## Том 66, номер 12, 2021

## ЭЛЕКТРОДИНАМИКА И РАСПРОСТРАНЕНИЕ РАДИОВОЛН

Воздействие резонансных откликов пространственно разнесенных и независимо электрически управляемых метаструктур с варакторами	
на микроволновую интерферограмму мета-интерферометра	
Г. А. Крафтмахер, В. С. Бутылкин, Ю. Н. Казанцев, Д. С. Каленов, В. П. Мальцев	1147
АНТЕННО-ФИДЕРНЫЕ СИСТЕМЫ	
Теоретическое и экспериментальное исследование двухдиапазонной антенной решетки	
А. Ю. Гринев, А. А. Измайлов	1155
Исследование сверхдиапазонной цилиндрической фазированной антенной решетки	
М. Д. Дупленкова, В. А. Калошин	1165
Фазовый центр и центр излучения комбинированных антенн, возбуждаемых биполярными импульсами	
В. И. Кошелев, В. В. Плиско	1172
ТЕОРИЯ И МЕТОДЫ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ	
Использование методики ASMD-FSMD при проектировании на программируемых логических интегральных схемах устройств обработки сигналов	
В. В. Соловьев	1178
Ортогональное прекодирование для систем с пространственным мультиплексированием при линейном приемнике	
М. Г. Бакулин, В. Б. Крейнделин, А. А. Резнёв	1189
Многокритериальное ранжирование воздушных судов по степени опасности столкновения по данным бортовой радиолокационной станции	
В. С. Верба, А. С. Богачев, В. И. Меркулов	1198
Оптимизация обучения сверточных нейронных сетей при распознавании изображений с низкой плотностью точек	
В. В. Зиядинов, П. С. Курочкин, М. В. Терешонок	1207

## РАДИОФИЗИЧЕСКИЕ ЯВЛЕНИЯ В ТВЕРДОМ ТЕЛЕ И ПЛАЗМЕ

Влияние однородности магнитного поля, намагничивающего ферритовую пленку, на точность измерения характеристик спиновых волн

С. В. Герус, Э. Г. Локк, А. Ю. Анненков

# ФИЗИЧЕСКИЕ ПРОЦЕССЫ В ЭЛЕКТРОННЫХ ПРИБОРАХ

Численный анализ параметров псевдоповерхностных акустических волн в кристаллах ниобата и танталата лития

А. С. Койгеров, О. Л. Балышева

## ПРИМЕНЕНИЕ РАДИОТЕХНИКИ И ЭЛЕКТРОНИКИ в биологии и медицине

Особенности работы электронного тракта детектора телевизионного типа на медицинском ускорителе "Прометеус"

В. В. Сиксин

1233

1224

## НОВЫЕ РАДИОЭЛЕКТРОННЫЕ СИСТЕМЫ И ЭЛЕМЕНТЫ

Моноимпульсные лазеры на алюмоиттриевом гранате с ионами неодима с резонаторами	
на основе оптической схемы четырехпроходового усилителя с поперечной	
диодной накачкой активного элемента	
А. И. Ляшенко, Е. М. Володина, С. М. Сапожников, А. В. Подкопаев	1240
Авторский указатель	1245

Авторский указатель

## ЭЛЕКТРОДИНАМИКА И РАСПРОСТРАНЕНИЕ РАДИОВОЛН

УДК 537.874;621.396

# ВОЗДЕЙСТВИЕ РЕЗОНАНСНЫХ ОТКЛИКОВ ПРОСТРАНСТВЕННО РАЗНЕСЕННЫХ И НЕЗАВИСИМО ЭЛЕКТРИЧЕСКИ УПРАВЛЯЕМЫХ МЕТАСТРУКТУР С ВАРАКТОРАМИ НА МИКРОВОЛНОВУЮ ИНТЕРФЕРОГРАММУ МЕТА-ИНТЕРФЕРОМЕТРА

© 2021 г. Г. А. Крафтмахер<sup>а,</sup> \*, В. С. Бутылкин<sup>а</sup>, Ю. Н. Казанцев<sup>а</sup>, Д. С. Каленов<sup>а</sup>, В. П. Мальцев<sup>а</sup>

<sup>а</sup> Фрязинский филиал Института радиотехники и электроники им. В.А. Котельникова РАН, пл. Введенского, 1, Фрязино, Московская обл., 141190 Российская Федерация

\**E-mail: gaarkr139@mail.ru* Поступила в редакцию 14.05.2021 г. После доработки 14.05.2021 г. Принята к публикации 15.06.2021 г.

Предложено применение пространственно разнесенных и независимо электрически управляемых от разных источников резонансных метаструктур для управления многополосной интерферограммой мета-интерферометра. Показана возможность независимого управления в диапазоне 3...6 ГГц частотой и шириной индивидуальной полосы запрета с метаструктурами M1 (в качестве разделителя пучка), содержащей периодическую решетку параллельных проводов с ортогонально асимметрично расположенной медной полоской с разрывом, нагруженным варакторм, и M2 (в закороченном h-плече), представляющей собой дважды разомкнутое дипольное кольцо с двумя варакторами. Исследованы резонансные отклики метаструктур и динамика интерферограммы в зависимости от напряжения обратного смещения на варакторах.

DOI: 10.31857/S0033849421120147

#### введение

В настоящее время возрастает потребность в микроволновых устройствах с раздельным управлением амплитудно-частотными характеристиками. Независимо управляемые многополосные фильтры востребованы в качестве основных компонентов в динамических коммуникационных системах. Поскольку в многополосных фильтрах расстояние между полосами мало, то при управлении одной полосой независимо от других возникают определенные трудности, связанные с тем, чтобы при изменении амплитудно-частотных характеристик одной полосы не затрагивались бы и другие полосы [1]. Современные публикации, где рассматривается независимая настройка полос относительно друг друга, относятся в основном к двухполосным и трехполосным фильтрам (см., например, [2]).

Ведутся разработки многополосных фильтров с независимым управлением на основе различных линий передачи: волноводные, полосковые и микрополосковые, а также гибридные. Волноводные фильтры используются в системах радиосвязи (спутниковой и наземной) и радиолокации, благодаря тому, что они обладают возможностью передачи больших мощностей, минимальным уровнем потерь и высокой добротностью резонаторных систем, особенно в сантиметровом и миллиметровом диапазонах [3, 4].

Активно разрабатываются микрополосковые фильтры, которые, несмотря на большие потери и относительно низкую добротность резонаторов, имеют большие преимущества в конструктивном исполнении, обеспечивая малые габариты [5].

В последнее время получили развитие многополосные микроволновые реконфигурабельные фотонные фильтры [6–8], обладающие возможностью переключения конфигурации полос пропускания в СВЧ-отклике. Они основаны на трансформации в микроволновый диапазон оптического излучения с СВЧ-модуляцией при использовании довольно сложной оптической интерферометрической схемы на основе волоконно-оптической передачи. В зависимости от параметров схемы СВЧ-отклик содержит ту или иную конфигурацию с заданными полосами пропускания. В [8] достигнута конфигурация с 12 полосами и показана возможность отбора индивидуальных полос при переключении оптической схемы, а также продемонстрирован СВЧ-отклик с тремя полосами пропускания, отличающимися разной шириной и формой.

Интересным представляется независимое управление амплитудой, частотой и шириной внутри индивидуальной полосы, так как при этом расширяются функциональные возможности систем [9, 10].

Устройства на основе волноводов и микрополосков используют методы управления, апробированные в однополосных фильтрах.

1. Механическое или электромеханическое управление, при котором отмечается высокая повторяемость и малый уровень шумов [11, 12].

2. Наиболее распространенное электрическое или магнитное управление [13–18]. В этом случае под воздействием внешних электрических или магнитных полей происходит изменение параметров, содержащихся в этих устройствах сред (традиционно ферриты или сегнетоэлектрики) или элементов (варакторы, емкость которых зависит от напряжения смещения, или p-i-n-диоды, у которых проводимость определяется смещающим током или напряжением).

3. Оптическое управление [19–21], которому в последнее время уделяется особое внимание благодаря низкой чувствительности к электромагнитным помехам, хорошей развязке между каналами сигнала и управления, быстродействию и, самое главное, возможности передачи по оптоволокну. Различают прямой [22] и непрямой [23–25] способы фотоуправления. При прямом управлении оптическое излучение воздействует непосредственно на управляемый материал СВЧ-устройства, изменяя его диэлектрическую проницаемость. При непрямом способе оптический сигнал преобразуется фотодиодом или фоторезистором в электрический, который затем подводится к электрически управляемому элементу (варакторы, p-i-n-диоды).

Судя по публикациям, для фотонных фильтров характерно управление в виде реконструкции многополосных спектральных характеристик, а волноводные и микрополосковые позволяют осуществить плавную перестройку.

Разные типы микроволновых фильтров (волноводные, микрополосковые, фотонные) имеют свои преимущества при существующих недостатках, обладают различными функциональными возможностями и могут быть востребованы во многих приложениях. При этом интерес представляют комбинированные линии передачи наряду с волноводными, коаксиальными и полосковыми линиями.

При существующем разнообразии решений всегда остаются актуальными новые методы и подходы. Они включают как способы управления и конструктивно-технологическое исполнение, так и новые применения известных материалов на основании обнаруженных новых функциональных характеристик. Для этого предлагаются ферриты, сегнетоэлектрики и полупроводники [26, 27], а также метаматериалы [28]. В [26] применены аморфные алмазоподобные пленки в микроэлектропереключателях, в [27] тонкие пленки титаната бария-стронция для новых перестраиваемых фильтров полос пропускания. Возможность электрического и магнитного управления микроволн с помощью метаструктур на основе резонансных электропроводящих элементов, совместимых с элементами электрического управления, и их комбинаций с ферритом показана в [28].

В работах [29-32] продемонстрированы новые функциональные возможности микроволновой интерферометрии при использовании управляемых метаструктур. Предложена и экспериментально исследована многополосная селективно управляемая фильтрация микроволн на базе мета-интерферометра, когда многополосность достигается не набором полуволновых резонаторов, а применением интерферометрии. В [29, 30] продемонстрировано воздействие резонансов, ферромагнитного в феррите (при управлении магнитостатическим полем) и дипольного в метаструктуре (управляемого электрическим напряжением на варакторе) на интерферограмму мета-интерферометра при расположении метаструктуры в качестве разделителя пучка. В [31, 32] исследованы закономерности, которые наблюдаются, когда метаструктура расположена в закороченном *h*-плече на некотором расстоянии от короткозамыкателя, образуя резонатор Фабри-Перо. Представляет интерес исследовать управление с пространственно разнесенными и независимо управляемыми от разных внешних источников метаструктурами в мета-интерферометре с целью изучения новых функциональных свойств и выяснения возможности независимого управления амплитудно-частотными характеристиками.

В данной работе впервые предложен и исследован волноводный тройниковый мета-интерферометр, который содержит две пространственно разнесенные метаструктуры M1 и M2, нагруженные варакторами с независимым управлением от разных внешних источников. Структуру М1 помещаем в интерферометре в качестве разделителя пучка, а M2 - в закороченное h-плечо на расстоянии от короткозамыкателя, в результате чего образуется резонатор Фабри–Перо. Исследуем совместное воздействие резонансных откликов метаструктур, применяя частопериодическую решетку параллельных проводов с ортогонально асимметрично расположенной медной полоской с разрывом, нагруженным варактором (M1), и комбинацию из двух полуволновых диполей на основе дважды разомкнутого кольца с двумя варакторами (M2).



**Рис. 1.** Схема мета-интерферометра: *I* и *O* – вход и выход, *I* и *2* – входное и выходное плечи, *M*1 – метаструктура из линейных проводов (отражатель пучка), *M*2 – дважды разомкнутое кольцо в закороченном *h*-плече, *3* и *4* – полые отрезки короткозамкнутого *h*-плеча до передней границы *M*2 и между задней границей *M*2 и короткозамыкателем *5*.

### 1. МЕТА-ИНТЕРФЕРОМЕТР. МЕТАСТРУКТУРЫ

Интерферометр (рис. 1) выполнен на базе *h*-плоскостного волноводного тройника, который содержит управляемую метаструктуру из линейных проводов (*M*1) в качестве отражателя пучка и дважды разомкнутое кольцо (*M*2) в закороченном *h*-плече в качестве отражателя резонатора Фабри– Перо. Длина закороченного плеча 290 мм. Схема и фото метаструктур представлены на рис. 2а–2в.

Метаструктура M1 представляет собой частопериодическую решетку параллельных медных проводов в комбинации с ортогонально асимметрично расположенной медной полоской с разрывом, нагруженным варактором. Решетка изготовлена из фабричного материала на основе внедренных в диэлектрическую пленку медных проводов. Полоска расположена на текстолитовой подложке, изолированно от решетки. Длина решетки L = 20 мм, длина провода l = 18 мм, ширина 0.1 мм, расстояние между проводами 0.2 мм, длина медной полоски 30 и ширина 1.5 мм. Метаструктуру M1 располагаем вдоль оси входного прямоугольного волновода  $l (48 \times 24 \text{ мм})$  в месте разветвления, напротив закороченного h-плеча.

Микроволновые свойства M1 в волноводе связаны с тремя резонансными эффектами [31, 33]. Один из них (I) — это дипольный резонанс в проводах решетки (при длине провода  $\lambda/2$ ), возбуждаемый микроволновым электрическим полем E. Другой резонансный эффект (II) связан с возбуждением индукционных антипараллельных токов в пространственных U-образных LC-контурах с емкостными связями, образованными парой соседних проводов решетки и соответствующей секцией медной полоски, возбуждаемых микроволновым магнитным полем h, направленным перпендикулярно плоскости решетки. При этом вдоль медной полоски распространяется суммарный резонансный ток за счет вклалов одинаково направленных токов от каждого из контуров, который и определяет третий резонансный отклик III в частотной зависимости коэффициента прохождения электромагнитного излучения Т. Разные типы резонансов можно возбуждать раздельно в заданных диапазонах длин волн, выбирая необходимые размеры проводов и полоски. Резонанс III в полоске можно смещать, подавая напряжение обратного смещения V<sub>ос</sub> на варактор, внедренный в разрыв. К выходам варактора подключены резисторы  $R_L =$ = 100 кОм, чтобы уменьшить влияние наведенных постоянных токов и, соответственно, паразитных резонансных эффектов. Управление интерферограммой мета-интерферометра с метаструктурой M1 в качестве отражателя резонатора Фабри $-\Pi$ еро было исследовано в [31].

В данной работе, в отличие от [31], размеры структуры M1 выбраны так, чтобы в диапазоне 3...6 ГГц панорамного измерителя КСВН возбуждались управляемый резонанс III в медной полоске и резонансы I и II.

Метаструктура M2 представляет собой комбинацию из двух полуволновых диполей на основе дважды разомкнутого кольца (21 × 21 мм) с двумя варакторами в разрывах. Ее располагаем вдоль оси закороченного *h*-плеча на расстоянии *s* = 110 мм от короткозамыкателя *5*, при этом образуется резонатор Фабри–Перо.

Используем варакторы МА46Н120, емкость которых меняется в пределах 1.15...0.1 пФ при изменении напряжения обратного смещения на ва-



**Рис. 2.** Метаструктуры: a -схема метаструктуры M1, 6 -фото M1, B -фото M2 (ДК): 1 -варактор, 2 -продольная полоска с разрывом, 3 -решетка, 4 -резистор  $R_{I}$ , 5 -подложка.

