9. **Далматов А.Д., Елисеев А.А., Лукошкин А.П. и др**. Обработка сигналов в радиотехнических системах. – Ленинград: Ленинградский университет, 1987. – 400 с.
10. **Zima D., Spector A., Sokolova D.** Spatiotemporal spectral analysis of signals and active interference in radar with digital antenna arrays // VI International Conference on Information Technology and Nanotechnology (ITNT-2020). – Samara, Russia, 2020. – DOI: 10.1109/ITNT49337.2020.9253256.
11. **Zima D.N., Spector A.A. , Sokolova D.O**. Investigation and modeling of the spatiotemporal signal recorded by the digital antenna array // IEEE 22nd International Conference of Young Professionals in Electron Devices and Materials (EDM). – Altai Republic, Russia, 2021. – P. 218–221. – DOI: 10.1109/EDM52169.2021.9507710.
12. **Баскаков С.И.** Радиотехнические цепи и сигналы. – М.: Высшая школа, 2000. – 462 с.
13. **Якубов В.П.** Статистическая радиофизика. – Томск: НТЛ, 2006. – 132 с.
14. **Зима Д.Н., Спектор А.А.** Пространственно-временная обработка широкополосных сигналов в радиолокационных системах с линейной цифровой антенной решёткой в присутствии активных помех // Автометрия. – 2021. – Т. 57, № 2. – С. 4–12. – DOI: 10.15372/AUT20210201.
15. **Зима Д.Н., Соколова Д.О., Спектор А.А.** Пространственно-временная обработка широкополосных сигналов на основе модели линейного предсказания // Доклады Академии наук высшей школы Российской Федерации. – 2020. – № 4 (49). – С. 17–31. – DOI: 10.17212/1727-2769-2020-4-17-31.

BROADBAND SIGNALS AND THEIR RADIO RECEPTION IN RADIO SYSTEMS WITH ANTENNA ARRAYS USING THE MULTIDIMENSIONAL FOURIER TRANSFORM

Zima D.N.
Novosibirsk State Technical University, Novosibirsk, Russia

The paper considers an approach to processing broadband spatiotemporal signals based on the maximum likelihood method in the presence of external active interference in systems with digital antenna arrays, using linear antenna arrays as an example. The approach is based on the representation of signals and interferences recorded by an antenna array as multidimensional spatiotemporal processes, i.e. functions of spatial and temporal coordinates, which is due to the spatial distribution of the elements of the antenna array. When receiving a broadband signal against the background of interference, its processing cannot always be divided into spatial and temporal. The assignment of a signal to a broadband signal in the spatial sense depends on the frequency band of the signal spectrum and the dimensions of the antenna array. The algorithm for processing spatiotemporal signals based on the maximum likelihood method is optimal and has the best performance. The processing carried out in the multidimensional frequency domain makes it possible to simplify the processing algorithm due to the diagonal nature of the interference correlation matrix. The reception of a signal with completely known parameters is considered. The approach is based on the example of a linear antenna array with a generalization of the results obtained in relation to a flat digital antenna array.

Keywords: spatiotemporal signal, broadband signal, active interference, Bayesian processing, spatially distributed antenna elements, digital antenna array.

DOI: 10.17212/1727-2769-2022-1-37-50

REFERENCES

1. Voskresenskii D.I., Kanashchenkov A.I., eds. Aktivnye fazirovannye antennye reshetki [Active phased antenna arrays]. Moscow, Radiotekhnika Publ., 2004. 488 p.
2. Ponomarev L.I., Vechtomov V.A., Miloserdov A.S. *Bortovye tsifrovye mnogoluchevye antennye reshetki dlya sistem sputnikovoi svyazi* [Onboard digital multi-beam antenna arrays for satellite communication systems]. 2nd ed. Moscow, Bauman MSTU Publ., 2018. 197 p.
3. Ratynskii M.V. *Adaptatsiya i sverkhrazreshenie v antennykh reshetkakh* [Adaptation and superresolution in antenna arrays]. Moscow, Radio i svyaz' Publ., 2003. 200 p.
4. Sadomovskii A.S. Ispol'zovanie shirokopolosnykh signalov v sistemakh radiosvyazi [The use of broadband signals in radio communication systems]. *Radioelektronnaya tekhnika* [Radioelectronic equipment]. Ul'yanovsk, 2011, no. 1 (4), pp. 161–165.
5. Lukin K.A. Radar design using Noise/Randome waveforms. *2006 International Radar Symposium, IRS-2006*, Krakow, 2006, pp. 1–4. DOI: 10.1109/IRS.2006.4338071.
6. Nechaev Yu.B., Borisov D.N., Peshkov I.V. Avtokalibrovochnyi algoritm kompensatsii amlitudno-fazovykh oshibok v kanalakh tsifrovoi antennoi reshetki [Autocalibration algorithm of compensation of gain and phase imperfections in channels of smart antenna]. *Vestnik Voronezhskogo gosudarstvennogo universiteta. Seriya: Fizika. Matematika = Proceedings of Voronezh State University. Series: Physics. Mathematics*, 2011, no. 1, pp. 59–69.
7. Grigor'ev V.A., ed. *Adaptivnye antennye reshetki*. V 2 ch. Ch. 1 [Adaptive antenna arrays. In 2 pt. Pt. 1]. St. Petersburg, ITMO University Publ., 2016. 179 p.
8. Grigor'ev V.A., ed. *Adaptivnye antennye reshetki*. V 2 ch. Ch. 2 [Adaptive antenna arrays. In 2 pt. Pt. 2]. St. Petersburg, ITMO University Publ., 2016. 118 p.
9. Dalmatov A.D., Eliseev A.A., Lukoshkin A.P. et al. *Signal processing in radio-technical systems*. Leningrad: Leningrad University, 1987.400 p.
10. Zima D., Spector A., Sokolova D. Spatiotemporal spectral analysis of signals and active interference in radar with digital antenna arrays. *VI International Conference on Information Technology and Nanotechnology (ITNT-2020)*, Samara, Russia, 2020. DOI: 10.1109/ITNT49337.2020.9253256.

11. Zima D.N., Spector A.A. Sokolova D.O. Investigation and modeling of the spatiotemporal signal recorded by the digital antenna array. *IEEE 22nd International conference of young professionals in electron devices and materials (EDM)*, Altai Republic, Russia, 2021, pp. 218–221. DOI: 10.1109/EDM52169.2021.9507710.
12. Baskakov S.I. *Radiotekhnicheskie tsepi i signaly* [Radio engineering circuits and signals]. Moscow, Vysshaya shkola Publ., 2000. 462 p.
13. Yakubov V.P. *Statisticheskaya radiofizika* [Statistical radiophysics]. Tomsk, NTL Publ., 2006. 132 p.
14. Zima D.N., Spektor A.A. Prostranstvenno-vremennaya obrabotka shirokopolosnykh signalov v radiolokatsionnykh sistemakh s lineinoi tsifrovoi antennoi reshetkoi v prisutstvii aktivnykh pomekh [Spatiotemporal processing of broadband signals in radars with a linear digital antenna array in the presence of active interference]. *Avtometriya = Optoelectronics, Instrumentation and Data Processing*, 2021, vol. 57, no. 2, pp. 4–12. DOI: 10.15372/AUT20210201.
15. Zima D.N., Sokolova D.O., Spector A.A. Prostranstvenno-vremennaya obrabotka shirokopolosnykh signalov na osnove modeli lineinogo predskazaniya [Spatiotemporal processing of broadband signals based on the linear prediction model]. *Doklady Akademii nauk vysshei shkoly Rossiiskoi Federatsii = Proceedings of the Russian higher school Academy of sciences*, 2020, no. 4 (49), pp. 17–31. DOI: 10.17212/1727-2769-2020-4-17-31.

СВЕДЕНИЯ ОБ АВТОРАХ

Зима Дарья Николаевна – родилась в 1994 году, старший преподаватель кафедры теоретических основ радиотехники Новосибирского государственного технического университета. Область научных интересов: статистическая обработка сигналов. Опубликовано 20 научных работ. (Адрес: 630073, Россия, г. Новосибирск, пр. Карла Маркса, 20. E-mail: d.zima@corp.nstu.ru).

Zima Daria Nikolaevna (b. 1994) – a Senior lecture at the department of radio engineering fundamentals in the Novosibirsk State Technical University. Her research interests are currently focused on statistical signal processing. She is the author of 20 scientific papers. (Address: 20, Karl Marx Av., Novosibirsk, 630073, Russia. E-mail: d.zima@corp.nstu.ru).

Статья поступила 11 января 2022 г.
Received January 11, 2022

To Reference:

Zima D.N. Shirokopolosnye signaly i ikh radiopriem v radiosistemakh s antennymi reshetkami s primeneniem mnogomernogo preobrazovaniya Fur'e [Broadband signals and their radio reception in radio systems with antenna arrays using the multidimensional Fourier transform]. *Doklady Akademii nauk vysshei shkoly Rossiiskoi Federatsii = Proceedings of the Russian higher school Academy of sciences*, 2022, no. 1 (54), pp. 37–50. DOI: 10.17212/1727-2769-2022-1-37-50.