ракторе  $V_{\rm OC}$  от 0 до 20 В. В отсутствие метаструктуры тройник трансформируется в интерферометр и обладает свойствами многополосного фильтра. Увеличивая длину *h*-плеча, можно увеличить число интерференционных полос.

Измеряем частотные зависимости коэффициента прохождения T с метаструктурой в волноводе и на выходе мета-интерферометра в зависимости от напряжения обратного смещения на варакторах в диапазоне 3...6 ГГц панорамного измерителя коэффициента стоячей волны (КСВН).

#### 2. ДИНАМИКА РЕЗОНАНСНЫХ ЭФФЕКТОВ МЕТАСТРУКТУР В ВОЛНОВОДАХ И УПРАВЛЯЕМАЯ ИНТЕРФЕРОГРАММА

Динамика резонансов с метаструктурой M1, которые проявляются как резонансные минимумы коэффициента прохождения  $T_{\text{мин}}$ , продемонстрирована на рис. За. Результаты получены на основании измерений в прямоугольном волноводе частотных зависимостей коэффициента прохождения *T*, изменяющихся при внешнем воздействии  $V1_{OC}$ . На рис. За видим два резонанса: на частоте 3.27 ГГц — управляемый резонанс III, возбуждаемый в полоске (смещающийся под внешним воздействием к высоким частотам), и резонанс II, возбуждаемый в решетке на частоте 4.72 ГГц, который незначительно смещается в сторону низких частот. Резонанс III плавно смещается от 3.27 до 4.38 ГГц, достигая и практически сливаясь с резонансом II при  $V1_{OC} = 20$  В, смещение равно 1.1 ГГц.

Динамика дипольного резонанса (ДР) в метаструктуре M2 при наложении  $V2_{\rm OC}$  от 0 до 20 В продемонстрирована на измеренных в волноводе частотных зависимостях T в виде смещающегося резонансного минимума  $T_{\rm мин}$  от 3.88 до 4.98 ГГц (рис. 36).



**Рис. 3.** Измеренные частотные зависимости прохождения *T* в волноводе: а – с метаструктурой *M*1 при  $V_{\rm OC} = 1$  (*1*), 10 (*2*), 15 (*3*), 20 В (*4*); 6 – с метаструктурой *M*2 при  $V_{\rm OC} = 0$  (*1*), 10 (*2*), 20 В (*3*).

Размеры и геометрия метаструктур *M*1 и *M*2 выбраны так, чтобы их динамические характеристики пересекались в заданном диапазоне длин волн.

Исследуем состояние интерферограммы (s = 110 мм), измеряя частотную зависимость T на выходе интерферометра при совместном воздействии  $V1_{OC}$  и  $V2_{OC}$ . Подача напряжения  $V1_{OC}$  приводит к перестройке интерферограммы в частотной области, соответствующей области возбуждения резонанса III в полоске, а подача напряжения  $V2_{OC}$  влияет на интерферограмму в частотной области, соответствующей области возбуждения ДР в дипольном кольце.

Информацию о величинах напряжений представляем в виде (V1-V2), например, (0-0) означает, что  $V1_{OC} = 0$  и  $V2_{OC} = 0$ , а (0-10) означает, что  $V1_{OC} = 0$ , а  $V2_{OC} = 10$  В.



**Рис. 4.** Измеренные частотные зависимости прохождения T в интерферометре с метаструктурами (M1-M2) для ситуаций: (0–0) (кривая I) и (0–10) (кривая 2).

На рис. 4 представлена динамика интерферограммы с изменением  $V_{2_{OC}}$  в пределах 0...10 В для двух ситуаций: (0–0) и (0–10). В ситуации (0–0) на фоне интерференционных минимумов интерферометра наблюдаем два широких резонансных минимума прохождения: первый резонанс с  $T_{\text{мин}}$ на 3.3 ГГц, обусловленный влиянием ДР и резонанса III в полоске, и второй резонанс с  $T_{\text{мин}}$  на 4.78 ГГц, связанный с резонансом II в решетке. С изменением  $V_{2_{OC}}$  в ситуации (0–10) центральная частота второго резонанса смещается в сторону низких частот (4.64 ГГц), т.е. изменение  $V_{2_{OC}}$ , оказывающее воздействие на ДР в области 4.5...5 ГГц (см. рис. 3б), приводит к перестройке интерферограммы в этой же области.

Динамика интерферограммы с изменениями  $V_{\rm OC}$  продемонстрирована на рис. 5а–5г для ситуаций (5–10), (10–10), (20–0) (20–10) соответственно. В этих случаях на интерферограмме проявляются глубокие довольно широкие (по сравнению с интерференционными полосами интерферометра) смещающиеся резонансные минимумы, соответствующие возбуждению управляемого резонанса III в полоске. В ситуации (5–10) резонанс III наблюдается на 3.8 ГГц (рис. 5а), а при  $V_{\rm IOC} = 20$  В в ситуации (20–0) достигает резонанса II и сливается с ним, заполняя частотную область 4.25...4.7 ГГц между двумя интерференционными пиками полос запрета (см. рис. 5в).

При подаче напряжения  $V2_{\rm OC} = 10$  В в ситуации (20–10) происходит перестройка интерферограммы: резонанс III (f = 4.5 ГГц) сужается и появляется просвет между резонансным минимумом и интерференционным пиком на f = 4.71 ГГц (см. рис. 5г). В этом случае проявляется совместное



**Рис. 5.** Измеренные частотные зависимости прохождения *T* в интерферометре с метаструктурами (M1-M2) в ситуациях ( $V1_{OC}-V2_{OC}$ ): а – (5–10); б – (10–10); в – (20–0); г – (20–10).

воздействие на интерферограмму резонансных эффектов, возбуждаемых в метаструктурах M1 и M2 и управляемых напряжениями  $V1_{\rm OC}$  и  $V2_{\rm OC}$  соответственно.

Для пояснения можно провести теоретический анализ с элементами  $S_{ml} = s_{ml} \exp(i\varphi_{ml})$ , индексы *m* и *l* относятся к соответствующим участкам интерферометра [29–32]. Интерферограмма представляет собой частотную зависимость коэффициента передачи со входа *l* на выход *O* излу-

чения по мощности  $T(\omega) = |S_{OI}|^2$ . Здесь

$$S_{OI} = \left\{ S_{21} + S_{23} r^{(\text{FP})} S_{31} \exp\left(-2ik_3 L_3\right) \right\} \left[ 1 - r^{(\text{FP})} S_{33} \exp\left(-2ik_3 L_3\right) \right] \exp\left(-i(k_1 L_1 + k_2 L_2)\right)$$
(1)

амплитудный коэффициент передачи сигнала со входа на выход,

$$r^{(FP)} = r_{33}^{(M)} + t_{43}^{(M)} r_5 t_{34}^{(M)} \times \exp(-2ik_4 L_4) / \left[ 1 - r_{44}^{(M)} r_5 \exp(-2ik_4 L_4) \right]$$
(2)

-амплитудный коэффициент отражения резонатора Фабри–Перо. Введены обозначения:  $k_m =$ 

 $= 2\pi n_m / \lambda$  и  $n_m$  – константа распространения и коэффициент замедления для *m*-го участка метаинтерферометра,  $L_m$  – путь, пройденный в нем излучением.

В выражении (1) учтено влияние одной метаструктуры как разделителя пучка коэффициентами S<sub>21</sub>, S<sub>23</sub>, S<sub>31</sub>, S<sub>33</sub>, а другой – в качестве отражателя



**Рис. 6.** Динамика интерферограммы при изменении условий внешнего воздействия на метаструктуры (M1-M2): а – переключение из ситуации (20–0) (кривая *I*) в (20–20) (кривая *2*); б – переключение из ситуации (20–20) (кривая *2*) в (0–20) (кривая *3*).

резонатора Фабри-Перо – коэффициентом  $r^{(FP)}$ . Вид интерферограммы определяют независимые механизмы совместного воздействия пространственно разнесенных метаструктур в зависимости от частотной дисперсии модулей и фаз элементов **S**-матрицы и свойств резонатора Фабри-Перо, что и наблюдается экспериментально.

Проведя сравнительный анализ измеренных интерферограмм при внешнем воздействии на резонансные свойства метаструктур M1 и M2 напряжений  $V1_{OC}$  и  $V2_{OC}$ , можно увидеть возможность независимого управления шириной и частотой интерференционного пика. В подтверждение сравним измеренные интерферограммы: на рис. 6а в ситуациях (20–0) и (20–20) и на рис. 6б в ситуациях (0–20) и (20–20). Так, из рис. 6а видно, что наблюдаемый на частоте 4.71 ГГц интерференционный пик полосы запрета в ситуации (20–0) смещается на 0.1 ГГц к частоте 4.81 ГГц в ситуации (20–20). При переключении из (20–20) в (0–20) этот пик расширяется (см. рис. 66). При этом на уровне –15 дБ ширина полосы запрета расширяется в пять раз, с 0.05 до 0.26 ГГц.

#### ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Таким образом, впервые предложен и исследован волноводный тройниковый мета-интерферометр в диапазоне 3...6 ГГц, который содержит две пространственно разнесенные метаструктуры, нагруженные варакторами с независимым управлением от разных внешних источников. Одна из метаструктур M1 помещена в качестве разделителя пучка, а другая M2 – в закороченное *h*-плечо на расстоянии от короткозамыкателя, тем самым образуется резонатор Фабри–Перо. Исследовано совместное воздействие резонансных откликов метаструктур на интерферограмму.

Метаструктура *M*1 представляет собой частопериодическую решетку параллельных медных проводов в комбинации с ортогонально асимметрично расположенной медной полоской с разрывом, нагруженным варактором, и является многорезонансной с управляемым одним резонансом, возбуждаемым в полоске. Метаструктура *M*2 представляет собой дважды разомкнутое кольцо с двумя варакторами в разрывах.

Показано, что разные свойства метаструктур *М*1 и *М*2 и, что не менее важно, разное их расположение по-разному влияют на интерферограмму. Широкий резонанс *М*1 оказывает сильное влияние, существенно меняя спектр интерферограммы по сравнению с пустым интерферометром.

Показано, что подачей напряжений V1<sub>OC</sub> и V2<sub>OC</sub> на варакторы можно совместить воздействие в одной и той же частотной области интерферограммы динамических характеристик метаструктур, связанных с геометрией и взаиморасположением. В этом случае появляется возможность независимо управлять амплитудно-частотными характеристиками (шириной и частотой полосы запрета), изменяя сочетания напряжений (V1<sub>ос</sub>-V2<sub>ос</sub>). Так, в ситуации (20-0) наблюдается воздействие резонансов М1 и M2 в одной и той же частотной области (вблизи 4.8 ГГц). При переключении ситуации с (20-0) на (20-20) достигается смещение интерференционного пика полосы запрета на 0.1 ГГц с 4.71 до 4.81 ГГц. Переключение с (20-20) на (0-20) приводит к увеличению ширины интерференционного пика (4.81 ГГц) в пять раз.

Таким образом, показана возможность независимого управления частотой и шириной индивидуальной полосы запрета интерферограммы в результате воздействия резонансных эффектов *M*1 и *M*2 при независимом электрическом управлении от разных внешних источников подачей одновременно на варакторы определенного сочетания напряжений  $V1_{\rm OC}$  и  $V2_{\rm OC}$  (при некотором изменении характеристик соседних интерференционных полос).

1154

Полученные результаты могут быть полезны при разработке методов независимого управления в многополосных фильтрах, которые востребованы в многоканальных многофункциональных телекоммуникационных системах.

### ФИНАНСИРОВАНИЕ РАБОТЫ

Работа выполнена за счет бюджетного финансирования в рамках государственного задания ИРЭ РАН по теме 0030-2019-0014.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- Lin Y.C., Homg T.S., Huang H.H. // IEEE Trans. 2014.
   V. MTT-62. № 12. Pt. 2. P. 3351.
- 2. *Cameron R., Kudsia C., Mansour R.* Microwave Filters for Communication Systems: Fundamentals, Design, and Applications (John Wiley & Sons), 2018.
- 3. Pelliccia L., Cacciamani F., Farinelli P., Sorrentino R. // IEEE Trans. 2015. V. MTT-63. № 10. P. 3381.
- Shin H., Yoo J. // Int. J. Precision Engineering Manufacturing. 2017. V. 18. P. 845.
- 5. Беляев Б.А., Сержантов А.М., Тюрнев В.В. // Письма в ЖТФ. 2012. Т. 38. № 18. С. 31.
- 6. Ge J., Fok M.P. // Sci. Rep. 2015. V. 5. P. 15882.
- Choudhary A., Aryantar I., Shahnia S. et al. // Opt. Lett. 2016. V. 41. № 3. P. 436.
- 8. *Liu Q., Ge J., Fok M.P.* // Opt. Lett. 2018. V. 43. № 22. P. 5685.
- 9. Chaudhary Girdhari, Jeong Yongchae, Lim Jongsik // IEEE Trans. 2013. V. MTT-61. № 1. P. 107.
- Xiu Yin Zhang, Li Gao, Yunfei Cao et al. // Progress in Electromagnetics Research C. 2013. V. 42. P. 55.
- 11. *Mahmoud A., Soulimane S., Plana R. et al.* // Microwave and Optical Technology Lett. 2009. V. 51. № 5. P. 1336.
- Entesari K., Rebeiz G.M. // IEEE Trans. 2005. V. MTT-53. № 3. P. 1103.
- Brown A.R., Rebeiz G.M. // IEEE Trans. 2000. V. MTT-48. № 7. P. 1157.

- 14. Jose K.A., Varadan V.K., Varadan V.V. // Microwave and Optical Technology Lett. 1999. V. 20. № 3. P. 166.
- 15. Srinivasan G., Tatarenko A.S., Bichurin M.I. // Electron. Lett. 2005. V. 41. № 10. P. 596.
- 16. Вендик О.Г. // ФТТ. 2009. Т. 51. № 7. С. 1441.
- 17. *Hieng-Tiong Su, Suherman P.M., Jackson, T.J. et al.* // IEEE Trans. 2008. MTT-56. № 11(1). P. 2468.
- Kapilevich B.A // Microwave J. 2007. V. 50. № 4. P. 106.
- 19. Yamamoto Y., Mikumo S.A // IEICE Electronics Express. 2005. V. 2. № 3. P. 86.
- 20. *Alphones A.* // Microwave and Optical Technology Lett. 1998. V. 18. № 1. P. 41.
- 21. Lee S., Kuga Y., Mullen R.A. // Microwave and Optical Technology Lett. 2000. V. 27. № 1. P. 9.
- 22. *Кулыгин М.Л., Денисов Г.Г., Родин Ю.В.* // Письма в ЖТФ. 2011. Т. 37. № 8. С. 49.
- Kraftmakher G.A., Butylkin V.S., Kazantsev Yu.N. et al. // Appl. Phys. A. 2017. V. 123. № 1. P. 56. https://doi.org/10.1007/s00339-016-0687-2
- Malyshev S.A., Galwas B.A., Piotrowski J. et al. // IEEE Microwave and Wireless Components Lett. 2002. V. 12. № 6. P. 201.
- 25. *Malyshev S.A., Chizh A.L.* // IEEE J. Selected Topics in Quantum Electronics. 2004. V. 10. № 4. P. 679.
- 26. Власенко В.А., Беляев С.Н., Ефимов А.Г. и др. // Письма в ЖТФ. 2009. Т. 35. № 15. С. 105.
- 27. *Hieng-Tiong Su, Suherman P.M., Jackson T.J. et al.* // IEEE Trans. 2008. V. MTT-56. № 11(1). P. 2468.
- Butylkin V., Kazantsev Yu., Kraftmakher G., Mal'tsev V. // Appl. Phys. A. 2017. V. 123. № 1. P. 57. https://doi.org/10.1007/s00339-016-0705-4
- Крафтмахер Г.А., Бутылкин В.С., Казанцев Ю.Н., Мальцев В.П. // Письма в ЖЭТФ. 2019. Т. 109. № 4. С. 224.
- 30. Крафтмахер Г.А., Бутылкин В.С., Казанцев Ю.Н., Мальцев В.П. // РЭ. 2019. Т. 64. № 11. С. 1070.
- 31. Крафтмахер Г.А., Бутылкин В.С., Казанцев Ю.Н. и др. // РЭ. 2021. Т. 66. № 1. С. 3.
- 32. Крафтмахер Г.А., Бутылкин В.С., Казанцев Ю.Н. и др. // РЭ. 2021. Т. 66. № 2. С. 105.
- Kraftmakher G.A., Butylkin V.S., Kazantsev Yu.N., Mal'tsev V.P. // Electron. Lett. 2017. V. 53. № 18. P. 1264.

## \_\_\_\_\_ АНТЕННО-ФИДЕРНЫЕ \_\_ СИСТЕМЫ

УДК 621.3.095.222

# ТЕОРЕТИЧЕСКОЕ И ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ ДВУХДИАПАЗОННОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ

© 2021 г. А. Ю. Гринев<sup>а,</sup> \*, А. А. Измайлов<sup>а, b,</sup> \*\*

<sup>а</sup> Московский авиационный институт (национальный исследовательский университет), Волоколамское шоссе, 4, Москва, 125993 Российская Федерация <sup>b</sup> Научно-производственное объединение "Алмаз" им. акад. А.А. Расплетина, Ленинградский просп., 80, корп. 16, Москва, 125190 Российская Федерация

> \*E-mail: grinevau@yandex.ru \*\*E-mail: yustas 1993@yandex.ru Поступила в редакцию 15.07.2020 г. После доработки 14.11.2020 г. Принята к публикации 15.11.2020 г.

Предложена и исследована двухдиапазонная низкопрофильная трехслойная антенная решетка. На первом слое решетки расположен полосковый делитель мощности, в промежуточном слое – излучатели высокочастотного диапазона, а на верхнем слое метаструктура и излучатели низкочастотного диапазона. Проведено электродинамическое моделирование и экспериментальное исследование макета совмещенной антенной решетки с сопоставлением полученных результатов.

**DOI:** 10.31857/S0033849421110036

#### **ВВЕДЕНИЕ**

При решении задач радиолокационного землеобзора, помимо одночастотной аппаратуры наблюдения в коротковолновом (Х) диапазоне, существует обширный сегмент актуальных задач наблюдения в существенно разнесенных диапазонах Х, С, L и ультравысоких частот (УВЧ) ( $f \approx 435$  МГц), очень высоких частот (OBЧ) ( $f \approx 128$  МГц). Проникаюшая способность радиолокационного сигнала. возрастая по мере увеличения длины волны, позволяет в этих диапазонах выявлять и дешифрировать объекты различного назначения под маскирующими их покровами и в подповерхностном слое Земли. Высокая информационная отдача от применения радиолокационных данных, полученных в нескольких, существенно разнесенных диапазонах (в данном случае отношением частот 1:3) зондирующего излучения, убедительно подтверждена к настоящему времени [1-3].

Подходы к построению антенных решеток (AP) различных диапазонов, совмещенных в одной апертуре, рассмотрены, например, в [4–8]. В [4] приведены схемы совмещения и результаты анализа вибраторно-вибраторных и вибраторно-волноводных фазированных AP ( $\Phi$ AP), однако не рассматривается возможность комплексирования AP с метаструктурами, обладающими свойствами искусственных магнитных проводников (ИМП), а также достоинства и особенности таких схем построения.

Спектр технических решений совмещения двух диапазонов антенн на основе ИМП со свойством частичного отражения для базовой станции 5G, WLAN и WiMAX предложен, например, в [5-7]. В двухдиапазонной двухполяризационной антенне базовой станции [5] для достижения необходимой развязки более 25 дБ между антеннами, работающими в полосах 0.69...0.96 ГГц (B<sub>1</sub>) и 3.5...4.9 ГГц (В<sub>2</sub>), расположена частотно-селективная поверхность, которая частично служит заземляющей плоскостью для антенны B<sub>2</sub>-диапазона. Отмечается, что антенны обладают стабильными лиаграммами направленности и имеют низкие уровни кросс-поляризации при работе по отдельности. Однако при совмещении появляются искажения в диаграммах направленности, изоляция портов и согласование входного импеданса ухудшаются из-за взаимной связи между двумя антеннами, а кросс-поляризация возрастает до высокого уровня. Хотя антенные элементы В2-диапазона расположены над антенным элементом длинноволнового диапазона, общая высота профиля антенны 0.17 λ (λ – длина волны на центральной частоте длинноволнового диапазона). Совмещение слабонаправленных двух-поляризационных антенн с полосой 15.6% ( $f_0 = 2.4$  ГГц) и 9.3% ( $f_0 = 5.36$  ГГц) и высотой профиля 0.088λ<sub>0</sub> на 2.4 ГГц и коэффициентом усиления (КУ), равного 7.2 и 7.3 дБ соответственно, рассмотрено в [6]. Техническое ре-



Рис. 1. Схема построения совмещенной двухдиапазонной АР ОВЧ/УВЧ-диапазонов: УВЧ<sub>низ</sub>||ОВЧ<sub>верх</sub>.

шение основано на интеграции печатных антенн типа "бабочка" с ИМП на основе двухрезонансной печатной кольцевой периодической структуры. В [7] описана двухдиапазонная (2.4 и 5 ГГц) АР с расширенной полосой рабочих частот на основе метаструктуры со свойством частичного отражения и положительным градиентом изменения фазы коэффициента отражения (КО) в высокочастотном диапазоне. Экспериментально удалось реализовать полосы рабочих частот 7% и 11% с усилением 14.9 и 14.2 дБ в диапазонах 2.42...2.6 и 5.2...5.8 ГГц соответственно. В [8] использована ИМП-структура с целью сокращения толщины АР, в результате поперечный размер АР ОВЧ-диапазона составил 81 мм при f = 160 МГц ( $\lambda = 187$  см), а в [9] рассмотрена низкопрофильная развязанная АР на основе поверхности с высоким импедансом, однако возможность совмещения таких АР с другими частотными диапазонами не обсуждается.

В [10] совмещены ОВЧ/УВЧ-диапазоны в одной апертуре с использованием ИМП (коэффициент отражения +1) для ОВЧ-диапазона. В свою очередь, для УВЧ-диапазона ИМП является металлическим экраном, при этом излучатели УВЧ-диапазона располагаются над экраном на расстоянии  $\lambda_{yвч}/4$ . Недостатком такого принципа являются противоречивые требования к ИМП, а также искажение диаграммы направленности (ДН) АР ОВЧ-диапазона и АР УВЧ-диапазона.

Отметим, что совмещение в одной апертуре двух диапазонов на основе метаструктур со свойством ИМП реализуется, как правило, для одиночных антенн диапазонов L/S, S/C, X/K<sub>u</sub>. В случае совмещения многоэлементных AP с распределительным фидером взаимное влияние диапазонов оказывается более выраженным и проявляется в искажении ДН, ухудшении согласования, росте кросс-поляризации и возникновении ложных резонансов. Как в авиационных, так и в космических радиолокаторах одним из важных параметров является высота профиля AP. В авиационной технике это важно для сохранения аэродинамики носителя, в космической технике – для компактного размещения внутри обтекателя при выводе космического аппарата на орбиту.

Цель статьи — исследование совмещенной АР ОВЧ/УВЧ-диапазонов с метаструктурой со свойством ИМП.

#### 1. КОНСТРУКЦИЯ ДВУХДИАПАЗОННОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ

На рис. 1 представлена АР ОВЧ- и УВЧ-диапазонов. Для представленной АР введено обозначение УВЧ<sub>ни</sub> ВОВЧ<sub>верх</sub> по принципу расположения АР двух диапазонов друг над другом. Такая конструкция позволяет максимально снизить высоту профиля всей АР, при этом, однако, метаструктура должна быть прозрачной для излучателей УВЧ-диапазона.

В качестве примера рассмотрим АР со следующими параметрами: центральная частота АР ОВЧдиапазона  $f_{OBY} = 128$  МГц, полоса рабочих частот 50 МГц (40%); центральная частота АР УВЧ-диапазона  $f_{yBY} = 435$  МГц, полоса рабочих частот 60 МГц (15%); поляризация ОВЧ и УВЧ АР линейная. Для реализации АР был проанализирован широкий спектр метаструктур со свойствами ИМП различной геометрии в комбинации с диэлектрическими слоями, размещенными на высоте *h*имп над металлическим основанием, описанных, в частности, в [12-15]. В качестве периодической ячейки ИМП выбрана структура, показанная на рис. 2а. ИМП представляет собой комбинацию внешнего металлического кольца шириной w<sub>1</sub>, толщиной *s* и металлической пластины шириной w<sub>2</sub> (темным цветом показана металлизация); период ячейки ИМП –  $d_{\rm ИМП}$ .

Функционирование AP (см. рис. 1) предъявляет следующие требования к коэффициенту отражения Г:

$$\begin{aligned} -\pi/4 &\leq \arg \Gamma \leq +\pi/4 \quad \text{для} \quad \Delta F_{\text{OBY}}; \\ |\Gamma| &\leq 0.1 \quad \text{для} \quad \Delta F_{\text{УBY}}. \end{aligned} \tag{1}$$



**Рис. 2.** Периодическая ячейка ИМП (а); фазы коэффициента отражения ИМП структуры (б, в) и модуль коэффициента отражения для метаструктуры в свободном пространстве (г, д) при разных размерах металлического кольца: (б, г)  $w_1 = 195$  (*I*), 210 (*2*), 235 (*3*), 250 мм (*4*), (в, д)  $w_2 = 125$  (*I*), 140 (*2*), 155 (*3*), 170 мм (*4*).

Выбранная целевая функция для оптимизации параметров ИМП имеет вид:

$$\Phi(d_{\rm HM\Pi}, w_1, w_2, s, h_{\rm HM\Pi}) = |\arg \Gamma(f_1)| + \sum_{f_2}^{f_3} \alpha \left(|\arg \Gamma| - \pi/4\right)^2 + \sum_{f_n}^{\Delta F_{\rm YB^{\rm H}}} \beta |\Gamma|^2 + G,$$
(2)

где  $\alpha,\beta$  – весовые коэффициенты,  $f_m (m = 1,2,3)$  – средняя и крайние частоты в полосе  $\Delta F_{\text{ОВЧ}}$ ,  $f_n (n = 1,2,3)$  – средняя и крайние частоты в полосе  $\Delta F_{\text{УВЧ}}$ ,  $G(d_{\text{ИМП}},w_1,w_2,s,h_{\text{ИМП}})$  – штрафная функция. При этом решение находится из условия минимизации:

$$(d_{\rm HM\Pi}, w_1, w_2, s, h_{\rm HM\Pi})_{\rm off} = \{ (d_{\rm HM\Pi}, w_1, w_2, s, h_{\rm HM\Pi}): \min \left[ \Phi(d_{\rm HM\Pi}, w_1, w_2, s, h_{\rm HM\Pi}) \right] \}$$
(3)

при заданных  $d_{\rm ИМП}$  и  $h_{\rm ИМП}$ . На рис. 2а показана периодическая ячейка ИМП, а также результаты моделирования фазы коэффициента отражения структуры (рис. 26, 2в) и модуля коэффициента отражения для метаструктуры без металлического экрана (рис. 2г, 2д).

Анализ характеристик (см. рис. 2) показывает:

 изменение размера металлического кольца w<sub>1</sub> при фиксированном w<sub>2</sub> существенно влияет на поведение фазы коэффициента отражения (см. рис. 26) ИМП в полосе частот ОВЧ-диапазона от 100 до 150 МГц;

— изменение фазы на 360 град (см. рис. 2в, 2г) на частоте 300 МГц характеризует условие  $|\Gamma| \approx -1$ ;

изменение размера металлической пластины
 w<sub>2</sub> при фиксированном w<sub>1</sub> позволяет обеспечить

 $|\Gamma| \approx 0$  (см. рис. 2д) в полосе частот УВЧ-диапазона от 400 до 470;

Соответственно, получаем основные параметры выбранной структуры, отвечающие условию (1):

 $d_{\text{имп}} = 0.1 \lambda_{\text{OBY}} = 234.3 \text{ мм},$   $w_1 = 0.097 \lambda_{\text{OBY}} = 227.8 \text{ мм},$   $w_2 = 0.065 \lambda_{\text{OBY}} = 153.75 \text{ мм},$   $s = 0.009 \lambda_{\text{OBY}} = 21.2 \text{ мм},$  $h_{\text{имп}} = 0.093 \lambda_{\text{OBY}} = 217.97 \text{ мм}.$ 

#### 2. МОДЕЛИРОВАНИЕ ДВУХДИАПАЗОННОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ УВЧ<sub>низ</sub> ОВЧ<sub>верх</sub>

На рис. За приведен общий вид двухдиапазонной АР. Антенная решетка ОВЧ-диапазона представляет собой два печатных вибраторных излучате-



**Рис. 3.** Двухдиапазонная АР УВЧ<sub>низ</sub>||ОВЧ<sub>верх</sub> (а) и делитель мощности двухдиапазонной АР (б): *1* – проводящий экран; *2* – метаструктура; *3* – излучатели ОВЧ-диапазона; *4* – излучатели УВЧ-диапазона; *5* – Н-образные щели для возбуждения излучателей УВЧ-диапазона; *6* – коаксиальная система питания ОВЧ-диапазона; *7* – выходы на коаксиалы излучателей ОВЧ-диапазона; *8* – фильтрующий элемент на связанных линиях.

ля, запитываемых синфазно и разнесенных в Нплоскости на расстояние  $D \approx \lambda_{OBY}/2$  для устранения резонансов метаструктуры и асимметрии в диаграмме направленности. АР УВЧ-диапазона представляет собой АР, которая состоит из восьми (4 × 2) печатных элементов и расположена на металлическом основании. ИМП при такой схеме построения в УВЧ-диапазоне должен быть "прозрачен", в то время как в ОВЧ-диапазоне реализуется коэффициент отражения +1 (см. рис. 2). Обе АР построены на диэлектрической подложке Rogers RT6002 толщиной t = 1.52 мм,  $\varepsilon = 2.94$ . Габариты промоделированной двухдиапазонной антенной решетки:  $L = 0.86\lambda_{OBY} = 2016$  мм,  $W = 0.8\lambda_{OBY} = 1875$  мм.