ДОКЛАДЫ АН ВШ РФ
2022 № 1 (54)

ТЕХНИЧЕСКИЕ НАУКИ

УДК: 621.396.96

МОДЕЛИРОВАНИЕ ЭХОСИГНАЛОВ КОРРЕЛЯЦИОННОГО ИЗМЕРИТЕЛЯ СКОРОСТИ И УГЛА СНОСА НА МАТРИЧНОМ ИМИТАТОРЕ

А.В. Киселев, Т.И. Сабитов
Новосибирский государственный технический университет

В данной работе рассмотрены матричные имитаторы применительно к задаче имитации эхосигналов трехантенных радиолокационных систем с неподвижными и параллельно ориентированными диаграммами направленности. В качестве такой трехантенной системы взят корреляционный измеритель скорости и угла сноса. Разработан облик двумерной матрицы имитатора из шести излучателей, который обеспечивает имитацию отражений от радиолокационных объектов как по азимуту, так и по углу места независимо для каждого канала приема. Получены соотношения, которые позволяют синтезировать матрицу. Данные соотношения связывают между собой координаты излучателей матрицы и начальные фазы излучаемых сигналов с длиной волны эхосигнала и геометрическими размерами антенной конфигурации испытываемой системы. Для типовых значений параметров трехантенного корреляционного измерителя скорости и угла сноса синтезирована матрица излучателей. С помощью численного эксперимента осуществлена ее апробация, где учитывались переотражения от безэховой камеры и ошибки фазировки, имеющие стохастический характер. Отсчеты излучаемых сигналов формировались с учетом заданных параметров движения антенной системы над моделируемой подстилающей поверхностью. Результаты экспериментов подтверждают достоверность полученных теоретических результатов. Они могут быть использованы для синтеза матричных имитаторов эхосигналов трехантенных радиолокационных систем.

Ключевые слова: матричный имитатор, трехантенная радиолокационная система, моделирование эхосигналов.

DOI: 10.17212/1727-2769-2022-1-51-58

Введение

При разработке радиолокационных систем (РЛС) на этапах полунатурного моделирования все большее распространение получают матричные имитаторы (МИ) [1–3]. За счет электронного плавного управления положением кажущегося центра излучения (КЦИ) МИ позволяют имитировать перемещения объектов по любым траекториям с требуемой скоростью. При этом имитируемые объекты могут быть как точечными, так и распределенными [4, 5]. Положение КЦИ определяется величинами амплитуд и фаз сигналов излучателей МИ в точке приема в соответствии с соотношением [5]:

$$\Delta\xi = \frac{\left(\sum_i E_i \cos\varphi_i\right)\left(\sum_i \xi_i E_i \cos\varphi_i\right) + \left(\sum_i E_i \sin\varphi_i\right)\left(\sum_i \xi_i E_i \sin\varphi_i\right)}{\left(\sum_i E_i \cos\varphi_i\right)^2 + \left(\sum_i E_i \sin\varphi_i\right)^2}, \qquad (1)$$

Исследование выполнено при финансовой поддержке в рамках реализации программы развития НГТУ, научный проект № С21-14.

© 2022 А.В. Киселев, Т.И. Сабитов

где E_i, φ_i – амплитуда и фаза напряженности электрического поля в точке приема от i-го излучателя; $\Delta\xi$ и ξ_i – угловые либо линейные координата КЦИ и координата i-го излучателя, нормированные к угловому либо линейному размеру матрицы.

Вопросы синтеза МИ достаточно подробно освещены в литературе [6–8], однако при этом МИ рассматриваются применительно лишь к одноантенным системам, т. е. таким системам, которые используют в своей работе только одну приемную антенну. Вопросы синтеза МИ для многоантенных систем начали изучаться относительно недавно [9, 10].

Цель данной работы – обосновать синтез матричного имитатора для имитации эхосигналов трехантенной системы измерения скорости и угла сноса.

1. Теория

Авторами данной работы был разработан облик МИ для имитации эхосигналов трехантенной системы с неподвижными диаграммами направленности. В качестве такой системы был взят корреляционный измеритель скорости и угла сноса (КРИСС). Облик матрицы излучателей и взаимное расположение антенн КРИСС представлены на рис. 1.

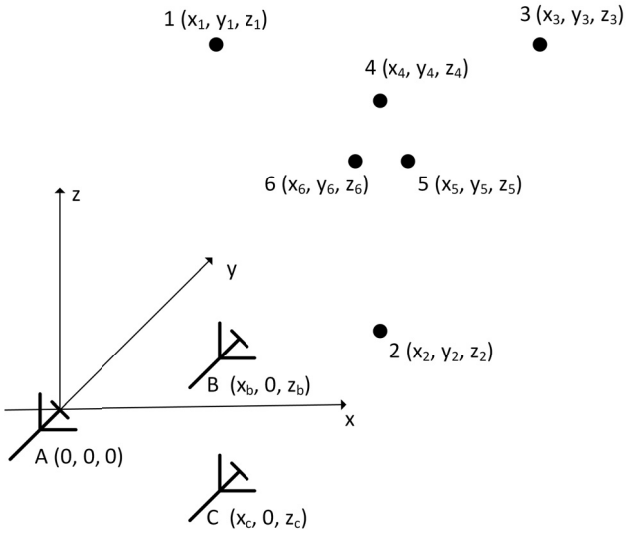

Рис. 1 – Матричный имитатор эхосигналов корреляционного измерителя скорости и угла сноса

Fig. 1 – Matrix simulator of echo signals of the correlation meter of speed and drift angle

Разработанный МИ основан на взаимокомпенсации сигналов для обеспечения возможности имитации эхосигналов независимо для каждой антенны [9]. При этом используется то, что ориентация ДН антенн системы КРИСС неизменна в процессе работы, а главные лепестки ДН антенн достаточно широкие и практически полностью перекрывают друг друга. Как следствие, сигнал отдельно взятого излучателя матрицы взвешивается ДН каждой антенны с практически одним и тем же весом. Это позволяет ввести предкоррекцию сигналов МИ с целью устранить влияние взвешивания сигналов ДН на результат моделирования [11].

Для антенны A отражения от объекта имитирует группа излучателей 1, 2, 3 и 4. Для антенны B – 1, 2, 3 и 5. Для антенны C – 1, 2, 3 и 6.

Рассмотрим матрицу относительно антенны A. Обозначим сигналы излучателей с 1-го по 4-й как S_1, S_2, S_3 и S_4. Они имитируют эхосигнал для антенны A. Чтобы эти сигналы не влияли на результат моделирования для других антенн, выполняются условия компенсации [9]. То есть мощность сигнала S_4 задается равной суммарной мощности сигналов S_1, S_2 и S_3. При этом в точке приема A они синфазны, а в двух других сигнал S_4 находится в противофазе по отношению к остальным трем. Аналогичные рассуждения справедливы и относительно других двух антенн.

По сути, условие компенсации было сужено к требованию того, чтобы сигналы излучателей были синфазны либо противофазны во всех точках приема. Выполнение данных условий фазировки достигается за счет размещения излучателей и управления начальными фазами излучаемых сигналов, что можно формализовать в виде систем уравнений

$$\begin{cases} (R_{1A}-R_{2A})\dfrac{2\pi}{\lambda}-\Delta\varphi_2=2\pi n_1, \\ (R_{1A}-R_{3A})\dfrac{2\pi}{\lambda}-\Delta\varphi_3=2\pi n_2, \\ (R_{1A}-R_{4A})\dfrac{2\pi}{\lambda}-\Delta\varphi_4=2\pi n_3, \\ (R_{1B}-R_{4B})\dfrac{2\pi}{\lambda}-\Delta\varphi_4= \\ =(2n_4+1)\pi, \\ (R_{1C}-R_{4C})\dfrac{2\pi}{\lambda}-\Delta\varphi_4= \\ =(2n_5+1)\pi, \end{cases} \qquad \begin{cases} (R_{1B}-R_{2B})\dfrac{2\pi}{\lambda}-\Delta\varphi_2=2\pi k_1, \\ (R_{1B}-R_{3B})\dfrac{2\pi}{\lambda}-\Delta\varphi_3=2\pi k_2, \\ (R_{1B}-R_{5B})\dfrac{2\pi}{\lambda}-\Delta\varphi_5=2\pi k_3, \\ (R_{1A}-R_{5A})\dfrac{2\pi}{\lambda}-\Delta\varphi_5= \\ =(2k_4+1)\pi, \\ (R_{1C}-R_{5C})\dfrac{2\pi}{\lambda}-\Delta\varphi_5= \\ =(2k_5+1)\pi, \end{cases} \tag{2}$$

$$\begin{cases} (R_{1C}-R_{2C})\dfrac{2\pi}{\lambda}-\Delta\varphi_2=2\pi m_1, \\ (R_{1C}-R_{3C})\dfrac{2\pi}{\lambda}-\Delta\varphi_3=2\pi m_2, \\ (R_{1C}-R_{6C})\dfrac{2\pi}{\lambda}-\Delta\varphi_6=2\pi m_3, \\ (R_{1A}-R_{6A})\dfrac{2\pi}{\lambda}-\Delta\varphi_6=(2m_4+1)\pi, \\ (R_{1B}-R_{6B})\dfrac{2\pi}{\lambda}-\Delta\varphi_6=(2m_5+1)\pi, \end{cases}$$

где R_{ik} – расстояние между i-м излучателем и k-й точкой приема; λ – длина волны; $\Delta\varphi_i$ – фазовая добавка к сигналу i-го излучателя; n, k, m – целые числа.