Основные геометрические параметры АР ОВЧ- и УВЧ-диапазонов:

$$\begin{split} l_d &= 0.31 \lambda_{\rm OBY} = 726.5 \text{ mm}, \\ D_{\rm OBY} &= 0.36 \lambda_{\rm OBY} = 843.75 \text{ mm}, \\ w_{d1} &= 0.01 \lambda_{\rm OBY} = 23.5 \text{ mm}, \\ w_{d2} &= 0.048 \lambda_{\rm OBY} = 112.5 \text{ mm}, \\ h_{\rm OBY} &= 0.098 \lambda_{\rm OBY} = 229.7 \text{ mm}, \\ D_{\rm YBY} &= 0.61 \lambda_{\rm YBY} = 420.7 \text{ mm}, \\ l_p &= 0.43 \lambda_{\rm YBY} = 296.55 \text{ mm}, \\ h_{\rm YBY} &= 0.093 \lambda_{\rm OBY} = 64.1 \text{ mm}. \end{split}$$

На рис. Зб приведена геометрия делителя мощности двухдиапазонной АР. Делитель выполнен в виде полосковой линии на печатной плате Rogers RT6002 толщиной t = 1.52 мм с диэлектрической проницаемостью  $\varepsilon = 2.94$  и располо-

жен под металлическим экраном. Делитель мощности AP OBЧ-диапазона представляет собой трехдецибельный делитель, выходы которого нагружены на вертикальные возбуждающие коаксиальные линии. В делителе мощности AP УВЧдиапазона также используются связанные линии для создания фильтрующих свойств: в диапазоне частот 103...153 МГц коэффициент отражения от входа фидера  $\geq -0.5$  дБ, а в диапазоне частот 405...465 МГц  $\leq -25$  дБ.

Совмещение АР двух диапазонов в одной апертуре приводит к их взаимному влиянию и некоторым отличиям их характеристик от изолированных АР. Эти отличия АР ОВЧ-диапазона могут быть обусловлены узкополосными фидерными резонансами за счет трансформирующих свойств фидера и отличием фазы коэффициента отражения ИМП от +1 на центральной частоте ОВЧ-диапазона из-за переотражений элементами АР УВЧдиапазона. В свою очередь, отличие характеристик АР УВЧ-диапазона при комплексировании может быть обусловлено влиянием АР ОВЧ-диапазона и питающих ее коаксиальных кабелей и возможными резонансами в области ИМП.

Расчет двухдиапазонной АР проводился двумя методами электродинамического моделирования: методом конечных разностей во временной области (МКРВО) и методом конечных элементов (МКЭ).

На рис. 4а, 4б приведены соответственно зависимости коэффициента отражения  $|\Gamma|$  от входа АР ОВЧ-диапазона и развязки между АР ОВЧ- и УВЧ-диапазонов в ОВЧ-диапазоне. Величина коэффициента отражения равна  $|\Gamma| < -9$  дБ (по



**Рис. 4.** Коэффициент отражения (а), *S*-параметры (б) и коэффициент усиления (в) совмещенной двухдиапазонной АР в ОВЧ-диапазоне: кривая *1* – КРВО, кривая *2* – КЭ.

уровню коэффициента стоячей волны (КСВ) <2.5), при этом рабочая полоса решетки составляет 40%. Значение развязки в рабочем диапазоне 103...153 МГц не превышает минус 40 дБ. Использование делителя мощности с фильтрами в АР УВЧ-диапазона обеспечило значение развязки 40 дБ между АР ОВЧ- и УВЧ-диапазонов в ОВЧ-диапазоне. Кроме того, использование указанного делителя позволило частично устранить узкополосные "фидерные" резонансы, возникающие в ОВЧ-диапазоне, которые обусловлены трансформирующими свойствами традиционного делителя мощности, построенного на трехдецибельных делителях. Следует отметить, что на частоте  $f \approx 155 \text{ M}\Gamma\mu$  (см. рис. 4a) наблюдается резонансный эффект, вызванный конечным размером экрана АР и затеканием токов на краях апертуры АР УВЧ-диапазона при работе АР ОВЧлиапазона.

На рис. 4в приведена зависимость КУ ( $G(\theta = 0^{\circ})$ ) от частоты. В рабочем диапазоне частот, величина КУ  $\geq 9$  дБ. Падение КУ вблизи частоты 100 МГц, обусловлено конечным размером экрана АР (L и W на рис. 3), а в районе 145 МГц — фазочастотными свойствами ИМП. На рис. 5 приведены ДН АР ОВЧ-диапазона в *E*- и *H*-плоскостях на центральной частоте 128 МГц. Наличие в конструкции метаструктуры приводит к искажению ДН в первую очередь из-за фазочастотных свойств ИМП.

На рис. 6а, 6б приведены соответственно зависимости коэффициента отражения |Г| от входа АР УВЧ-диапазона и развязки между АР ОВЧ- и УВЧ-диапазонов в УВЧ-диапазоне. При этом рабочая полоса решетки по уровню КСВ <2 составляет 18%. Значение развязки в рабочем диапазоне 400...470 МГц не превышает -20 дБ.

На рис. 6в приведена зависимость КУ от частоты. В рабочем диапазоне частот, КУ ведет себя стабильно без заметных провалов и резонансов, при этом величина КУ ≥ 15 дБ.

На рис. 7 приведены сечения ДН АР УВЧ-диапазона в *E*- и *H*-плоскостях на центральной частоте 435 МГц.

В табл. 1 приведены сравнительные характеристики двух схем совмещения АР ОВЧ/УВЧдиапазонов. Видно, что применение схемы УВЧ<sub>низ</sub>||ОВЧ<sub>верх</sub> дает выигрыш в толщине АР по сравнению со схемой совмещения ОВЧ<sub>низ</sub>||УВЧ<sub>верх</sub> [10].



**Рис. 5.** Диаграмма направленности двухдиапазонной АР в ОВЧ-диапазоне в *E*- (а) и *H*-плоскости (б): кривая *1* – КРВО, кривая *2* – КЭ.



**Рис. 6.** Коэффициент отражения (а), *S*-параметры (б) и коэффициент усиления (в) двухдиапазонной АР в УВЧ-диапазоне: кривая *1* – КРВО, кривая *2* – КЭ.



**Рис.** 7. Диаграмма направленности двухдиапазонной АР в ОВЧ-диапазоне в: *Е*-плоскости (а); *Н*-плоскости (б): кривая *1* – КРВО, кривая *2* – КЭ.

### ТЕОРЕТИЧЕСКОЕ И ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ

Типы схем совмещения	Высота профиля АР	<i>G</i> , дБ		$\Delta\omega_{3-\mathrm{g}\mathrm{b}},\%$	Развязка, дБ
ОВЧ <sub>низ</sub>   УВЧ <sub>верх</sub>	0.17\ <sub>овч</sub> =398.4 мм	ОВЧ	≥9	30	$S_{21} \leq -50$
		УВЧ	≥15	18	$S_{12} \leq -25$
УВЧ <sub>низ</sub>   ОВЧ <sub>верх</sub>	0.098λ <sub>ОВЧ</sub> =229.7 мм	ОВЧ	≥9	40	$S_{21} \leq -40$
		УВЧ	≥15	18	$S_{12} \leq -20$

Таблица 1. Сравнение двух схем совмещения АР на основе искусственного магнитного проводника

### 3. ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ

Фотография макета совмещенной в одной апертуре двухдиапазонной АР по схеме  $VBY_{Hus} OBY_{Bepx}$  с печатными вибраторными излучателям(1 × 2) в OBY-диапазоне и печатными элементами (4 × 2) УВЧ-диапазоне приведена на рис. 8. Для такой АР в [16] введено обозначение  $B H_{HU3} \| H H_{Bepx}$ . размеры АР и рабочие частоты выбраны с использованием принципа электродинамического подобия (с соотношения частот 1 : 3). Для центральной частоты ОВЧ-диапазона  $f_{OBY} = 128$  МГц частота подобия



**Рис. 8.** Макет совмещенной двухдиапазонной АР ВЧ<sub>низ</sub>||НЧ<sub>верх</sub>: печатные платы (а), макет в сборе (б), вид сбоку (в); *1* – печатные платы; *2* – излучатели НЧ АР; *3* – излучатели ВЧ АР; *4* – полосковая фидерная система возбуждения; *5* – метаструктура; *6* – коаксиальная система питания ОВЧ-диапазона; *7* – крепежные винты; *8* – разъемы питания.

РАДИОТЕХНИКА И ЭЛЕКТРОНИКА том 66 № 12 2021

(B)

8



**Рис. 9.** Зависимость коэффициента отражения  $|\Gamma|$  от частоты: НЧ-диапазон (а); ВЧ-диапазон (б); развязка между каналами (в), (г): кривая 1 – полноволновое моделирование; кривая 2 – эксперимент.

НЧ была выбрана  $f_{\rm HY} = 2$  ГГц, для центральной частоты УВЧ-диапазона  $f_{\rm YBY} = 435$  МГц частота подобия ВЧ составила  $f_{\rm BY} = 6$  ГГц. Для крепления печатных плат между собой использованы нейлоновые винты МЗ 7. Питание НЧ- и ВЧ-антенн осуществляется через разъемы 8, тип SMA-РПМП-X-1-078-1.М.

На рис. 9а, 9б представлены зависимости коэффициента отражения  $|\Gamma|$  от частоты для НЧ АР и ВЧ АР, полученные в результате электродинамического моделирования методом КЭ, а также при экспериментальном измерении с помощью анализатора цепей Agilent E5072A серии ENA.

В рабочей полосе частот коэффициент отражения  $|\Gamma|$  электродинамической модели AP не превышает значения -10 дБ (КСВ < 2). При экспериментальном измерении произошло ухудшение качества согласования (смещение кривой  $|\Gamma|$ на 5...10 дБ), которое возможно из-за отклонения расстояния между платами от заданного (на 0.5...1 мм), а также точности фрезеровки топологии и электрических параметров печатных плат. На рис. 9в, 9г представлены зависимости параметров  $S_{12}$ ,  $S_{21}$ , характеризующих развязку между НЧ и ВЧ АР. Как видим из рисунков, рассчитанная развязка не превышает  $-35 \, \text{дБ}$  в НЧ-диапазоне и  $-25 \, \text{дБ}$  в ВЧ-диапазоне соответственно. Измеренное значение развязки между НЧ и ВЧ АР не превышает  $-32 \, \text{дБ}$  в НЧ-диапазоне и  $-22 \, \text{дБ}$  в ВЧ-диапазоне.

Измерения ДН макета двухдиапазонной низкопрофильной АР, представленные на рис. 10, проводили с помощью автоматизированного измерительно-вычислительного комплекса ТМСА1.0-40.0Б056 методом ближнего поля в частотной области, а электродинамическое моделирование — методом КЭ.

Частотная зависимость коэффициента усиления ( $G(\theta = 0^{\circ})$ ) макета AP приведена на рис. 11а, 11б. Отличие результатов моделирования и эксперимента обусловлено технологическими причинами, а падение KУ в диапазоне 5.55...5.8 ГГц плохим согласованием (см. рис. 96) AP ВЧ-диапазона.



**Рис. 10.** Диаграммы направленности макета совмещенной двухдиапазонной АР для *Е*-плоскости (а, в) и *Н*-плоскости (б, г) на частоте:  $f_{\rm HY} = 2 \Gamma \Gamma_{\rm U}$  (а, б);  $f_{\rm BY} = 6 \Gamma \Gamma_{\rm U}$  (в, г): кривая 1 – полноволновое моделирование, кривая 2 – эксперимент.



**Рис. 11.** КУ совмещенной двухдиапазонной АР: НЧ диапазон (а); ВЧ диапазон (б): кривая *1* – моделирование; кривая *2* – эксперимент.

#### ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В результате численного моделирования показано, что построение совмещенной на одном полотне AP OBЧ/УВЧ-диапазонов с отношением частот 1 : 3 и использованием метаструктуры со свойством искусственного магнитного проводника позволяет снизить высоту профиля  $0.098\lambda_{OB4}$  (на 62% по сравнению с классическим случаем совмещения вибраторно-вибраторных антенных систем) и уменьшить взаимовлияние диапазонов. Результаты экспериментальных исследований макета совмещенной АР ВЧ/НЧ-диапазонов, изготовленной в соответствии с принципом электродинамического подобия, подтверждают обоснованность предложенного технического решения для совмещенной АР с сохранением основных радиотехнических характеристик.

РАДИОТЕХНИКА И ЭЛЕКТРОНИКА том 66 № 12 2021

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- 1. Space Antenna Handbook / Ed. W. Imbriale, S. Gao, L. Boccia. Chichester: John Wiley & Sons, 2012.
- Информационно-измерительные и управляющие радиоэлектронные системы и комплексы/ Под ред. В.С. Вербы. М.: Радиотехника, 2020.
- 3. Справочник по радиолокации. В 2 кн. / Под ред. М.И. Сколника. М.: Техносфера, 2014.
- Пономарёв Л.И., Степаненко В.И. Сканирующие многочастотные совмещённые антенные решетки. М.: Радиотехника, 2009.
- 5. *Zhu Y., Chen Y., Yang S.* // IEEE Trans. 2019. V. AP-67. № 8. P. 5272.
- Zhai H., Zhang K., Yang S., Feng D. // IEEE Antennas and Wireless Propag. Lett. 2017. V. 16. P. 2692.
- 7. *Abdelghani M.L., Attia H., Denidni T.A.* // IEEE Antennas and Wireless Propag. Lett. 2017. V. 16. P. 473.
- 8. Foged L.J., Giacomini A., Saccardi F. et al. // IEEE Trans. 2015. V. AP-63. № 4. Pt. 1. P. 1276.

- Volkov A.P., Kozlov K.V., Kurochkin A.P., Grinev A.Y. // Proc. 2017 Radiation and Scattering Electromagnetic Waves (RSEMW) Conf. Divnomorskoe. 26–30 Jun. N.Y.: IEEE, 2017. P. 353.
- 10. Гринев А.Ю., Измайлов А.А., Волков А.П. // Антенны. 2019. № 4. С. 20.
- 11. Верба В.С., Волков А.П. Какшин В.В. и др. // Радиотехника. 2019. Т. 83. № 5. С. 101.
- 12. *Modi A.Y., Balanis C.A., Birtcher C.R., Shaman H.N.* // IEEE Trans. 2017. V. AP-65. № 10. P. 5406.
- 13. Казанцев Ю.Н., Крафтмахер Г.А., Мальцев В.П. // РЭ. 2019. Т. 64. № 9. С. 874.
- 14. Гринев А.Ю., Волков А.П. // РЭ. 2019. Т. 64. № 6. С. 549.
- 15. *Li T., Chen Z.N.* // IEEE Trans. 2018. V. AP-66. № 12. P. 6742.
- 16. Измайлов А.А. Двухдиапазонная двухполяризационная антенная система авиационного мониторинга земной поверхности. Дис. ... канд. техн. наук: М.: МАИ (НИУ), 2019. 145 с. https://mai.ru/upload/iblock/fe7/D.2.-DISSERTATSIYA.pdf.

\_\_\_\_\_ АНТЕННО-ФИДЕРНЫЕ \_\_\_\_ СИСТЕМЫ

УДК 621.396.67

# ИССЛЕДОВАНИЕ СВЕРХДИАПАЗОННОЙ ЦИЛИНДРИЧЕСКОЙ ФАЗИРОВАННОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ

© 2021 г. М. Д. Дупленкова<sup>*a*</sup>, В. А. Калошин<sup>*a*, \*</sup>

<sup>а</sup> Институт радиотехники и электроники им. В.А. Котельникова РАН, ул. Моховая, 11, стр. 7, Москва, 125009 Российская Федерация \*E-mail: vak@cplire.ru

Поступила в редакцию 25.12.2020 г. После доработки 16.07.2021 г. Принята к публикации 20.07.2021 г.