Для заданных параметров системы КРИСС с помощью численных методов решения систем нелинейных уравнений [12] может быть получено решение

систем (2) в виде координат излучателей МИ и значений начальных фаз излучаемых сигналов.

Были заданы следующие типовые параметры КРИСС [13].

Координаты точек приема во введенной системе координат, связанной с антенной A (см. рис. 1): $(x_A; y_A; z_A) = (0; 0; 0)$ мм, $(x_B; y_B; z_B) = (110; 0; 30)$ мм, $(x_C; y_C; z_C) = (110; 0; -30)$ мм.

Зондирующий сигнал – пачка из 1500 радиоимпульсов прямоугольной формы; длина волны $\lambda = 7$ см; длительность одного радиоимпульса $\tau_и = 10{,}5$ нс; период повторения $T_п = 7{,}5$ мкс.

Движение системы КРИСС относительно подстилающей поверхности прямолинейное и равномерное со скоростью 200 м/с, направление вектора скорости совпадает с осью OX (см. рис. 1).

Для заданных параметров КРИСС была синтезирована матрица излучателей. Координаты точек расположения излучателей МИ, выраженные в метрах:

- $x_1 = -1{,}937$, $x_2 = 0{,}104$, $x_3 = 2{,}157$, $x_4 = 0{,}104$, $x_5 = 1{,}122$, $x_6 = -0{,}914$;
- $y_1 = 5$, $y_2 = 5$, $y_3 = 5$, $y_4 = 5{,}373$, $y_5 = 6{,}294$, $y_6 = 6{,}328$;
- $z_1 = 3{,}492$, $z_2 = -3{,}992$, $z_3 = 3{,}492$, $z_4 = 3{,}473$, $z_5 = -0{,}259$, $z_6 = -0{,}26$.

Начальные фазы излучаемых сигналов матрицы: $\Delta\varphi = (0; 0; 0; 0; \pi; \pi)$ рад.

2. Апробация результатов

Для апробации матрицы была использована модель подстилающей поверхности, которая представляла собой плоскость со случайно распределенными на ней точечными отражателями – светящимися точками. Их общее число составляло 100 тыс. Высота полета над поверхностью 100 м. Распределение отражателей по плоскости задавалось равновероятным законом.

Для имитации эхосигнала от отдельного отражателя движущейся поверхности в соответствии со следующими соотношениями рассчитывались амплитуды сигналов матричного имитатора [5]:

$$E_{1k} = \frac{E_\Sigma}{2}\left[\frac{2\alpha_ц - \alpha_3 - \alpha_K}{\alpha_2 - \alpha_3} - \frac{2\theta_ц - \theta_3 - \theta_K}{\theta_2 - \theta_3}\right]\cdot\left[\frac{\alpha_1 - \alpha_3}{\alpha_2 - \alpha_3} - \frac{\theta_1 - \theta_3}{\theta_2 - \theta_3}\right]^{-1},$$

$$E_{2k} = \frac{E_\Sigma}{2}\left[\frac{2\alpha_ц - \alpha_3 - \alpha_K}{\alpha_2 - \alpha_3}\right] - E_{1k}\frac{\alpha_1 - \alpha_3}{\alpha_2 - \alpha_3},$$

$$E_{3k} = \frac{E_\Sigma}{2} - E_{1k} - E_{2k},\ E_4 = E_5 = E_6 = \frac{E_\Sigma}{2},$$

где E_Σ – амплитуда сигнала имитируемого точечного отражателя (в нашем эксперименте $E_\Sigma = 1$ в относительных единицах); k, K – индексы, где значениям $k = \{A, B, C\}$ соответствуют $K = \{4, 5, 6\}$; α_i, θ_i – угловые координаты излучателей (азимут и угол места); $\alpha_ц$, $\theta_ц$ – угловые координаты КЦИ (азимут и угол места).

Для имитации эхосигнала всей поверхности использовался принцип суперпозиции [14].

Условия численного эксперимента учитывали переотражения от безэховой камеры с коэффициентом безэховости –35 дБ и ошибку фазировки излучателей, которая задавалась в виде случайной величины, имеющей нормальное распределение с нулевым средним и среднеквадратичным отклонением $\sigma_{\varphi\ ош} = 4°$.

В результате численного эксперимента были получены отсчеты комплексных огибающих сигналов, снимаемых с антенн КРИСС. В качестве примера представлены зависимости амплитуды и фазы сигнала, снимаемого с антенны *A* (рис. 2), где « --*-- » – для имитации эхосигналов с помощью МИ; « − » – для модели отражений от реальной поверхности. Данные зависимости получены в результате моделирования ситуации имитации эхосигналов от подстилающей поверхности с помощью разработанного МИ. Эти зависимости сопоставлены с соответствующими зависимостями, полученными для модели эхосигналов от отражателей реальной поверхности.

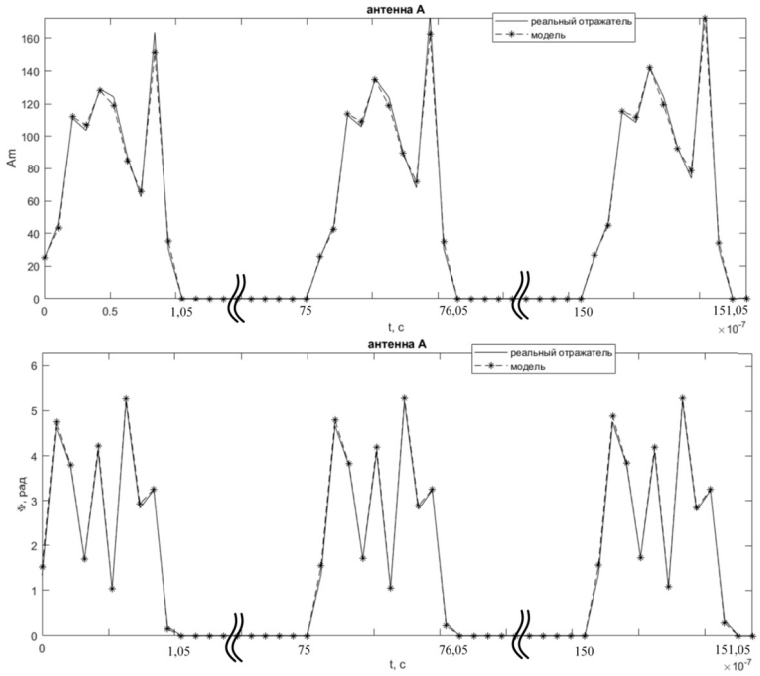

Рис. 2 – Зависимости амплитуды и фазы первых трех импульсов сигнала, снимаемого с антенны *A*, от имитируемой МИ и реальной поверхности

Fig. 2 – Dependences of the amplitude and phase of the first three pulses of the antenna *A* signal from the surface simulated by MS and the real one

На основе полученных зависимостей были получены взаимокорреляционные функции (ВКФ) сигналов, снимаемых с антенн. В качестве примера на рис. 3 представлены зависимости ВКФ сигналов, снимаемых с антенн *A* и *C*, где « --*-- » – для имитации эхосигналов с помощью МИ; « − » – для модели отражений от реальной поверхности.

Для оценки влияния случайной ошибки фазировки и случайных переотражений от безэховой камеры на результат моделирования было осуществлено 1000 экспериментов. В результате усреднения данных по 1000 экспериментам было установлено:

- значения корня из среднего квадрата ошибок амплитуды моделируемого эхосигнала, нормированные к среднему значению амплитуды, не превышают 8,2 %;
- значения корня из среднего квадрата ошибок ВКФ моделируемых эхосигналов, нормированные к максимальному значению ВКФ, не превышают 2,4 %;
- средняя ошибка смещения максимума ВКФ не превышает 3,17 мкс (значение периода дискретизации взятия отсчетов ВКФ 7,5 мкс, что соответствует периоду повторения радиоимпульсов).

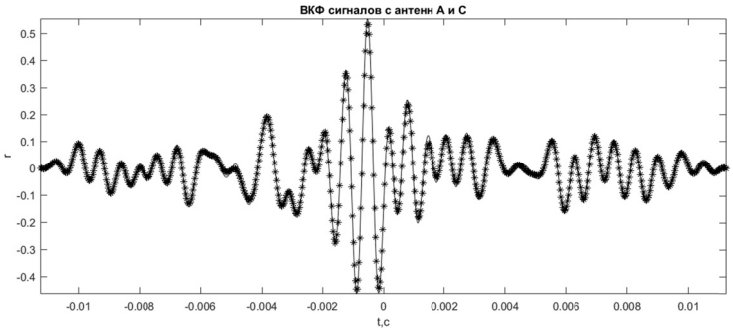

Рис. 3 – ВКФ комплексных огибающих эхосигналов, снимаемых с антенн *A* и *C*, от имитируемой МИ и реальной поверхности

Fig. 3 – CCF of complex envelopes of echo signals taken from antennas A and C from the surface simulated by MS and the real one

Из результатов численных экспериментов видно, что разработанный проект МИ обеспечивает адекватность моделирования эхосигналов КРИСС.

Заключение

Результаты данной работы расширяют область применения МИ по направлению их использования для имитации эхосигналов трехантенных радиоэлектронных систем. Они могут быть использованы для разработки матричных имитаторов эхосигналов систем КРИСС.

ЛИТЕРАТУРА

1. Patent Application Publication № 2009/0058715 US. Methods and systems for generating virtual radar targets / G. Sarafian. – Publ. date 05.03.2009.
2. Patent № 104133376 A China. Target vector control method used for radio frequency simulation / Yu M., Yang S., Liu D. – Publ. date 05.11.2014.
3. Angular glint error simulation using attributed scattering center models / K. Guo, G. Xiao, Y. Zhai, X. Sheng // IEEE Access. – 2018. – Vol. 6. – P. 35194–35205. – DOI: 10.1109/ACCESS.2018.2846538.
4. **Elizavetin I., Paillou P.** The ground surface backscattering modeling using integral equation model // EUSAR '98: European Conference on Synthetic Aperture Radar, 25–27 May 1998, Friedrichshafen, Germany. – Berlin, 1998. – P. 153–156.
5. **Ostrovityanov R.V., Basalov F.A.** Statistical theory of extended radar targets. – Dedham: Artech House, 1985. – 364 p.
6. **Sisle M., McCarthy E.** Hardware-in-the-loop simulation for an active missile // Simulation. – 1982. – Vol. 39. – P. 159–167. – DOI: 10.1177/003754978203900503.
7. Analysis and correction of triad field angle error in array radio frequency simulation / L. Hua, Z. Jianjiang, P. Minghai, Z. Hanwu // Future Communication, Computing, Control and Management. – 2012. – Vol. 2. – P. 125–134. – DOI: 10.1007/978-3-642-27314-8_18.
8. **Wayne D., McBride S., McKenna J.** Multiple target, dynamic RF scene generator // AMTA 2016 Proceedings. – Austin, TX, 2016. – P. 319–324.
9. **Сабитов Т.И., Киселев А.В.** Имитация эхосигналов двухпозиционной системы с использованием матрицы из пяти излучателей // Вопросы радиоэлектроники. – 2020. – № 5. – С. 6–9. – DOI: 10.21778/2218-5453-2020-5-6-9.
10. **Kiselev A.V., Sabitov T.I., Stepanov M.A.** Simulating an object's altitude for two-position systems // Journal of Computer and Systems Sciences International. – 2020. – Vol. 59. – P. 217–222. – DOI: 10.1134/S1064230720020070.
11. **Сабитов Т.И., Киселев А.В.** Коррекция амплитудной ошибки в матричных имитаторах радиолокационных целей // Радиопромышленность. – 2020. – Т. 30, № 4. – С. 106–110. – DOI: 10.21778/2413-9599-2020-30-4-106-110.

12. **Fletcher R.** Practical methods of optimization. – New York: Wiley, 1980. – 120 p.
13. **Завьялов В.В.** Измерители скорости с линейной базой направленных приемников. – Владивосток: Морской гос. ун-т, 2004. – 176 с.
14. **Тырыкин С.В., Киселев А.В.** Экономичный алгоритм имитации сложных радиолокационных целей // Известия высших учебных заведений. Радиоэлектроника. – 2003. – Т. 46, № 4. – С. 76–80.

SIMULATION OF ECHO SIGNALS OF THE CORRELATION METER OF SPEED AND DRIFT ANGLE ON A MATRIX SIMULATOR

Kiselev A.V., Sabitov T.I.
Novosibirsk State Technical University, Novosibirsk, Russia

In this paper, matrix simulators are considered in relation to the problem of simulating echo signals of three-antenna radar systems with fixed and parallel-oriented radiation patterns. A correlation meter of speed and drift angle was taken as such a three-antenna system. A project of a two-dimensional matrix simulator of six emitters has been developed, which provides imitation of reflections from radar objects both in azimuth and in elevation independently for each receiving channel. Relationships are obtained that allow synthesizing the matrix. These ratios relate the coordinates of the matrix emitters and the initial phases of the emitted signals with the wavelength of the echo signal and the geometric dimensions of the antenna configuration of the system under test. The emitter matrix has been synthesized for typical parameters of a three-antenna correlation meter of speed and drift angle. With the help of a numerical experiment approbation of the matrix was carried out, where re-reflections from the nonreflecting room and phasing errors of a stochastic nature were considered. The readings of the emitted signals were formed considering the given parameters of the antenna system movement over the simulated underlying surface. The experimental results confirm the reliability of the theoretical results obtained. They can be used to synthesize matrix simulators of echo signals of three-antenna radar systems.

Keywords: matrix simulator, three-antenna radar, echo simulation.

DOI: 10.17212/1727-2769-2022-1-51-58

REFERENCES

1. Sarafian G. *Methods and systems for generating virtual radar targets*. Patent Application US, no. 2009/0058715, 2009.
2. Yu M., Yang S., Liu D. *Target vector control method used for radio frequency simulation*. Patent China, no. 104133376 A, 2014.
3. Guo K., Xiao G., Zhai Y., Sheng X. Angular glint error simulation using attributed scattering center models. *IEEE Access*, 2018, vol. 6, pp. 35194–35205. DOI: 10.1109/ACCESS.2018.2846538.
4. Elizavetin I., Paillou P. The ground surface backscattering modeling using integral equation model. *EUSAR '98: European Conference on Synthetic Aperture Radar*, 25–27 May 1998, Friedrichshafen, Germany. Berlin, 1998, pp. 153–156.
5. Ostrovityanov R.V., Basalov F.A. *Statistical theory of extended radar targets*. Dedham, Artech House, 1985. 364 p.
6. Sisle M., McCarthy E. Hardware-in-the-loop simulation for an active missile. *Simulation*, 1982, vol. 39, pp. 159–167. DOI: 10.1177/003754978203900503.
7. Hua L., Jianjiang Z., Minghai P., Hanwu Z. Analysis and correction of triad field angle error in array radio frequency simulation. *Future Communication, Computing, Control and Management*, 2012, vol. 2, pp. 125–134. DOI: 10.1007/978-3-642-27314-8_18.
8. Wayne D.J., McBride S.T., McKenna J.T. Multiple target, dynamic RF scene generator. *AMTA 2016 Proceedings*, Austin, TX, 2016, pp. 319–324.
9. Sabitov T.I., Kiselev A.V. Imitatsiya ekhosignalov dvukhpozitsionnoi sistemy s ispol'zovaniem matritsy iz pyati izluchatelei [Simulation of echo signals of two-position radar

station using matrix of five emitters]. *Voprosy radioelektroniki = Issues of radioelectronics*, 2020, no. 5, pp. 6–9. DOI: 10.21778/2218-5453-2020-5-6-9.
10. Kiselev A.V., Sabitov T.I., Stepanov M.A. Simulating an object's altitude for two-position systems. *Journal of Computer and Systems Sciences International*, 2020, vol. 59, pp. 217–222. DOI: 10.1134/S1064230720020070.
11. Sabitov T.I., Kiselev A.V. Korrektsiya amplitudnoi oshibki v matrichnykh imitatorakh radiolokatsionnykh tselei [Amplitude error correction in matrix simulators of radar targets]. *Radiopromyshlennost' = Radio Industry (Russia)*, 2020, vol. 30, no. 4, pp. 106–110. DOI: 10.21778/2413-9599-2020-30-4-106-110.
12. Fletcher R. *Practical methods of optimization.* New York, Wiley, 1980. 120 p.
13. Zav'yalov V.V. *Izmeriteli skorosti s lineinoi bazoi napravlennykh priemnikov* [Linear base velocity meters for directional receivers]. Vladivostok, Maritime State University Publ., 2004. 176 p.
14. Tyrykin S.V., Kiselev A.V. Ekonomichnyi algoritm imitatsii slozhnykh radio-lokatsionnykh tselei [Cost-effective algorithm for simulating complex radar targets]. *Izvestiya vysshikh uchebnykh zavedenii. Radioelektronika = Radioelectronics and Communications Systems*, 2003, vol. 46, no. 4, pp. 76–80.

СВЕДЕНИЯ ОБ АВТОРАХ

Киселев Алексей Васильевич – д-р техн. наук, профессор, заведующий кафедрой радиоприемных и радиопередающих устройств Новосибирского государственного технического университета. Область научных интересов: моделирование сложной радиолокационной обстановки в реальном масштабе времени. Опубликовано более 150 научных работ. (Адрес: 630073, Россия, г. Новосибирск, пр. Карла Маркса, 20. E-mail: nil_rtu@ngs.ru).