Проведены теоретические и экспериментальные исследования фрагмента цилиндрической антенной решетки, содержащей восемь линейных решеток из восьми *TEM* рупоров с металлизацией межрупорного пространства. С использованием численного моделирования методом конечных элементов исследованы характеристики излучения и согласования фрагмента цилиндрической антенной решетки при сканировании в секторах  $\pm 15^{\circ}$  и  $\pm 30^{\circ}$ . Изготовлены макеты линейной и фрагмента цилиндрической решеток и проведены измеренияих характеристик согласования и излучения. Проведено сравнение результатов численного моделирования и физического эксперимента.

DOI: 10.31857/S0033849421120068

#### **ВВЕДЕНИЕ**

Сверхдипазонные антенные решетки — это новый класс сверхширокополосных антенных решеток с полосой частот более 10 : 1, т.е. перекрывающих более одного диапазона волн. Такие антенные решетки могут найти применение в перспективных многофункциональных многодиапазонных системах радиолокации, радиомониторинга и связи.

В работах [1–6] исследованы линейные, кольцевые и плоские антенные решетки с полосой рабочих частот более 10 : 1. Следует отметить, что линейные и кольцевые антенные решетки имеют сравнительно небольшое усиление, а недостатком плоских фазированных решеток является падение усиления с увеличением угла сканирования.

В работах [7, 8] исследованы цилиндрические антенные решетки (ЦАР) из биконусов и вырезок из биконусов. В отличие от плоских, ЦАР позволяют обеспечить в одной (азимутальной) плоскости сканирование без потери усиления. В работах [7, 8] показана возможность сверхдиапазонного режима согласования ЦАР, но при большом уровне бокового излучения.

В работе [9] с использованием электродинамического моделирования показано, что полоса согласования ЦАР с цилиндрическим экраном увеличивается с увеличением числа возбуждаемых линейных антенных решеток (ЛАР) и может превысить 40 : 1. Вместе с тем с ростом количества возбуждаемых ЛАР возрастает боковое излучение ЦАР. В результате показано, что для заданного диаметра ЦАР существует оптимальное количество возбужденных ЛАР, при котором рабочая полоса частот максимальна как с точки зрения согласования, так и допустимого уровня бокового излучения. Для исследованной модели рабочая полоса частот равна 20 : 1.

Цель данной работы — доказать возможность реализации сверхдиапазонного режима работы ЦАР без экрана при сканировании луча путем численного моделирования, а также экспериментально исследовать фрагмент ЦАР *ТЕМ* рупоров с металлизацией межрупорного пространства и системой питания в виде 32-канального делителя мощности.

#### 1. МОДЕЛИРОВАНИЕ ФРАГМЕНТА ЦАР

Элементом исследуемого фрагмента ЦАР является ЛАР, а элементом ЛАР – *TEM* рупор (рис. 1). Фрагмент ЦАР (рис. 2) состоит из восьми линейных антенных решеток (ЛАР) *TEM* рупоров с металлизацией межрупорного пространства, входы которых расположены на цилиндрической поверхности радиусом  $R_0 = 370$  мм. Каждая ЛАР содержит восемь *TEM* рупоров со следующими геометрическими параметрами: W = 1 мм, L = 100 мм,  $P_x = 30$  мм,  $P_y = 20$  мм (см. рис. 1).

Для формирования плоского фазового фронта в апертуре ЦАР при излучении решетки вдоль оси Ох каждую ЛАР необходимо возбудить с опреде-



Рис. 2. Фрагмент ЦАР.

ленной фазой. Фазовые сдвиги между ЛАР при формирования плоского фронта, ортогонального плоскости *уz*, определяются формулой:

$$\Phi_n = R_0(1 - \cos(n\varphi_0)), \tag{1}$$

где  $\phi_0$  — угол между соседними ЛАР,  $\Phi_n$  — фаза поля на входе *n*-й ЛАР.

Рассмотрим сначала синфазное возбуждение элементов ЛАР. На рис. 3 показаны соответствующие диаграммы направленности (ДН)  $G(\theta)$  фрагмента ЦАР в *H*- и *E*-плоскостях на четырех частотах, рассчитанные с использованием метода конечных элементов (МКЭ). Как видно на рисунке, несмотря на отсутствие экрана, использованного в работе [9], отношение излучения "вперед—назад" с ростом частоты до 10 ГГц увеличивается до 19 дБ.

Далее исследуем характеристики фрагмента ЦАР при сканировании с использованием МКЭ. На рис. 4 представлены ДН фрагмента ЦАР при сканировании в *E*-плоскости на четырех частотах. При этом сканирование в *H*-плоскости осуществляется путем переключения возбужденных ЛАР в составе ЦАР. В силу осевой симметрии ЦАР такое (азимутальное) сканирование не влияет на ее характеристики, в том числе при сканировании в *E*-плоскости.



**Рис. 3.** Диаграммы направленности фрагмента ЦАР в синфазном режиме в *H*-плоскости (а) и *E*-плоскости (б) на частотах: f = 0.7 (1), 3 (2), 6 (3) и 10 ГГц (4).

Проведем исследование характеристик согласования фрагмента ЦАР. На рис. 5 приведены частотные зависимости коэффициента отражения от входа фрагмента ЦАР для трех значений углов отклонения луча. Видно, что отклонение луча в *E*-плоскости на угол  $\theta$  вплоть до 30° практически не сказывается на характеристике согласования фрагмента ЦАР.

#### 2. ИССЛЕДОВАНИЕ ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОГО МАКЕТА ФРАГМЕНТА ЦАР

Для экспериментального исследования был разработан и изготовлен макет фрагмента ЦАР с системой питания (рис. 6а), в которой использованы разработанные и исследованные ранее [5, 6] делители мощности: с последовательным делением на основе 50-омной коаксиальной линии (рис. 6б) и

1166



**Рис. 4.** Диаграммы направленности ЦАР при сканировании в *E*-плоскости на частотах 1 (а), 3 (б), 5 (в) и 8 ГГц (г); отклонение луча  $\theta = 0$  (*1*), 15° (*2*) и 30° (*3*).

*R*. дБ 0 -10 -20-30-40-500 2 3 5 7 8 9 10 1 4 6 *f*, ГГц

**Рис. 5.** Зависимости коэффициента отражения от частоты:  $\theta = 0^{\circ}(I)$ , 15° (2) и 30° (3).

с параллельным делением на основе двухпроводной симметричной полосковой линии (рис. 7). Делитель мощности на коаксиальной линии, показанный на рис. 66, имеет 50-омный вход 1 и четыре 12.5-омных выхода (2-5). Каждый выход делителя мощности на коаксиальной линии соединен с входом 1 восьмиканального делителя мощности на симметричной двухпроводной полосковой линии (рис. 7) с выходами (2-9). В итоге система питания имеет 32 синфазных выхода с волновым сопротивлением 100 Ом. Характеристики используемых делителей мощности подробно описаны в работах [5, 6]. Каждый из делителей обеспечивает неравномерность распределения мощности на выходах не более 0.2 дБ, фазы – не более 1 град. Тепловые потери в коаксиальном делителе - не более 0.13 дБ, а в полосковом – не более 0.77 дБ, т.е. суммарные тепловые потери в системе питания – не более 0.9 дБ. Потери на излучение системы питания – не исследовались.

Для реализации синфазного фронта с целью обеспечения необходимых для этого фазовых сдвигов между ЛАР в соответствии с формулой (1) была разработана и изготовлена плата с линиями задержек (рис. 8).

При изготовлении экспериментального образца, как и в работе [9] использована схема "антенна на граунде", что позволяет в случае бесконечного граунда в соответствии с законом зеркального отражения в два раза уменьшить число элементов в решетке без изменения характеристик согласования. Фотография экспериментального образца 32-элементного фрагмента ЦАР показана на рис. 9а, макета ЛАР – на рис. 9б.

Макет ЦАР состоит из восьми ЛАР *ТЕМ* рупоров с металлизацией межрупорного пространства, вхо-



**Рис. 6.** Макет фрагмента ЦАР: а – общий вид системы питания; б –продольное сечение делителя в *Е*-плоскости, 1 – вход (50 Ом), 2–5 – выходы (12.5 Ом).



**Рис.** 7. Делительв *Н*-плоскости: а – вид сверху, б – вид сбоку (все размеры даны в мм); 1 – вход делителя (12.5 Ом), 2–9 – выходы делителя (100 Ом).

ды которых расположены на цилиндрической поверхности радиусом  $R_0 = 370$  мм. Каждая ЛАР содержит восемь *TEM* рупоров с геометрическими параметрами, показанными на рис. 1: W = 1 мм, L = 100 мм,  $P_x = 30$  мм,  $P_y = 20$  мм. Отметим, что величина  $R_0$  исследуемой ЦАР существенно больше, чем в работе [9]. Поэтому оптимальное количество ЛАР должно быть существенно больше, чем



Рис. 8. Плата с линиями задержек.

в работе [9]. Однако при разработке макета мы ограничились восемью ЛАР для удобства сравнения с плоской ФАР, исследованной в [5, 6].

Измерения проводили в безэховой камере при помощи скалярного анализатора цепей P2M-40 производства компании "Микран". Результаты измерений частотных зависимостей коэффициента отражения на входе макетов ЦАР и ЛАР приведены на рис. 10.

Как видно на рисунке, результаты моделирования (для бесконечного граунда) и измерения коэффициеннта отражения экспериментального макета фрагмента ЦАР (для конечного граунда) близки между собой. При этом измеренная полоса согласования фрагмента ЦАР по уровню –10 дБ в два раза превосходит полосу согласования фрагмента ЛАР (см. рис. 10) и плоской антенной решетки [5, 6], что подтверждают теоретические результаты, полученные в работе [9].

При измерении ДН испытуемую ЦАР использовали в качестве приемной антенны, а измерительную рупорную антенну П6-23А — в качестве передающей. При этом расстояние между испы-





Рис. 9. Фотографии макетов ЦАР (а) и ЛАР (б).

туемой и передающей антеннами составляло 4 м, что обеспечило условие дальней зоны для измерений ДН на частотах от 3 до 7 ГГц.



**Рис. 10.** Зависимости коэффициента отражения от частоты в синфазном режиме; *1* – моделирование ЦАР, *2* – измерения ЦАР, *3* – измерения ЛАР.

РАДИОТЕХНИКА И ЭЛЕКТРОНИКА том 66 № 12 2021



**Рис. 11.** Нормированные диаграммы направленности антенной решетки в *H*-плоскости на частотах 3 (а), 5 (б) и 7 ГГц (в): кривые *I* – результаты моделирования, кривые *2* – данные измерений.

Результаты моделирования и измерений ДН экспериментального макета ЦАР на частотах 3, 5 и 7 ГГц приведены на рис. 11, где  $F(\theta)$  – нормированные ДН. Следует отметить хорошее совпадение расчетных и экспериментальных графиков до уровня —15 дБ. Расхождение расчетных и экспериментальных графиков в области ниже уровня -15 дБ можно объяснить ошибками измерения из-за низкого уровня сигнал/шум.

### ЗАКЛЮЧЕНИЕ

На основании полученных результатов численного моделирования и измерений харктеристик излучения и согласования экспериментального макета фрагмента ЦАР, содержащей восемь ЛАР можно сделать следующие выводы:

1. Теоретическая рабочая полоса частот фрагмента ЦАР более 28 : 1.

2. Полоса согласования экспериментального макета фрагмента ЦАР по уровню — 10 дБ — более 16 : 1 и существенно превосходит полосу согласования экспериментального макета ЛАР (8 : 1).

3. Результаты измерений диаграмм направленности экспериментального макета фрагмента ЦАР на четырех частотах близки к результатам численного моделирования выше уровня – 15 дБ.

### ФИНАНСИРОВАНИЕ РАБОТЫ

Работа выполненаза счет бюджетного финансирования в рамках государственного задания по теме 0030-2019-006 и при финансовой поддержке Российского фонда фундаментальных исследований (проект № 18-07-00655а).

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- 1. Бирюков В.Л., Ефимова Н.А., Калиничев В.И. и др. // Журн. радиоэлектроники. 2013. № 1. http://jre.cplire.ru/jre/jan13/20/text.pdf.
- 2. *Калошин В.А., Нгуен К.З.* // Антенны. 2016. № 8. С. 69.
- 3. Банков С.Е., Калошин В.А., Ле Н.Т. // РЭ. 2018. Т. 63. № 12. С. 1263.
- 4. *Калошин В.А., Ле Н.Т.* // РЭ. 2019. Т. 64. № 11. С. 1126.
- 5. *Калошин В.А., Ле Н.Т.* // Журн. радиоэлектроники. 2020. № 3. http://jre.cplire.ru/jre/mar20/8/text.pdf.
- 6. *КалошинВ.А., Ле Н.Т.* // РЭ. 2020. Т. 65. № 10. С. 979.
- 7. Дупленкова М.Д., Калиничев В.И., Калошин В.А. // Журн. радиоэлектроники. 2015. № 11. http://jre.cplire.ru/jre/nov15/13/text.pdf.
- 8. Калошин В.А., Ле Н.Т. // РЭ. 2019. Т. 64. № 5. С.447.
- Калошин В.А., Ле Н.Т., Фролова Е.В. // Журн. радиоэлектроники. 2020. № 4. http://jre.cplire.ru/ jre/apr20/2/text.pdf.

РАДИОТЕХНИКА И ЭЛЕКТРОНИКА, 2021, том 66, № 12, с. 1172–1177

\_\_\_\_\_ АНТЕННО-ФИДЕРНЫЕ \_\_\_\_ СИСТЕМЫ

УДК 621.373

# ФАЗОВЫЙ ЦЕНТР И ЦЕНТР ИЗЛУЧЕНИЯ КОМБИНИРОВАННЫХ АНТЕНН, ВОЗБУЖДАЕМЫХ БИПОЛЯРНЫМИ ИМПУЛЬСАМИ

© 2021 г. В. И. Кошелев<sup>а, \*</sup>, В. В. Плиско<sup>а</sup>

<sup>а</sup>Институт сильноточной электроники СО РАН, просп. Академический, 2/3, Томск, 634055 Российская Федерация \*E-mail: koshelev@lhfe.hcei.tsc.ru Поступила в редакцию 17.03.2021 г. После доработки 17.03.2021 г. Принята к публикации 17.04.2021 г.

Численно исследована комбинированная антенна, оптимизированная для возбуждения биполярным импульсом длительностью 3 нс, с использованием трех подходов. Показано, что частичный фазовый центр антенны на центральной частоте спектра 350 МГц в *H*-плоскости находится в середине антенны, а в *E*-плоскости – ближе к плоскости апертуры антенны. Центр излучения находится между частичными фазовыми центрами на расстоянии от плоскости апертуры, примерно равном 1/4 длины антенны.

DOI: 10.31857/S0033849421120135

#### введение

Мощные источники сверхширокополосного (СШП) излучения разрабатываются для исследований эффектов воздействия электромагнитного поля на электронные системы и биологические объекты, а также для радаров с высоким пространственным разрешением [1–6]. При их разработке используются различные физические подходы. В данной работе кратко рассмотрим только мощные СШП-источники на основе комбинированной антенны (КА) с расширенной полосой частот [7, 8].

В Институте сильноточной электроники создана линейка мощных источников СШП-излучения на основе решеток КА, возбуждаемых биполярными импульсами длительностью 0.2 [9], 0.5 [10], 1 [11, 12], 2 [13, 14] и 3 нс [15]. Наряду с применением многоэлементных решеток для увеличения эффективного потенциала излучения, определяемого как произведение пиковой напряженности электрического поля  $E_n$  на расстояние *r* в дальней зоне ( $rE_n$ ), был разработан также мощный СШПисточник на основе офсетного параболического отражателя и одиночной КА, возбуждаемой биполярным импульсом длительностью 1 нс [16].