Kiselev Aleksey Vasil'evich – Doctor of Sciences (Eng.), Professor, Head of the Department of Radio Receiving and Radio Transmitting Devices, Novosibirsk State Technical University. Research interests: real-time modeling of complex radar conditions. Over 150 scientific papers have been published. (Address: Address: 20, Karl Marx Av., Novosibirsk, 630073, Russia. E-mail: nil_rtu@ngs.ru).

Сабитов Тимур Ильясович – аспирант, кафедра радиоприемных и радиопередающих устройств, Новосибирский государственный технический университет. Область научных интересов: радиолокация, имитационное моделирование. Опубликовано более 20 научных работ. (Адрес: 630073, Российская Федерация, г. Новосибирск, пр. Карла Маркса, 20. Email: sti0@mail.ru).

Sabitov Timur Il'iasovich – postgraduate student, Department of Radio receivers and radio transmitters, Novosibirsk State Technical University. His research interests are currently focused on radiolocation, simulation modelling. Over 20 scientific papers have been published. (Address: 20, Karl Marx Av., Novosibirsk, 630073, Russia. E-mail: sti0@mail.ru).

Статья поступила 08 октября 2021 г.
Received October 08, 2021

To Reference

Kiselev A.V., Sabitov T.I. Modelirovanie ekhosignalov korrelyatsionnogo izmeritelya skorosti i ugla snosa na matrichnom imitatore [Simulation of echo signals of the correlation meter of speed and drift angle on a matrix simulator]. *Doklady Akademii nauk vysshei shkoly Rossiiskoi Federatsii = Proceedings of the Russian higher school Academy of sciences*, 2022, no. 1 (54), pp. 51–58. DOI: 10.17212/1727-2769-2022-1-51-58.

ДОКЛАДЫ АН ВШ РФ
2022 № 1 (54)

ТЕХНИЧЕСКИЕ НАУКИ

621.396.41

ПРОПУСКНАЯ СПОСОБНОСТЬ ЛИНИИ СВЯЗИ МЕЖДУ РАСПРЕДЕЛЕННЫМ МОДУЛЕМ И РАДИОМОДУЛЕМ БАЗОВОЙ СТАНЦИИ ПЯТОГО ПОКОЛЕНИЯ В СООТВЕТСТВИИ С ПАРАДИГМОЙ Open RAN

К.В. Савенко[1], Е.В. Рогожников[1], С.А. Новичков[2], Д.В. Лаконцев[2]
[1] *Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники*
[2] *Сколковский институт науки и технологий*

В статье рассматриваются варианты решения проблемы увеличения требований к пропускной способности линии связи между распределенным модулем и радиомодулем базовой станции пятого поколения. В разделе 1 представлено описание архитектуры базовой станции сетей 5G и основной концепции Open RAN. Описаны основные транспортные сегменты сети и опции разделения базовой станции. В разделе 2 описан транспортный сегмент сетей радиодоступа Fronthaul и варианты разделения между распределенным модулем и радиомодулем базовой станции пятого поколения в соответствии со стандартами Open RAN. В разделе 3 производится расчет основных характеристик транспортного сегмента Fronthaul. Расчет пропускной способности производится для трех наиболее актуальных вариантов разделения, а также для нескольких типов трафика. В статье представлен сравнительный анализ требуемой пропускной способности линии связи между распределенным модулем и радиомодулем базовой станции пятого поколения для распространенных вариантов разделения, стандартизированных Open RAN. В заключении статьи представлены выводы и рекомендации по результатам сравнения расчетов требуемой пропускной способности линии связи между распределенным модулем и радиомодулем для трех основных вариантов разделения.

Ключевые слова: сеть пятого поколения, сеть радиодоступа, Open RAN, радиомодуль, распределенный модуль, Fronthaul.

DOI: 10.17212/1727-2769-2022-1-59-69

Введение

Объемы трафика, передаваемого мобильными сетями, с каждым годом возрастают. Чтобы справиться с этой увеличенной нагрузкой на мобильные сети, операторы связи постепенно переходят от технологий четвертого поколения (4G) к сетям радиодоступа (RAN) пятого поколения (5G).

Ожидается, что увеличение количества трафика в 5G RAN будет происходить из-за увеличения количества базовых станций и уплотнения мобильной сети. Для поддержки повышенной плотности мобильной сети и достижения требуемой пропускной способности внедряются новые технологии радиоинтерфейса 5G, такие как координированная передача и прием (CoMP), агрегация несущих (CA) и технологии многоантенной передачи (Massive MIMO) [1]. Также сотовая сеть пятого поколения (5G) стандартизирована для передачи разнообразных типов трафика, таких как улучшенная широкополосная мобильная связь (eMBB), сверхнадежная связь с малой задержкой (uRLLC) и массовая межмашинная связь

Работа выполнена при финансовой поддержке Минцифры России и АО «РВК», а также Сколковского института науки и технологий, идентификатор соглашения предоставления субсидии 0000000007119P190002, №005/20 от 26.03.2020 г.

© 2022 К.В. Савенко, Е.В. Рогожников, С.А. Новичков, Д.В. Лаконцев

(mMTC). Существующей беспроводной архитектуре 4G не хватает гибкости для эффективного удовлетворения этих требований.

Говоря о сети радиодоступа (RAN), традиционно крупные поставщики оборудования внедряли свою продукцию проприетарным и, как правило, нестандартизированным образом, что значительно ограничивало операторов необходимостью выбора единственного поставщика оборудования для своих сетей. В результате эволюция в сторону от сетей 4G к сетям 5G потребовала архитектурных преобразований, необходимых для поддержки неоднородности услуг, координации технологий множественного подключения и развертывания сетей с различной конфигурацией. Открытая сеть радиодоступа (Open RAN) сделала возможным такое преобразование. Open RAN позволила стандартизировать интерфейсы между основными узлами сети радиодоступа [2].

1. Постановка задачи

В условиях развития сетей пятого поколения актуальной является задача повышения эффективности частотно-временного ресурса. Для разработки систем пятого поколения требуются, прежде всего, качественные математические модели, позволяющие оценить нагрузку на линии связи между различными модулями базовой станции. При этом наиболее требовательной к ресурсам является линия связи между распределенным модулем и радиомодулем базовой станции.

В связи с этим была поставлена задача разработки модели расчета пропускной способности между распределенным модулем и радиомодулем базовой станции пятого поколения.

С учетом постановки задачи могут быть сформулированы следующие вопросы:

- нужно описать архитектуру базовой станции пятого поколения;
- провести анализ опций разделения распределенного модуля и радиомодуля;
- произвести расчет пропускной способности линии связи между распределенным модулем и радиомодулем для разных вариантов разделения и типов трафика;
- представить результаты исследований путем сравнения пропускной способности линии связи между распределенным модулем для опции разделения 7.3, 7.2 и 8.

2. Архитектура базовой станции пятого поколения

Open RAN – концепция и набор спецификаций, описывающих взаимодействие элементов сети радиодоступа, для обеспечения совместимости элементов программного обеспечения и оборудования от различных поставщиков. Применяя эту концепцию, становится возможным объединение и совместное использование оборудования сети радиодоступа от разных поставщиков. Также благодаря используемой в Open RAN «виртуализации» операторы будут иметь возможность запускать программные сетевые функции на стандартных серверах. Более открытые интерфейсы позволят им использовать радиомодули одного поставщика с распределенными модулями другого, что в настоящее время невозможно с традиционными решениями [2].

В Open RAN все функции сети разделяются на основные группы с открытыми интерфейсами между ними.

Радиомодуль (RU) – это радиоустройство, которое обрабатывает цифровой интерфейс и часть физического уровня (PHY), а также выполняет функции цифрового формирования луча [3].

Распределенный модуль (DU) – это распределенный блок, который запускает уровень управления радиосвязью (RLC), управления доступом к среде (MAC) и часть физического уровня (PHY). Этот логический узел включает в себя подмножество различных функций базовой станции, в зависимости от варианта функционального разделения. Его работа контролируется централизованным модулем.

Централизованный модуль (CU) – это централизованный блок, который обрабатывает уровень контроля радиоресурсов (RRC) и протоколы конвергенции пакетных данных (PDCP). Это логический узел, который включает в себя такие функции базовой станции, как передача пользовательских данных, управление мобильностью, совместное использование сетей радиодоступа, позиционирование, управление сеансом и т. д. [3].

Централизованный модуль и соответствующее программное обеспечение могут быть размещены вместе с распределенным модулем или размещены в региональном облачном центре обработки данных.

При разделении сетей радиодоступа выделяют три основных транспортных сегмента: Fronthaul, Midhaul и Backhaul, как показано на рис. 1.

Фактическое разделение функций базовой станции между централизованным модулем, распределенным модулем и радиомодулем может отличаться в зависимости от конкретного варианта использования и реализации. Для этого предусмотрено разделение вышеописанных групп на «опции разделения». Каждая опция соответствует определенному уровню обработки и преобразования данных в сети радиодоступа. В Open RAN предусмотрено 8 таких опций. На рис. 2 представлена схема разделения функций сети в Open RAN [2].

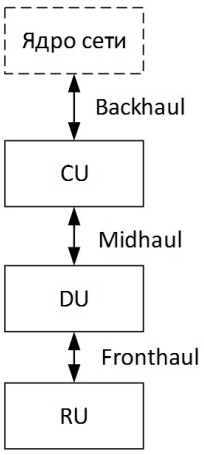

Рис. 1 – Транспортные сегменты сети 5G

Fig. 1 – 5G Transport network segments

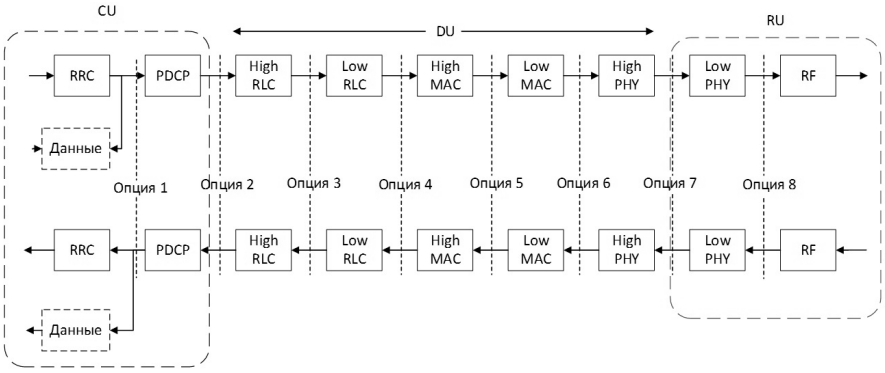

Рис. 2 – Опции разделения функций базовой станции

Fig. 2 – Base station division options

В опции 1 уровень RRC находится в централизованном модуле, а протоколы PDCP, RLC, MAC и PHY находятся в распределенном модуле. Таким образом, в распределенном модуле находится вся пользовательская плоскость.

В опции 2 протоколы RRC, PDCP находятся в централизованном модуле. RLC, MAC, PHY находятся в распределенном модуле.

Опция 3 подразумевает разделение централизованного модуля и распределенного модуля между уровнями High-RLC и Low-RLC [3].

В опции 4 протоколы RRC, PDCP и RLC находятся в централизованном модуле. MAC, PHY и RF находятся в распределенном модуле.

Опция 5 разделяет уровни формирования радиочастот (RF), PHY и Low-MAC, которые находятся в распределенном модуле, и High-MAC, RLC и PDCP, которые находятся в централизованном модуле [3].

В опции 6 MAC и верхние уровни находятся в распределенном модуле. Уровни PHY и RF находятся в радиомодуле. Интерфейс между распределенным модулем и радиомодулем переносит данные, конфигурацию и информацию, относящуюся к планированию.

Опция 7 подразумевает разделение радиомодуля и распределенного модуля между уровнями High-PHY и Low-PHY [3].

Опция 8 разделяет уровни RF и PHY. При данном разделении только RF находится в радиомодуле, остальные уровни расположены в распределенном модуле и централизованном модуле [2].

3. Линия связи между распределенным модулем и радиомодулем базовой станции пятого поколения

Особый интерес для производителей транспортного оборудования представляет Fronthaul. Данный сегмент сети радиодоступа соединяет удаленные радиомодули и распределенные модули. Его проектирование всегда предполагает жесткие требования к оборудованию и пропускной способности канала связи. Необходимость использования Fronthaul возникла еще в сетях 4G, в которых было решено размещать радиомодули непосредственно рядом с приемопередающими антеннами. Распределенный модуль и радиомодуль связывались, как правило, оптоволоконной сетью.

Для передачи данных по этому каналу связи использовался стандартизированный протокол Common Public Radio Interface (CPRI). Расположение интерфейса CPRI, как правило, соответствует опции разделения 8, которая представлена на рис. 2. CPRI представляет собой протокол синхронной передачи данных, обеспечивающий высокую пропускную способность при фиксированной конфигурации оборудования. Но требование к пропускной способности канала при использовании такого протокола для опции разделения 8 обратно пропорционально зависит от количества используемых антенн [4]. В связи с этим интерфейса CPRI уже недостаточно для требований сетей 5G. Использование большего количества антенн из-за применения Massive MIMO увеличивает требуемую полосу пропускания и делает ее чрезмерно большой для существующего интерфейса CPRI.

Одной из наиболее востребованных опций для разделения распределенного модуля и радиомодуля является опция 7 [5–7]. Для стандартизации соответствующего разделения функций сети 5G было предложено использовать расширенный интерфейс CPRI (eCPRI). В интерфейсе eCPRI предлагается использовать технологию Ethernet в качестве транспортного интерфейса. Ethernet обеспечивает коммутацию на основе пакетов, что позволяет использовать уже существующие решения для контроля и управления пропускной способностью, мультиплексирования нескольких соединений радиомодуля и синхронизации, снижая при этом стоимость развертывания линии связи между радиомодулем и распределенным модулем. Это решение позволяет использовать большее количество приемопередающих антенн, способствует координации при использовании нескольких радиомодулей и передаче разных типов трафика [8].

Предусмотрено несколько вариантов разделения функционала, выполняемого в распределенном модуле и радиомодуле. Они представлены на рис. 3.

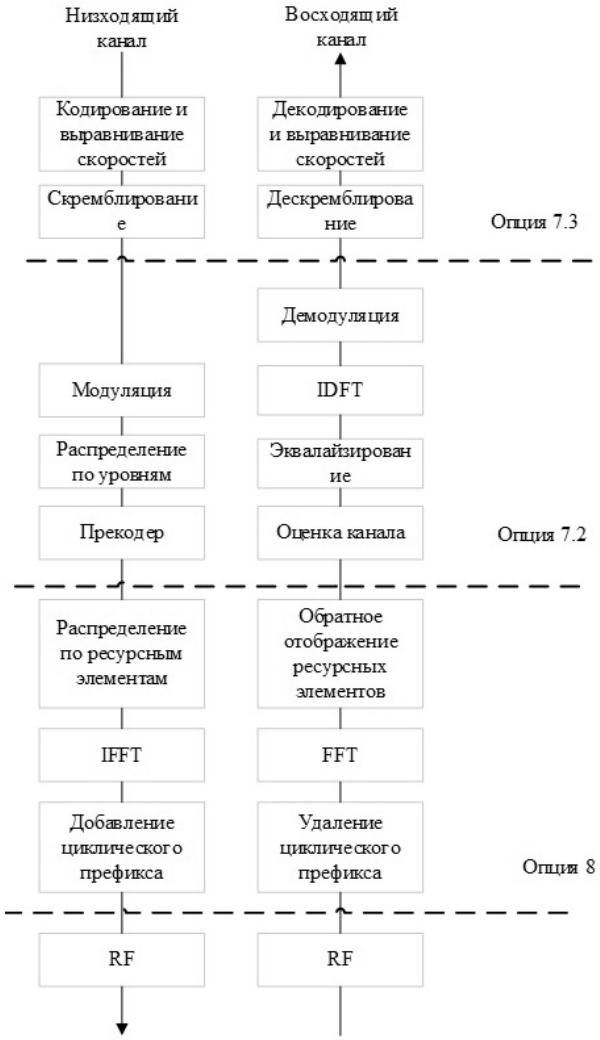

Рис. 3 – Варианты разделения распределенного модуля и радиомодуля

Fig. 3 – Distributed module and radio module division options

При разделении 7.2 в распределенном модуле битовая последовательность, приходящая от уровня MAC, кодируется и скремблируется. Затем производится модуляция. Далее последовательность битов распределяется по необходимым ресурсным элементам и подвергается обратному преобразованию Фурье уже в радиомодуле, в результате которого получается сигнал OFDM (Orthogonal frequency division multiplexing) во временной области. После этого последовательность преобразуется в аналоговый сигнал.

В восходящем канале принятый аналоговый сигнал OFDM во временной области преобразуется в цифровой сигнал и подвергается преобразованию Фурье в радиомодуле, в результате получается последовательность выборок синфазного

и квадратурного (IQ) сигналов OFDM в частотной области. Затем в распределенном модуле происходит извлечение информации из соответствующего ресурсного элемента, производится обратное дискретное преобразование Фурье и оценка канала. После этого выполняются демодуляция, дескремблирование и декодирование. Полученная последовательность битов отправляется на уровень MAC.

Вариант разделения на основе опции 7.1 не сильно отличается по характеристикам от опции 7.2. Отличием данного разделения является перенос функции распределения битовой последовательности по необходимым ресурсным элементам в распределенном модуле. Тем самым происходит увеличение требований к полосе пропускания канала за счет добавления защитных интервалов в частотной области.

При разделении на основе опции 7.3 битовая последовательность, приходящая от уровня MAC, кодируется и скремблируется в распределенном модуле. Модуляция же происходит уже в радиомодуле. Это позволяет значительно снизить требования к пропускной способности канала связи между радиомодулем и распределенным модулем, так как передаются не выборки модулированного сигнала, а биты до модуляции, количество которых значительно меньше. Но данное разделение планируется применять только в нисходящем канале, так как в восходящем канале при этом будет необходимо располагать демодулятор, эквалайзер, выполнять обратное дискретное преобразование Фурье и проводить оценку канала в радиомодуле, что значительно увеличивает сложность и стоимость радиомодуля.