При исследовании характеристик излучения вблизи КА, возбуждаемой биполярными импульсами, радиолокационных измерениях, синтезе излучения [17], оптимизации отражательной антенны [16] представляет интерес знание положения центра излучения (ЦИ) антенны. Применительно к узкополосному излучению фазовый центр (ФЦ) одиночных антенн и многоэлементных решеток рассмотрен достаточно детально [18–20]. Показано, что ФЦ антенн в двух перпендикулярных плоскостях могут не совпадать. ФЦ может существовать для ограниченного углового размера диаграммы. В этом случае его определяют как частичный ФЦ или ЦИ [20].

Первые измерения положения ЦИ комбинированной антенны были выполнены в работе [21]. В экспериментах КА возбуждали биполярным импульсом длительностью 0.2 нс [9]. Излученный сигнал принимался аналогичной антенной. Измерения проводили при наличии и отсутствии листа полиэтилена толщиной 27 см или кирпичной стены толщиной 15 см. Приемную антенну перемешали в *H*-плоскости по дуге окружности с шагом 2°. Для каждого положения антенны определяли время t, характерной точки осциллограммы зарегистрированных импульсов. По минимуму среднеквадратичного отклонения измеренных *t*<sub>1</sub> относительно дуги окружности определяли ЦИ. Разброс результатов измерений относительно длины антенны был значительный. Результаты усредняли по нескольким сериям измерений. Из полученных оценок следовало, что ШИ в *H*-плоскости практически не зависел от диэлектрического препятствия и находился примерно в геометрическом центре антенны. В последующих измерениях [22] в свободном пространстве в двух плоскостях использовали созданные ранее КА, возбуждаемые биполярными импульсами длительностью 1 и 2 нс. Было показано, что ЦИ в Н-плоскости находится

примерно на расстоянии (1/3...1/2) *L* от внутренней поверхности задней стенки антенн (*L* – длина антенны), а ЦИ в *E*-плоскости – вблизи плоскости апертуры антенн.

Положение ЦИ для главного направления диаграммы вдоль оси КА, оптимизированных для возбуждения биполярными импульсами длительностью 0.5, 1, 2 и 3 нс, было оценено по результатам численного моделирования [23]. Известно [4], что границу дальней зоны для СШП-излучения можно оценивать по критерию  $rE_{\pi} \approx \text{const.}$ Для оценки положения ЦИ на оси Ox использовали критерий  $(x - x_0)E_{\pi} \approx \text{const.}$  Положение ЦИ *x*<sub>0</sub> оценивали из условия минимального расстояния до границы дальней зоны только на оси, а не для Н-плоскости, как ошибочно указано в статье [23]. Из полученных результатов следует, что среднее значение координаты ЦИ вдоль оси Ох для четырех антенн равно  $x_0/L = 0.76$ . При этом среднее значение отношения высот ТЕМ-рупоров КА к центральной длине волны спектра биполярных импульсов напряжения (излучения) в точке  $x_0$ равно 0.17. Отметим, что в этих расчетах использовали программу [24], разработанную на основе метода конечных разностей во временной области. Ранее с использованием данного подхода и разработанной программы были выполнены оценки положения ЦИ для осевого излучения цилиндрических [25-27] и конической [28] спиральных антенн, возбуждаемых биполярными импульсами.

Из приведенных выше результатов видно, что для оценки положения ЦИ в КА были использованы разные подходы и разные геометрии антенн, что затрудняет их сравнение. Целью данной работы является оценка положения ЦИ в одной КА с использованием предложенных подходов в численной модели.

#### 1. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Для численного моделирования мы выбрали КА, оптимизированную для возбуждения биполярным импульсом длительностью 3 нс. Эта антенна имеет размеры 450 × 450 × 476 мм<sup>3</sup> и хорошо изучена экспериментально [15, 17, 29, 30] и численно [23]. Она имеет практически симметричную диаграмму в двух плоскостях с полной шириной на половинном уровне по пиковой мощности, равной примерно 80°. Полоса согласования антенны с фидером с волновым сопротивлением 50 Ом широкая. Отношение граничных частот по уровню коэффициента стоячей волны по напряжению 2 достигает 10. Это обеспечивает малые искажения импульса излучения.

Расчеты проводили в рамках трех подходов с использованием компьютерного кода CST Studio Suite. В первом подходе расчеты выполняли на центральной частоте спектра биполярного импульса, равной 350 МГц. В этих расчетах для оценки положения ФЦ использовали критерий равенства фазы на дуге окружности с заданным угловым размером. Положения частичного ФЦ в двух плоскостях оценивали в пределах углов ±45° относительно главного направления.

Во втором подходе для оценки ЦИ проводили расчеты излученных импульсов в дальней зоне с использованием пересчета поля из ближней зоны в дальнюю. Углы варьировали в двух плоскостях в пределах  $\pm 45^{\circ}$  относительно главного направления с шагом 5°. В процессе расчетов изменяли координаты центра вдоль оси. ЦИ оценивали по минимуму задержек максимумов импульсов излучения в заданном диапазоне углов относительно максимума импульса излучения в главном направлении на заданном радиусе.

При реализации третьего подхода КА помещали в расчетную область размером  $2.85 \times 2.85 \times 5.4$  м<sup>3</sup>. Внутри расчетной области размещали датчики поля вдоль оси антенны и под углом  $\pm 10^{\circ}$  в двух плоскостях с шагом 10 см. Эти прямые расчеты выполняли для оценки положения ЦИ с использованием критерия дальней зоны. Геометрия задачи для этого варианта расчетов приведена на рис. 1. Отметим, что в прямоугольной системе координат (см. рис. 1) координата  $r_0$  положения ФЦ или ЦИ соответствует  $z_0$ .

#### 2. РЕЗУЛЬТАТЫ ЧИСЛЕННОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ

Первоначально были получены оценки частичных ФЦ антенны на оси в двух плоскостях для центральной частоты спектра биполярного импульса 350 МГц. Для заданного диапазона углов оценено положение ФЦ в *H*-плоскости на расстоянии от внешней поверхности задней пластины  $z_0 = 235$  мм. При этом отношение  $z_0/L = 0.49$ . Среднеквадратичное отклонение продольной координаты фазового центра  $\sigma = 2.4$  мм.

Частичный ФЦ в *E*-плоскости находится на расстоянии  $z_0 = 438$  мм. При этом отношение  $z_0/L = 0.92$ . Среднеквадратичное отклонение продольной координаты ФЦ равно  $\sigma = 6.7$  мм.

Из расчетов следует, что форма импульса излучения зависит от угла. Это является причиной погрешности определения координат ЦИ в экспериментах. В расчетах было получено, что минимальное различие по времени между максимумами импульсов излучения в *H*-плоскости в пределах  $\pm 45^{\circ}$ , равное  $\Delta t = 0.04$  нс, соответствует продольной координате  $z_0 = 225...235$  мм. На рис. 2 приведены импульсы излучения, рассчитанные в дальней зоне при координате  $z_0 = 225$  мм для диапазона углов 0°...45° в силу симметрии геометрии антенны в *H*-плоскости. Отметим, что при указанных выше координатах максимумы импульсов излучения в



Рис. 1. Геометрия расчетной задачи: 1 – комбинированная антенна, 2 –датчики поля в Е-плоскости.

*Е*-плоскости существенно сдвинуты относительно главного направления,  $\Delta t = 0.2$  нс.

Аналогичные расчеты были выполнены в *E*-плоскости. Было показано, что минимальное различие по времени задержки максимумов импульсов излучения в диапазоне углов  $\pm 45^{\circ}$  соответствует координате  $z_0 = 435...440$  мм. При этом в *H*-плоскости временные задержки максимумов импульсов при указанных координатах возрастают. На рис. 3 представлены расчетные импульсы излучения для *E*-плоскости в диапазоне углов  $\pm 45^{\circ}$  для  $z_0 = 438$  мм. Отметим, что положение точки смены полярности сигнала существенно зависит от угла, что приводит к погрешности измерений положения ЦИ при использовании ее как характерной точки на осциллограмме. Геометрия задачи для оценки положения ЦИ с использованием критерия дальней зоны приведена на рис. 1. На рис. 4 представлены осциллограммы импульсов генератора  $U_r$  (кривая 1) и излучения *E* на оси: измеренного в дальней зоне (кривая 2), рассчитанных в дальней зоне (кривая 3) и на расстоянии от антенны 3 м (кривая 4). Формы импульсов излучения в дальней зоне (кривые 2 и 3) различаются наиболее существенно в третьем временном лепестке. Отметим, что в измерениях и расчетах использовали одинаковый биполярный импульс длительностью 3 нс. Увеличение длительности экспериментального импульса излучения относительно расчетного обусловлено временны́м разрешением измерительной систе-



**Рис. 2.** Импульсы излучения, рассчитанные в дальней зоне в *H*-плоскости для  $z_0 = 225$  мм и углов 0° (*I*), 5° (*2*), 10° (*3*), 15° (*4*), 20° (*5*), 25° (*6*), 30° (*7*), 35° (*8*), 40° (*9*) и 45° (*10*).



**Рис. 3.** Расчетные импульсы излучения для *E*-плоскости при  $z_0 = 438$  мм и при значениях углов в диапазоне  $\pm 45^{\circ}$ : 0 (*I*), 5 (*2*), 10 (*3*), 15 (*4*), 20 (*5*), 25 (*6*), 30 (*7*), 35 (*8*), 40 (*9*), 45 (*10*), -5 (*11*), -10 (*12*), -15 (*13*), -20 (*14*), -25 (*15*), -30 (*16*), -35 (*17*), -40 (*18*) и -45 (*19*).

РАДИОТЕХНИКА И ЭЛЕКТРОНИКА том 66 № 12 2021



**Рис. 4.** Осциллограммы импульса напряжения на входе антенны (кривая 1) и импульсов излучения на оси: измеренного в дальней зоне (кривая 2), рассчитанных в дальней зоне (кривая 3) и на расстоянии 3 м от антенны (кривая 4).

мы. Формы импульсов излучения, рассчитанные в дальней зоне (кривая *3*) и на расстоянии 3 м (кривая *4*), близки. Различие в длительностях импульсов на входе антенны (кривая *I*) и в дальней зоне (кривая *3*) обусловлено конечной полосой пропускания и размерами антенны. Вычисленные значения эффективности по пиковой напряженности электрического поля  $k_E$ , определяемой как отношение эффективного потенциала излучения  $rE_n$  к амплитуде импульса напряжения  $U_r$ , равно 2.05 на расстоянии r = 2.5 м в прямом расчете и 2.36 при пересчете поля из ближней зоны в дальнюю. В экспериментах [15] получено значение  $k_E = 2$ , которое хорошо согласуется с результатами расчетов.

Для оценки положения ЦИ в рамках третьего подхода были получены зависимости *rE*<sub>п</sub> от расстояния в сферической системе координат для главного направления, а также в Н- и Е-плоскостях для углов ±10°. Результаты расчетов приведены на рис. 5. Расстояние отсчитывали от задней стенки антенны. По результатам этих расчетов строили кривые  $(r - r_0)E_{\Pi}(r)$  [23, 25, 26] и затем оценивали положение ЦИ по минимуму расстояния до границы дальней зоны. На рис. 6 показаны зависимости  $(r - r_0)E_{\Pi}(r)$  для найденного по этой методике положения ЦИ на расстоянии  $r_0 = 350$  мм. Для оценки положения границы дальней зоны  $(rE_{\pi} \approx \text{const})$  на рис. 7 показаны зависимости производных  $(r - r_0)E_{\pi}$  от расстояния *r*. Из полученных результатов следует, что дальняя зона формируется на расстоянии от антенны 2.5...3 м.



**Рис. 5.** Зависимости  $rE_{\Pi}(r)$  в сферической системе координат для главного направления (кривая *I*), а также в *H*-плоскости для углов  $\pm 10^{\circ}$  (*2*) и *E*-плоскости для угла  $\pm 10^{\circ}$  (*3*) и  $-10^{\circ}$  (*4*).

#### 3. ОБСУЖДЕНИЕ РЕЗУЛЬТАТОВ ИССЛЕДОВАНИЙ

Мы полагаем, что частичный ФЦ на центральной частоте спектра излучения, который является общим для КА, находится посредине между ФЦ для *H*- и *E*-плоскостей. При этом искажения формы излученных импульсов в обеих плоскостях будут примерно одинаковыми. При таком подходе продольная координата общего ФЦ для углового размера диаграммы излучения  $\pm 45^{\circ}$  равна  $z_0 = 336.5$  мм, а отношение  $z_0/L = 0.71$ .

Оценки положения ЦИ в двух плоскостях, полученные с использованием импульсов излуче-



Рис. 6. Зависимости  $(r - r_0)E_{\Pi}(r)$  в сферической системе координат для  $r_0 = 350$  мм в главном направлении (кривая 1), а также в *H*-плоскости для углов  $\pm 10^{\circ}$  (2) и *E*-плоскости для углов  $\pm 10^{\circ}$  (3) и  $-10^{\circ}$  (4).



**Рис.** 7. Зависимости производных  $(r - r_0)E_{\Pi}$  от расстояния *r* в сферической системе координат для главного направления (кривая *I*), а также в *H*-плоскости для углов ±10° (*2*) и *E*-плоскости для углов ±10° (*3*) и -10° (*4*).

ния, рассчитанных в пределах  $\pm 45^{\circ}$ , практически совпадают с оценками положения ФЦ для центральной частоты. В этом нет ничего удивительного, так как максимум импульса определяется излучением вблизи максимума спектра на центральной частоте.

Дополнительным аргументом в пользу существования ЦИ антенны, возбуждаемой биполярным импульсом, являются результаты прямых расчетов, позволивших при использовании критерия дальней зоны оценить координату ЦИ ( $z_0 =$ = 350 мм) для углового размера диаграммы излучения в пределах ±10° в двух плоскостях. При этом отношение  $z_0/L = 0.74$ . Полученная оценка положения ЦИ совпадает с результатами расчетов в главном направлении [23], выполненных для этой КА по другой программе, и хорошо согласуется с координатой общего ФЦ ( $z_0/L = 0.71$ ) для двух плоскостей в пределах угловых размеров ±45° на центральной частоте спектра импульса.

Диаграмму направленности антенны при излучении СШП-импульса мы строили по пиковой напряженности электрического поля  $E_{\rm n}$  или пиковой мощности  $E_{\rm n}^2$  в слое с толщиной, равной длительности импульса излучения, умноженной на скорость света [4]. Она отличается от классической диаграммы по окружности или дуге заданного радиуса в дальней зоне. Отсюда понятно, что критерий границы дальней зоны  $rE_{\rm n} \approx$  const вначале выполняется в главном направлении, а позднее для углов в *E*- и *H*-плоскостях (см. рис. 7). Полученные оценки расстояния между КА и границей дальней зоны в главном направлении согласуются с результатами предыдущих расчетов [23] и измерений [29], выполненных с использованием резистивного диполя.