При разделении на основе опции 8 в радиомодуле происходит только формирование аналогового сигнала. Такой вариант разделения требует большой пропускной способности по сравнению с вышеописанными опциями разделения. При этом данные требования кратно возрастают при использовании большого количества приемопередающих антенн. Но при этом стоимость радиомодуля максимально снижается по сравнению с вариантами разделения на основе опции 7.

4. Расчет пропускной способности линии связи между распределенным модулем и радиомодулем (Fronthaul)

В данном разделе представлен расчет пропускной способности сегмента Fronthaul для опций 7.2, 7.3 и 8. Выбор именно этих опций для расчета пропускной способности связан с тем, что они на сегодняшний день являются наиболее востребованными у разработчиков оборудования сетей радиодоступа [5–7].

Пропускная способность – это характеристика, показывающая предельное значение количества информации в единицу времени через канал связи. Требования к пропускной способности канала связи для различных типов разделения будут разными. Так как при разделении 8 передаются цифровые отсчеты сигнала во временной области, то пропускная способность будет зависеть от разрядности отсчетов сигнала, частоты дискретизации и количества антенн MIMO и может быть рассчитана по формуле

$$FHBW_8 = f_s 2 n_{IQB} n_A, \quad (1)$$

где f_s – частота дискретизации. В спецификации CPRI указаны требования к частоте дискретизации для различных конфигураций канала. Например, полосе пропускания 20 МГц соответствует частота дискретизации 30.72 MHz [9]; n_{IQB} – разрядность IQ составляющих; n_A – количество антенн.

Первым шагом к снижению нагрузки на полосу пропускания при разделении 7.2 является переход в частотную область. Циклический префикс при этом можно удалить. При таком разделении данные декодируются после преобразования Фурье и защитные поднесущие больше не используются. Требуемая пропускная способность при этом разделении зависит от количества используемых ресурсных блоков. Следовательно, пропускную способность между распределенным модулем и радиомодулем базовой станции 5G для разделения 7.2 можно рассчитать по следующей формуле:

$$FHBW_{7.2} = \frac{n_{PRB} n_{RERB} n_S n_{SPS} \cdot 10^3 n_{IQB} n_L (1 + OH_{FH})}{10^6}, \quad (2)$$

где n_{PRB} – количество физических ресурсных блоков; n_L – количество уровней (слоев); n_{RERB} – количество ресурсных элементов на ресурсный блок; n_{SPS} – количество символов на слот; n_S – количество слотов в 1мс (при умножении на 1000 переменные n_{SPS} и n_S будут соответствовать символьной скорости OFDM); n_{IQB} – разрядность IQ составляющих; OH_{FH} (Overhead for Fronthaul) – коэффициент служебных данных Fronthaul-сети.

При разделении 7.3 функции модуляции и демодуляции переносятся в радиомодуль. Поэтому при расчете пропускной способности нужно учитывать не разрядность IQ составляющих, а индекс модуляции. В соответствии с этим пропускную способность между распределенным модулем и радиомодулем базовой станции 5G для разделения 7.3 можно рассчитать по следующей формуле:

$$FHBW_{7.3} = \frac{n_{PRB} n_{RERB} n_S n_{SPS} \cdot 10^3 o_m n_L (1 + OH_{FH})}{10^6}. \quad (3)$$

Для формирования диаграммы направленности в MIMO необходимо передавать векторы антенных коэффициентов между пользователем и базовой станцией, соответственно вся эта информация также передается между распределенным модулем и радиомодулем. Размер передаваемой информации будет зависеть от количества антенн, используемых в MIMO, количества слоев MIMO и разрядности IQ составляющих антенных коэффициентов. Формула для расчета пропускной способности между радиомодулем и распределенным модулем базовой станции 5G для передачи данных для формирования диаграммы направленности примет следующий вид:

$$FHBW_{BFW} = \frac{n_{PRB} 1000 n_{BWIQB} n_L n_A n_S}{10^6}, \quad (4)$$

где n_L – количество уровней (слоев); n_S – количество слотов в одной миллисекунде; n_{PRB} – количество физических ресурсных блоков; n_{BWIQB} – разрядность весовых коэффициентов формирования диаграммы направленности; n_A – количество антенн.

Распределение ресурсов в системах 5G является сложной задачей. Для этого нужно разделить передаваемый трафик как по частоте, так и по времени. Данную задачу в сетях 5G выполняет планировщик (Scheduler). Планировщик делит весь частотно-временной ресурс на базовые единицы планирования и распределяет их

между пользователями, нисходящим и восходящим трафиком, различными типами трафика и т. д. Для разделения частотно-временного ресурса планировщиком применяются базовые единицы планирования. Базовой единицей измерения для планировщика является ресурсный элемент. Из набора ресурсных элементов образуются ресурсные блоки.

И так как тип трафика и разделение динамически изменяются, то возникает необходимость передачи информации об этих изменениях. Для этого передаются карты ресурсных элементов (RB Map), карты ресурсных блоков (RE Map), в которых передается информация о назначении каждой единицы планирования.

Формула для расчета пропускной способности между радиомодулем и распределенным модулем базовой станции 5G для служебных данных планировщика примет следующий вид:

$$FHBW_{Sched} = \frac{n_{RERB} n_{Sym} \cdot 8 \cdot 1000}{10^6} + \frac{n_{PRB} \cdot 1000}{10^6}, \quad (5)$$

где n_{RERB} – количество ресурсных элементов на ресурсный блок; n_{PRB} – количество физических ресурсных блоков; n_{Sym} – количество OFDM символов в подкадре.

5. Обсуждение результатов

В таблице показано сравнение требуемой пропускной способности линии связи между распределенным модулем и радиомодулем (Fronthaul) при разделении 7.2, 7.3 и 8 для различной полосы пропускания канала. Пропускная способность была рассчитана с использованием формул 1, 2 и 3, приведенных в данной статье.

Требуемая пропускная способность линии связи между распределенным модулем и радиомодулем

The required bandwidth of the communication line between the distributed module and the radio module

Полоса пропускания канала (МГц)	Пропускная способность при разделении 7.2 (Мбит/с)	Пропускная способность при разделении 8(Мбит/с)	Пропускная способность при разделении 7.3(Мбит/с)
5	515	922	69
10	1071	1843	143
15	1627	2765	217
20	2183	3686	365

При этом были использованы следующие параметры системы: 4×4 MIMO (4 антенны, 4 потока); разрядность IQ составляющих – 15 бит для каждой составляющей; индекс модуляции – 4; количество ресурсных элементов на ресурсный блок – 12; количество символов на слот – 13; накладные расходы (OH) – 0.1; длительность слота 0.5 мс.

Как видно из таблицы, при использовании разделения 7.2 требуемая пропускная способность линии связи между распределенным модулем и радиомодулем уменьшается в 1.7 раза по сравнению с первоначальным решением на основе разделения 8. При использовании разделения 7.3 требуемая пропускная способность уменьшается уже до 8 раз.

Заключение

В этой статье было представлено описание транспортного сегмента Fronthaul сетей пятого поколения и приведены расчеты его основных характеристик. Как показал обзор документации, транспортный сегмент Fronthaul для сетей 5G предъявляет более высокие требования к пропускной способности канала для поддержки Massive MIMO, модуляции более высокого порядка и поддержки разных типов трафика.

В статье приведены расчеты требуемой пропускной способности канала связи между распределенным модулем и радиомодулем для различных типов трафика, таких как пользовательские данные, данные формирования диаграммы направленности, служебные данные планировщика.

Также в статье проведено сравнение требуемой пропускной способности канала связи между распределенным модулем и радиомодулем для трех вариантов разделения, предусмотренных в Open RAN. Как показали расчеты, наименее требовательным к пропускной способности является вариант разделения 7.3. Он показывает результаты до 8 раз лучше разделения 8. Но этот вариант имеет свои недостатки. При таком разделении для функций восходящего канала радиомодуль становится более сложным и дорогим в изготовлении, так как происходит перенос функций демодуляции, эквалайзирования и оценки канала в радиомодуль. Поэтому такой вариант разделения целесообразно использовать только в нисходящем канале связи.

Одним из решений данной проблемы является использование разделения на основе опции 7.2. Как показали результаты расчетов, требования к пропускной способности канала при использовании разделения на основе опции 7.2 уменьшаются в среднем в 1.7 раза по сравнению с использованием разделения на основе опции 8. При этом в радиомодуль дополнительно переносятся только операции преобразования Фурье, что позволяет сделать радиомодуль более экономически эффективным.

Перенос транспортного сегмента Fronthaul на опцию 7 позволит повысить плотность мобильной сети, внедрить новые технологии радиоинтерфейса 5G и достигнуть требуемой скорости передачи данных для сетей пятого поколения.

ЛИТЕРАТУРА

1. **Ahmadi S.** 5G NR: Architecture, technology, implementation, and operation of 3GPP new radio standards. – Academic Press, 2019. – 1004 p.
2. Open RAN functional splits, explained. WP-001-03-21-RevA. – Parallel Wireless, 2021.
3. 3GPP TR 38.801 V14.0**.** Technical specification group radio access network. Study on new radio access technology: Radio access architecture and interfaces. – March, 2017.
4. CPRI Industry Forum (Ericsson, Huawei, NEC, and Nokia). CPRI Specification 7.0. 2015. – URL: http://www.cpri.info/spec.html (accessed: 03.03.2022).
5. O-RAN Alliance. Operator defined next generation RAN architecture and interfaces. – URL: https://www.o-ran.org/ (accessed 12.02.2020).
6. **Venkatraman S.** xRAN fronthaul working group white paper. WP v01.00. – xRAN Forum, Apr. 2018.
7. Low-latency high-efficiency mobile fronthaul with TDM-PON (mobile-PON) / S. Zhou, X. Liu, F. Effenberger, J. Chao // Journal of Optical Communications and Networking. – 2018. – Vol. 10, N 1. – P. A20–A26.
8. Enabling flexible link capacity for eCPRI-based fronthaul with load-adaptive quantization resolution / L. Li, M. Bi, H. Xin, Y. Zhang, Y. Fu, X. Miao, A.M. Mikaeil, W. Hu // IEEE Access. – 2019. – Vol. 7. – P. 102174–102185.
9. Common Public Radio Interface (CPRI). Interface Specification V7.0 (2015-10-09).

BANDWIDTH OF THE COMMUNICATION LINE BETWEEN THE DISTRIBUTED MODULE AND THE RADIO MODULE OF THE FIFTH GENERATION BASE STATION IN ACCORDANCE WITH THE OPEN RAN PARADIGM

Savenko K.V.[1], Rogozhnikov E.V.[1], Novichkov S.A.[2], Lakontsev D.V.[2]
[1] *Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics, Tomsk, Russia*
[2] *Skolkovo Institute of Science and Technology, Moscow, Russia*

The 5G network is a problem of lack of bandwidth between some modules of the base station. The article discusses the options for solving this problem for the link between the distribution module and radio module. Section 1 describes the architecture of a base station 5G networks. This section describes the concept of Open RAN. Section 2 describes the transport segment of the Fronthaul radio access networks. In this segment, there are basic options separation between the distributed module and the radio module in accordance with the Open RAN standard. Section 3 presents the calculation of the required capacity of the Fronthaul transport segment. This section also analyzes the required link bandwidth between the distributed module and the radio module for common partitioning options. These options are standardized by Open RAN. In the conclusion of the article, the results of comparing the calculations of the required bandwidth of the communication line between the distributed module and the radio module for the three main separation options are presented.

Keywords: Fifth Generation Network, Radio Access Network, Open RAN, Radio Module, Distributed Module, Fronthaul.

DOI: 10.17212/1727-2769-2022-1-59-69

REFERENCES

1. Ahmadi S. *5G NR: Architecture, technology, implementation, and operation of 3GPP new radio standards*. Academic Press, 2019. 1004 p.
2. *Open RAN functional splits, explained*. WP-001-03-21-RevA. Parallel Wireless, 2021.
3. 3GPP TR 38.801 V14.0**.** *Technical specification group radio access network. Study on new radio access technology: Radio access architecture and interfaces*. March, 2017.
4. CPRI Industry Forum (Ericsson, Huawei, NEC, and Nokia). CPRI Specification 7.0. 2015. Available at: http://www.cpri.info/spec.html (accessed 03.03.2022).
5. O-RAN Alliance. Operator defined next generation RAN architecture and interfaces. Available at: https://www.o-ran.org/ (accessed 12.02.2020).
6. Venkatraman S. *xRAN fronthaul working group white paper*. WP v01.00. xRAN Forum, Apr. 2018.
7. Zhou S., Liu X., Effenberger F., Chao J. Low-latency high-efficiency mobile fronthaul with TDM-PON (mobile-PON). *Journal of Optical Communications and Networking*, 2018, vol. 10, no. 1, pp. A20–A26.
8. Li L., Bi M., Xin H., Zhang Y., Fu Y., Miao X., Mikaeil A.M., Hu W. Enabling flexible link capacity for eCPRI-based fronthaul with load-adaptive quantization resolution. *IEEE Access*, 2019, vol. 7, pp. 102174–102185.
9. Common Public Radio Interface (CPRI). Interface Specification V7.0 (2015-10-09).

СВЕДЕНИЯ ОБ АВТОРАХ

Савенко Кирилл Валерьевич – родился в 1994 году, ассистент, кафедра ТОР, ТУСУР. Область научных интересов: 5G, Интернет вещей. Опубликовано 5 научных работ. (Адрес: 634034, Россия, Томск, Вершинина, 47. E-mail: kirill.savenko@tusur.ru).

Savenko Kirill Valerievich (b. 1994) – Assistant, Department of Telecommunications and Fundamentals of Radio Engineering, Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics. His research interests are currently focused on 5G, Internet of Things. He is author of 5 scientific papers. (Address: 47, Vershinina, Tomsk, 634034, Russia. E-mail: kirill.savenko@tusur.ru).

Рогожников Евгений Васильевич – родился в 1989 году, канд. техн. наук, доцент, зав. каф. ТОР, ТУСУР. Область научных интересов: телекоммуникации, системы беспроводной связи, Интернет вещей. Опубликовано 50 научных работ. (Адрес: 634045, Россия, Томск, улица Вершинина, дом 47. E-mail: evgenii.v.rogozhnikov@tusur.ru).

Rogozhnikov Eugeniy Vasilievich (b. 1989) – Candidate of Sciences (Eng.), assistant professor, head of department, telecommunication, Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics. His research interests are currently focused on Telecommunication, wireless communication systems and IoT. He is author of 50 scientific papers. (Address: 47, Vershinina, Tomsk, 634034, Russia. Email: evgenii.v.rogozhnikov@tusur.ru).

Новичков Серафим Алексеевич – родился в 1993 году, главный конструктор ЛИЦ «Сеть радиодоступа 5G с открытой архитектурой», Сколтех. Область научных интересов: телекоммуникации, системы беспроводной связи, Интернет вещей. Опубликовано 10 научных работ. (Адрес: 121205, Россия, Москва, Большой бульвар, дом 30. E-mail: s.novichkov@skoltech.ru).

Novichkov Serafim Alexeevich (b. 1993) – Lead Engineer of LRC «5G Radio Access Network with Open Architecture», Skolkovo Institute of Science and Technology (Skoltech). His research interests are currently focused on Telecommunication, wireless communication systems and IoT, He is author of 10 scientific papers. (Address: 30, Bolshoy Boulevard, Moscow, Russia, 121205, Russia. E-mail: s.novichkov@skoltech.ru).

Лаконцев Дмитрий Владимирович – родился в 1980 году, канд. техн. наук, доцент, рук. ЦК НТИ «Технологии беспроводной связи и интернета вещей», Сколтех. Область научных интересов: телекоммуникации, системы беспроводной связи, Интернет вещей. Опубликовано 30 научных работ. (Адрес: 121205, Россия, Москва, Большой бульвар, дом 30. E-mail: s.novichkov@skoltech.ru).

Lakontsev Dmitry Vladimirovich (b. 1980) – Candidate of Sciences (Eng.), Head of the NTI CC «Technologies of Wireless Communication and the Internet of Things», Skoltech, Skolkovo Institute of Science and Technology (Skoltech). His research interests are currently focused on Telecommunication, wireless communication systems and IoT, He is author of 30 scientific papers. (Address: 30, Bolshoy Boulevard, Moscow, Russia, 121205, Russia. E-mail: s.novichkov@skoltech.ru).

Статья поступила 08 сентября 2021 г.
Received September 08, 2021

To Reference:

Savenko K.V., Rogozhnikov E.V., Novichkov S.A., Lakontsev D.V. Propusknaya sposobnost' linii svyazi mezhdu raspredelennym modulem i radiomodulem bazovoi stantsii pyatogo pokoleniya v sootvetstvii s paradigmoi OPEN RAN [Bandwidth of the communication line between the distributed module and the radio module of the fifth generation base station in accordance with the Open RAN paradigm]. *Doklady Akademii nauk vysshei shkoly Rossiiskoi Federatsii = Proceedings of the Russian higher school Academy of sciences*, 2022, no. 1 (54), pp. 59–69. DOI: 10.17212/1727-2769-2022-1-59-69.

НАУЧНЫЙ ЖУРНАЛ

ДОКЛАДЫ АКАДЕМИИ НАУК
ВЫСШЕЙ ШКОЛЫ РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ

Выпуск 1 (54) январь–март 2022

Выпускающий редактор *И.П. Бровановa*
Корректор *И.Е. Семенова*
Компьютерная верстка *Н.В. Гаврилова*

Налоговая льгота – Общероссийский классификатор продукции
Издание соответствует коду 95 2000 ОК 005-93 (ОКП)

Подписано в печать 22.03.2022. Выход в свет 25.03.2022. Бумага офсетная. Формат 70×108 1/16
Тираж 300 экз. Уч.-изд. л. 6,3. Печ. л. 4,5. Изд. № 29. Заказ № 121. Цена свободная

Отпечатано в типографии
Новосибирского государственного технического университета
630073, Новосибирск, пр. К. Маркса, 20

16+

Индекс журнала в Роспечати
82961