#### выводы

Обобщая результаты, полученные в данной работе, а также в предыдущих исследованиях [23], можно полагать, что в КА, возбуждаемых биполярными импульсами, существует ограниченная область пространства, которую можно определить как центр излучения. Согласно расчетам он находится на расстоянии, примерно равном четверти длины антенны от плоскости апертуры антенны. Определенное по нескольким критериям положение центра излучения справедливо для ограниченного диапазона углов в пределах ширины диаграммы направленности на половинном уровне по пиковой мощности.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- 1. Ultra-Wideband Radar Technology / Ed. J.D. Taylor. Boca Raton: CRC Press LLC, 2000.
- 2. *Giri D.V.* High-Power Electromagnetic Radiators: Nonlethal Weapons and Other Applications. Cambridge (MA): Harvard Univ. Press, 2004.
- Benford J., Swegle J.A., Schamiloglu E. High Power Microwaves. N.Y.: Taylor & Francis, 2007.
- 4. Koshelev V.I., Buyanov Yu.I., Belichenko V.P. Ultrawideband Short-Pulse Radio Systems. Boston: Artech House, 2017.
- 5. *Кузелев М.В., Рухадзе А.А., Стрелков П.С.* Плазменная релятивистская СВЧ-электроника. М.: Ленанд, 2018.
- 6. *Giri D.V., Hoard R., Sabath F.* High-Power Electromagnetic Effects on Electronic Systems. Boston: Artech House, 2020.
- Koshelev V.I., Buyanov Yu.I., Andreev Yu.A. et al. // Proc. IEEE Pulsed Power Plasma Science Conf. Las Vegas. 17–22 Jun. 2001. N.Y.: IEEE, V. 2. P. 1661.
- 8. Андреев Ю.А., Буянов Ю.И., Кошелев В.И. // РЭ. 2005. Т. 50. № 5. С. 585.
- 9. Андреев Ю.А., Ефремов А.М., Кошелев В.И. и др. // РЭ. 2011. Т. 56. № 12. С. 1457.
- Ефремов А.М., Кошелев В.И., Ковальчук Б.М. и др. // ПТЭ. 2011. № 1. С. 77.
- 11. Ефремов А.М., Кошелев В.И., Ковальчук Б.М. и др. // РЭ. 2007. Т. 52. № 7. С. 813.
- 12. *Efremov A.M., Koshelev V.I., Kovalchuk B.M. et al.* // Laser and Particle Beams. 2014. V. 32. № 3. P. 413.
- Губанов В.П., Ефремов А.М., Кошелев В.И. и др. // ПТЭ. 2005. № 3. С. 46.
- Губанов В.П., Ефремов А.М., Кошелев В.И. и др. // ПТЭ. 2017. № 2. С. 61.
- 15. Андреев Ю.А., Ефремов А.М., Кошелев В.И. и др. // ПТЭ. 2011. № 6. С. 51.
- Balzovsky E., Buyanov Yu., Gubanov V. et al. // Proc. 20th Int. Symp. on High-Current Electronics. Tomsk. 16–22 Sept. 2018. N.Y.: IEEE, 2018. P. 61.
- Efremov A.M., Koshelev V.I., Plisko V.V., Sevostyanov E.A. // Rev. Sci. Instrum. 2017. V. 88. № 9. P. 094705.
- Rhodes D.R. Introduction to Monopulse. N.Y.: McGraw-Hill Book Company Inc., 1959.

2021

№ 12

- 19. *Sherman S.M., Barton D.K.* Monopulse Principles and Techniques. Boston: Artech House, 2011.
- 20. Вендик О.Г., Парнес М.Д. Антенны с электрическим сканированием. М.: Сайнс-Пресс, 2002.
- Балзовский Е.В., Кошелев В.И., Шипилов С.Э. // Изв. вузов. Физика. 2010. Т. 53. № 8/2. С. 83.
- 22. Andreev Yu.A., Kornienko V.N., Liu S. // IEEE Trans. 2018. V. AP-66. № 8. P. 4269.
- Зоркальцева М.Ю., Кошелев В.И., Петкун А.А. // Изв. вузов. Физика. 2017. Т. 60. № 8. С. 26.
- Зоркальцева М.Ю., Кошелев В.И., Петкун А.А. // Изв. вузов. Физика. 2013. Т. 56. № 8/2. С. 149.

- 25. Andreev Yu.A., Efremov A.M., Koshelev V.I. et al. // Rev. Sci. Instrum. 2014. V. 85. № 10. P. 104703.
- 26. Андреев Ю.А., Ефремов А.М., Зоркальцева М.Ю. и др. // РЭ. 2018. Т. 63. № 8. С. 795.
- Зоркальцева М.Ю., Андреев Ю.А., Кошелев В.И. // Докл. V Всерос. микроволн. конф. Москва. 29 нояб.— 01 дек. 2017. М.: ИРЭ РАН, 2018. С. 10.
- 28. Андреев Ю.А., Ефремов А.М., Зоркальцева М.Ю. и др. // ПТЭ. 2018. Т. 61. № 1. С. 60.
- Koshelev V.I., Andreev Yu.A., Efremov A.M. et al. // J. Energy and Power Engineering. 2012. V. 6. № 5. P. 771.
- 30. Ефремов А.М., Кошелев В.И., Ковальчук Б.М., Плиско В.В. // ПТЭ. 2013. № 3. С. 61.

## ТЕОРИЯ И МЕТОДЫ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ

УДК 621.3;004.3

## ИСПОЛЬЗОВАНИЕ МЕТОДИКИ ASMD-FSMD ПРИ ПРОЕКТИРОВАНИИ НА ПРОГРАММИРУЕМЫХ ЛОГИЧЕСКИХ ИНТЕГРАЛЬНЫХ СХЕМАХ УСТРОЙСТВ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ

© 2021 г. В. В. Соловьев\*

Белорусская государственная академия связи, ул. Ф. Скорины, 8/2, Минск, 220076 Республика Беларусь \*E-mail: valsol@mail.ru Поступила в редакцию 20.03.2021 г. После доработки 07.04.2021 г. Принята к публикации 10.04.2021 г.

Рассмотрена методика ASMD-FSMD проектирования цифровых устройств на основе конечных автоматов с трактом обработки данных (finite state machine with datapath, FSMD), когда функционирование устройства описывается в виде блок-схемы автомата с трактом обработки данных (algorithmic state machine with datapath, ASMD). Приведено сравнение различных методик проектирования цифровых устройств на примерах проектирования синхронных умножителей и процессоров PIC на программируемых логических интегральных схемах (ПЛИС – field programmable gate array, FPGA). Показано, что методика ASMD-FSMD по сравнению с традиционной позволяет в большинстве случаев уменьшить стоимость реализации (для отдельных примеров на 47%) и заметно увеличить быстродействие (для отдельных примеров в 2.96 раза), а также значительно сократить время проектирования (приблизительно в пять–семь раз). Даны рекомендации по использованию методики ASMD-FSMD и указаны возможные направления ее дальнейшего развития.

DOI: 10.31857/S0033849421120184

#### введение

В последнее время наблюдается возрастание сложности систем цифровой обработки сигналов с одновременным ужесточением требований к срокам разработки и повышению надежности проектов. Одним из направлений решения указанной проблемы является внедрение в практику инженерного проектирования новых методик проектирования цифровых устройств.

Традиционно проектируемое цифровое устройство принято представлять в виде операционного устройства (datapath) и устройства управления (control unit), которые обычно проектируются отдельно: операционное устройство – в виде совокупности стандартных функциональных узлов (регистров, шин, мультиплексоров и др.), а устройство управления – в виде конечного автомата (finite state machine – FSM).

В работе [1] предложено объединить вместе операционное и управляющее устройства и представить как конечный автомат с трактом обработки данных (finite state machine with datapath, FSMD). Модель FSMD быстро стала популярной, в [2] приведены варианты FSMD для синхронных и асинхронных проектов. Модель FSMD оказалась очень удобной для проверки эквивалентности двух схем, полученных в результате синтеза или различных проектных преобразований [3, 4]. В работе [5] предложено цифровую систему представлять в виде сети FSMD, которая приводит к реализации аппаратуры, свободной от гонок.

Общая модель FSMD не всегда удобна при проектировании конкретных приложений. Поэтому в ряде работ предложены расширения FSMD: в [6] – для представления архитектуры процессора и ASIC (application-specific integrated circuit); в [7] – для синхронного доступа к памяти; в [8] – для программ обработки массивов. Уменьшение потребляемой мощности путем декомпозиции FSMD рассмотрено в [9], а путем стробирования – в [10]. Сравнение эффективности FSM и FSMD приведено в [11].

Благодаря своей наглядности блок-схемы автоматов (algorithmic state machine, ASM) получили широкое распространение для представления алгоритмов функционирования конечных автоматов. ASM впервые были предложены в [12] как альтернатива графам автоматов. В работе [13] рассмотрена реализация ASM на PROM, FPLA и мультиплексорах, а в [14] предложены методы минимизации числа вершин ASM. В [15] описан



Рис. 1. Структурная схема синхронного умножителя в виде операционного устройства и устройства управления.

инструмент ABELITE синтеза контроллеров, основанных на ASM.

Традиционно ASM используют для представления алгоритма функционирования устройства управления. В [16] предложено использовать ASM как для описания поведения устройства управления, так и для описания регистровых операций, выполняемых в операционном устройстве. Такая ASM получила название блок-схема автомата с трактом обработки данных (algorithmic state machine with datapath, ASMD). Диаграммы ASMD в последнее время все чаще применяют в проектах на FPGA: при реализации промышленных систем управления [17]; для реализации функции asin с помощью алгоритма CORDIC [18]; при аппаратной реализации криптографического алгоритма AES [19]; при проектировании универсального асинхронного приема-передатчика UART [20].

В данной работе исследована основанная на языке Verilog методика ASMD-FSMD при проектировании синхронных умножителей и процессоров PIC на программируемых логических интегральных схемах (ПЛИС – field programmable gate array, FPGA). В методике ASMD-FSMD функционирование устройства представляется в виде схемы ASMD, которая на языке Verilog описывается в виде конечного автомата с трактом обработки данных.

#### 1. ТРАДИЦИОННЫЙ ПОДХОД К ПРОЕКТИРОВАНИЮ ЦИФРОВЫХ УСТРОЙСТВ

Рассмотрим простейший школьный алгоритм умножения, выполняющий арифметическую операцию умножения  $P = A \times B$  двух двоичных чисел шириной N битов. Вначале P обнуляют. В каждом цикле умножения проверяют значение младшего

разряда множителя B[0]. Если B[0] = 1, то к произведению P прибавляется множимое A. Если B[0] = 0, то к произведению P прибавляют ноль или ничего не прибавляют. Затем содержимое множителя B сдвигают на один разряд вправо, а значение произведения P — влево. Алгоритм заканчивается после рассмотрения всех битов множителя B.

На рис. 1 представлена структурная схема синхронного умножителя в виде операционного устройства (Datapath) и устройства управления (FSM). Значения чисел A и B поступают на вход операционного устройства. На выходах операционного устройства формируется произведение Р и сигнал done, указывающий на окончание процесса умножения. Кроме того, операционное устройство формирует внутренний сигнал roll, совпадающий с сигналом done. Устройство управления FSM формирует следующие управляющие сигналы: load для загрузки в регистры операционного устройства значений умножаемых слов A и B; clr – для сброса регистров операционного устройства; ena для разрешения операции сдвига содержимого сдвиговых регистров.

Схема операционного устройства, реализующего алгоритм умножения, показана на рис. 2. Операционное устройство включает сдвиговый регистр влево га, сдвиговый регистр вправо гb и регистр гр для хранения слов A, B и P соответственно, шинный мультиплексор 2-1 и сумматор на 2N разрядов, а также счетчик по модулю countег, который формирует сигнал roll.

Функционирование устройства управления синхронного умножителя можно представить в виде автомата типа Мили (рис. 3а) или автомата типа Мура (рис. 3б). Отметим, что конечный автомат типа Мили содержит два состояния:  $S_0$  и  $S_1$ , в то время как автомат типа Мура содержит три состояния:  $S_0$ ,  $S_1$  и  $S_2$ . Детали описания компо-



Рис. 2. Схема операционного устройства синхронного умножителя.



**Рис. 3.** Представление устройства управления синхронного умножителя в виде графа конечного автомата: а – типа Мили, б – типа Мура.




**Рис. 4.** Блок ASM.

нентов операционного устройства (см. рис. 2) и конечных автоматов Мили и Мура (см. рис. 3) на языке Verilog при реализации синхронного умножителя в случае традиционного подхода приведены в [21].

#### 2. БЛОК-СХЕМЫ АВТОМАТОВ ASM

Блок-схема автомата (ASM) предназначена для наглядного описания алгоритма функционирования конечного автомата и представляет собой ориентированный связный граф [12], содержащий вершины трех типов:

1) прямоугольники — вершины состояний (state box);

2) ромбы – условные вершины (decision box);

3) овалы — вершины выходов по условию (conditional output box).

Вершина состояния ASM (прямоугольник) определяет состояние автомата. Вблизи вершины состояния может записываться имя состояния (например, S0, START, INITIAL и др.), а также двоичный код состояния. В случае автомата Мура внутри вершины состояния записывают выходные сигналы, принимающие единичное значение в данном состоянии. По умолчанию полагается, что все остальные выходные сигналы в данном состоянии имеют нулевое значение. В условных вершинах ASM (ромбах) записывают проверяемые условия, условная вершина ASM представляет собой точку ветвления алгоритма. Выходы условной вершины обозначают значениями 0 и 1, которые соответствуют переходам в случае нулевого (ложного) или единичного (истинного) значения результата проверки условия. В качестве условия может выступать входная переменная конечного автомата, логическое выражение, единичный разряд битового вектора и др.

В вершинах выходов по условию (овалах) записывают выходные сигналы автомата Мили, принимающие единичное значение на определенном переходе. В ASM для автоматов Мура отсутствуют вершины выходов по условию (овалы), а в ASM для автоматов Мили в вершинах состояний ничего не записывают.

Главным строительным элементом блок-схемы ASM является блок ASM (ASM block), пример которого показан на рис. 4. Блок ASM описывает поведение автомата в одном состоянии в течение одного такта синхронизации. Поэтому блок ASM включает только одну вершину состояния (прямоугольник) и может иметь несколько условных вершин (ромбов) и вершин выходов по условию (овалов), причем ромбы могут как предшествовать овалам, так и следовать после овалов. Входы и выходы вершин соединяют с помощью дуг. Блок ASM имеет только один вход, который является входом в вершину состояния, и может иметь один или несколько выходов. Внутри блока ASM запрещены обратные связи. Циклы алгоритма и ждущие вершины в ASM реализуют с помощью внешних обратных связей.

Блок-схема ASM представляет собой композицию соединенных между собой блоков ASM. При этом каждый выход любой вершины ASM может быть соединен только с одним входом другой вершины, т.е. ветвление алгоритма возможно только в условных вершинах.

Отметим некоторые характерные особенности, заложенные в природе ASM. Он сохраняет наглядность блок-схем алгоритмов. В ASM явно определяют внутренние состояния автомата с помощью блоков ASM. Переход от одного блока ASM к другому всегда выполняется за один такт синхронизации, т.е. алгоритм функционирования автомата непосредственно привязан к автоматному времени. Благодаря этому по ASM всегда можно проследить, за сколько тактов будет выполнен тот или другой фрагмент алгоритма.

#### 3. МЕТОДИКА ASMD-FSMD

Блок-схема ASM с трактом обработки данных (ASM with datapath, ASMD) представляет собой ASM, в которой в прямоугольниках и овалах можно записывать любые операции над регистрами, которые допустимы в языке Verilog, а в условных вершинах можно проверять любые логические выражения языка Verilog. Схема ASMD, так же как ASM, состоит из блоков. Действия, описанные внутри блока ASMD, выполняются в течение одного такта синхронизации. Реализуемый по ASMD конечный автомат называется конечным автоматом с трактом обработки данных (FSM with datapath, FSMD). Методику ASMD-FSMD представим в виде следующего алгоритма.

Алгоритм. Методика ASMD-FSMD проектирования цифровых устройств.

Шаг 1. Определяют состояния FSMD.

Шаг 2. Для каждого состояния строят блок ASMD.

Шаг 2.1. В условных вершинах ASMD записывают логические функции, значения которых проверяют в данном состоянии.

Шаг 2.2. Для FSMD Мура в вершинах состояний (прямоугольниках) записывают операции, выполняемые с содержимым регистров в данном состоянии.

Шаг 2.3. Для FSMD Мили в вершинах выходов по условию (овалах) записывают операции, выполняемые с содержимым регистров на данном переходе.

Шаг 3. Блоки ASMD соединяют между собой в соответствии с алгоритмом работы устройства. При этом каждый выход блока ASMD может быть соединен только с одним входом данного или другого блока ASMD.

Шаг 4. При необходимости выполняют оптимизацию ASMD.

Шае 5. Непосредственно по ASMD строят код FSMD на языке Verilog. Переменным ASMD в коде соответствуют регистры или триггеры (для однобитных переменных). Логическим функциям, проверяемым в условных вершинах ASMD, соответствуют логические выражения в операторах if. Действия, выполняемые в блоках ASMD, описывают в виде процедурных блоков begin...end. Операции, выполняемые в прямоугольниках ASMD (для автоматов Мура), описывают вначале блока begin...end, а операции, выполняемые в ромбах (для автоматов Мили), описывают в соответствующих местах операторов if (возможно с использованием операторных скобок begin...end).

Шае 6. Выполняют реализацию FSMD с помощью соответствующего средства проектирования.

## Шаг 7. Конец.

Главным этапом методики ASMD-FSMD является построение ASMD на основе алгоритма функционирования устройства. Представление функционирования цифрового устройства в виде ASMD больше напоминает алгоритмическое описание устройства [21]. Однако в отличие от алгоритмического описания в ASMD явно определены состояния FSMD, которые могут соответствовать состояниям устройства управления. В отличие от традиционного подхода, в ASMD отсутствует строгое разделение на операционное устройство и устройство управления, а также в ASMD явно не определяется структура операционного устройства. Кроме того, представленная методика ASMD-FSMD позволяет реализовывать как автоматы типа Мили, так и автоматы типа Мура, а также совмещенную модель автоматов Мили и Мура (в [16] рассмотрена ASMD только для автоматов типа Мура).

Отметим также, что один и тот же алгоритм функционирования устройства может быть описан различными ASMD, что влияет на быстродействие и стоимость реализации проекта. Для увеличения быстродействия циклы алгоритма следует описывать с минимальным числом состояний, чтобы минимизировать число состояний в пути цикла. Для этого лучше подходят автоматы типа Мили.

На рис. 5 представлена ASMD, которая соответствует FSMD типа Мили для реализации рассматриваемого синхронного умножителя. Особенностью схемы ASMD на рис. 5 является то, что здесь имеются только два блока ASMD: в состоянии S<sub>0</sub>



Рис. 5. Схема ASMD для автомата Мили, обеспечивающая наибольшее быстродействие синхронного умножителя.

выполняется инициализация регистров, а состояние  $S_1$  соответствует одному циклу умножения.

Из рисунка видно, что один цикл умножения выполняется за один такт синхронизации, поэтому умножение *N*-разрядных двоичных чисел по ASMD на рис. 5 осуществляется за *n* тактов синхронизации, где n = N + 1.

Отметим отличия методики ASMD-FSMD от известных подходов к проектированию цифровых устройств. Методика ASMD-FSMD позволяет:

а) описывать как автоматы типа Мили, так и автоматы типа Мура (в [16] ASMD описывают только автоматы Мура), а также совмещенные модели автоматов типа Мили и Мура; б) объединять в одной схеме ASMD описание операционного устройства и устройства управления (в [16] ASMD отдельно описывают операционные и управляющие устройства);

в) описывать цифровое устройство на языке Verilog с помощью одного модуля, что значительно сокращает время проектирования и способствует повышению надежности проекта;

г) привлекать к разработке цифровых устройств программистов и математиков-алгоритмистов, которые не знакомы с тонкостями проектирования электронных устройств.

#### 4. ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ ИССЛЕДОВАНИЯ

Исследование эффективности методики ASMD-FSMD проводили при реализации на FPGA семейства Cyclone IV Е с помощью системы Quartus Prime версии 18.1 известных методов умножения [22]. Были исследованы следующие классические методы умножения:

1) алгоритм a, когда проверяется младший разряд множителя, множитель сдвигается вправо, а множимое — влево (рассмотренный выше школьный алгоритм);

2) алгоритм b, когда проверяется старший разряд множителя, множитель сдвигается влево, а множимое – вправо;

3) алгоритм с, когда проверяется старший разряд множителя, множитель и частные произведения сдвигаются влево;

4) алгоритм d, когда проверяется младший разряд множителя, множитель и частные произведения сдвигаются вправо.

Кроме того, был исследован алгоритм умножения Бута и модифицированный алгоритм умножения Бута (всего шесть методов умножения).

Каждый метод умножения был реализован с помощью традиционного подхода в виде операционного устройства и устройства управления, а также с помощью методики ASMD-FSMD (всего 12 проектов). Проекты исследовали с шириной входных слов 4, 8, 16, 32, 64 и 128 битов (72 примера).

Результаты экспериментальных исследований приведены в табл. 1.

Анализ табл. 1 показывает, что использование методики ASMD-FSMD для большинства примеров позволяет уменьшить стоимость реализации и увеличить быстродействие. При этом в отдельных случаях стоимость реализации уменьшается в 1.47 раза, т.е. на 47% (пример *mult\_a\_128*), а быстродействие увеличивается в 2.96 раза (пример *mult\_d\_16*). Эти значения выделены полужирным шрифтом.

Для исследования методики ASMD-FSMD при проектировании более сложных проектов были созданы следующие проекты процессора PIC [21]:

а) *PIC\_1\_cycle\_N* – однотактовый процессор PIC;

б) *PIC\_multi\_N* – многотактовый процессор PIC;

в) *PIC\_2\_cycle\_N* – двухтактовый процессор PIC;

г) *PIC\_4\_cycle\_N* – четырехтактовый процессор PIC,

где число *N* обозначает ширину шины данных в битах.

Каждый проект был реализован с помощью традиционного подхода и с помощью методики ASMD-FSMD (всего восемь проектов). Проекты процессора PIC исследовали при ширине шины данных *N*, равной 4, 8, 16, 32, 64 и 128 битов (всего 48 примеров). Результаты исследования проектов процессоров PIC приведены в табл. 2.

Анализ табл. 2 показывает, что при проектировании процессоров PIC методика ASMD-FSMD уступает традиционному подходу по стоимости реализации, однако в большинстве случаев выигрывает по быстродействию, для отдельных примеров в 1.46 раза (проект *PIC\_2\_cycle\_128*). Это значение выделено полужирным шрифтом.

Среднеарифметические значения отношений  $L_{\rm T}/L_{\rm A}$  и  $t_{\rm T}/t_{\rm A}$  для каждого метода умножения представлены в табл. 3.

Из табл. 3 следует, что методика ASMD-FSMD позволяет в среднем уменьшить стоимость реализации для большинства методов умножения (исключение составляют методы  $mult_c$  и mbooth), а также для всех методов увеличить быстродействие. Особенно заметно увеличение быстродействия для методов  $mult_c$  и  $mult_d$  (выделено полужирным шрифтом).

Аналогичные средние значения отношений  $L_T/L_A$  и  $F_T/F_A$  для проектов процессоров PIC представлены в табл. 4. Анализ табл. 4 показывает, что использование методики ASMD-FSMD позволяет увеличить быстродействие процессоров PIC в среднем в 1.1 раза (т.е. на 10%), а для двухтактовых процессоров PIC – в 1.26 раза (т.е. на 26%) (выделено полужирным шрифтом). В то же время методика ASMD-FSMD уступает традиционному подходу по стоимости реализации в среднем от 2 до 16%.

Чтобы оценить время проектирования при традиционном подходе и с использованием методики ASMD-FSMD, все проекты создавались одним разработчиком. Время в минутах, затраченное на разработку каждого проекта, приведено в табл. 5.

Анализ табл. 5 показывает, что использование методики ASMD-FSMD позволяет значительно (в среднем в 6.25 раза) уменьшить время разработки проектов. Это связано с тем, что в случае применения методики ASMD-FSMD отпадает необходимость в разработке (написании кода и отладке) каждого компонента операционного устройства, самого́ операционного устройства, устройства управления, а также главного модуля проекта.

#### ИСПОЛЬЗОВАНИЕ МЕТОДИКИ ASMD-FSMD

Π			Параметр						
пример	$L_{\mathrm{T}}$	L <sub>A</sub>	$L_{\rm T}/L_{\rm A}$	t <sub>T</sub>	t <sub>A</sub>	$t_{\rm T}/t_{\rm A}$			
mult_a_4	36	28	1.29	24.46	17.49	1.40			
mult_a_8	66	49	1.35	46.96	31.15	1.51			
mult_a_16	123	90	1.37	80.08	84.08	0.95			
mult_a_32	236	172	1.37	219.03	191.79	1.14			
mult_a_64	464	335	1.38	598.42	582.23	1.03			
mult_a_128	919	627	1.47	4136.21	3969.23	1.04			
mult_b_4	36	26	1.38	23.42	16.39	1.43			
mult_b_8	64	49	1.30	50.47	47.81	1.06			
mult_b_16	121	89	1.36	89.32	106.86	0.84			
mult_b_32	234	170	1.38	218.65	178.43	1.23			
mult_b_64	461	332	1.39	603.31	580.67	1.04			
mult_b_128	913	653	1.40	4093.18	3916.21	1.05			
mult_c_4	35	35	1.00	40.25	20.22	1.99			
mult_c_8	60	65	0.92	93.11	47.82	1.95			
mult_c_16	112	138	0.81	183.55	97.72	1.88			
mult_c_32	208	270	0.77	452.46	238.75	1.98			
mult_c_64	405	540	0.75	1267.69	639.39	1.98			
mult_c_128	793	1006	0.79	8216.11	4200.59	1.96			
mult_d_4	32	29	1.10	41.77	20.67	2.02			
mult_d_8	58	48	1.21	82.48	36.41	2.27			
mult_d_16	98	75	1.31	159.26	53.86	2.96			
mult_d_32	176	141	1.25	410.87	158.33	2.59			
mult_d_64	338	271	1.25	940.51	355.62	2.64			
mult_d_128	663	528	1.26	4851.80	2178.69	2.23			
booth_4	44	38	1.16	37.11	30.37	1.22			
booth_8	82	69	1.19	80.73	52.54	1.54			
booth_16	152	125	1.21	111.02	111.21	1.00			
booth_32	301	238	1.26	263.55	228.73	1.15			
booth_64	590	464	1.27	794.75	654.96	1.21			
booth_128	1168	917	1.27	4474.04	4245.59	1.05			
mbooth_4	65	68	0.96	25.72	18.25	1.41			
mbooth_8	122	138	0.88	36.89	31.59	1.17			
mbooth_16	236	278	0.85	68.81	62.48	1.10			
mbooth_32	467	492	0.95	150.53	124.27	1.21			
mbooth_64	925	973	0.95	413.81	404.31	1.02			
mbooth_128	1842	1935	0.95	2396.53	2236.75	1.07			

Таблица 1. Результаты исследования реализации алгоритмов умножения

Примечание:  $mult\_a\_N$ ,  $mult\_b\_N$ ,  $mult\_c\_N$  и  $mult\_d\_N$  – проекты, реализующие алгоритмы умножения a, b, c и d соответственно;  $booth\_N$  и  $mbooth\_N$  – проекты, реализующие алгоритм умножения Бута и модифицированный алгоритм умножения Бута; N – ширина входных слов умножителей в битах;  $L_T$  и  $L_A$  – число используемых логических элементов FPGA (стоимость реализации) в случае традиционного подхода и при использовании методики ASMD-FSMD соответственно;  $t_T$  и  $t_A$  – время выполнения операции умножения в наносекундах в случае традиционного подхода и при использовании методики ASMD-FSMD;  $L_T/L_A$  и  $t_T/t_A$  – отношения соответствующих параметров.

#### СОЛОВЬЕВ

Таблица 2. Результаты исследования реализации процессоров РІС

	Параметр									
Пример	L <sub>T</sub>	L <sub>A</sub>	$L_{\rm T}/L_{\rm A}$	F <sub>T</sub>	F <sub>A</sub>	$F_{\rm A}/F_{\rm T}$				
PIC_1_cycle_4	1002	1047	0.96	70.67	75.60	1.07				
PIC_1_cycle_8	1653	1712	0.97	66.80	72.45	1.08				
PIC_1_cycle_16	2978	3012	0.99	67.85	68.02	1.00				
PIC_1_cycle_32	5561	5645	0.99	53.58	66.86	1.25				
PIC_1_cycle_64	10804	10925	0.99	52.59	56.16	1.07				
PIC_1_cycle_128	21 290	21543	0.99	39.02	42.29	1.08				
PIC_multi_cycle_4	920	1359	0.68	73.17	76.09	1.04				
PIC_multi_cycle_8	1585	2160	0.73	70.64	74.43	1.05				
PIC_multi_cycle_16	2913	3502	0.83	62.79	71.41	1.14				
PIC_multi_cycle_32	5506	6157	0.89	62.41	69.31	1.11				
PIC_multi_cycle_64	10719	11 304	0.95	55.22	68.29	1.24				
PIC_multi_cycle_128	21204	21849	0.97	41.97	59.41	1.42				
PIC_2_cycle_4	1009	1344	0.75	70.53	79.47	1.13				
PIC_2_cycle_8	1654	2143	0.77	68.25	73.03	1.07				
PIC_2_cycle_16	2980	3497	0.85	58.67	75.34	1.28				
PIC_2_cycle_32	5596	6104	0.92	52.72	69.59	1.32				
PIC_2_cycle_64	10792	11 300	0.96	53.26	68.61	1.29				
PIC_2_cycle_128	21 287	21834	0.97	41.20	59.96	1.46				
PIC_4_cycle_4	998	1325	0.75	95.22	70.49	0.74				
PIC_4_cycle_8	1670	2198	0.76	90.16	69.52	0.77				
PIC_4_cycle_16	2984	3477	0.86	85.42	67.82	0.79				
PIC_4_cycle_32	5592	6111	0.92	77.91	67.34	0.86				
PIC_4_cycle_64	10829	11 260	0.96	62.70	63.71	1.02				
PIC_4_cycle_128	21 308	21550	0.99	55.66	55.63	1.00				

Примечание:  $F_{\rm T}$  и  $F_{\rm A}$  – максимальная частота синхронизации процессора в мегагерцах при традиционном подходе и при использовании методики ASMD-FSMD;  $F_{\rm T}/F_{\rm A}$  – отношение соответствующих параметров;  $L_{\rm T}$ ,  $L_{\rm A}$  и  $L_{\rm T}/L_{\rm A}$  имеют прежнее значение.

**Таблица 3.** Среднеарифметические значения отношений  $L_T/L_A$  и  $t_T/t_A$  для разных методов умножения

Матал	Значение					
метод	$mid(L_{\rm T}/L_{\rm A})$	$mid(t_{\rm T}/t_{\rm A})$				
mult_a	1.37	1.18				
mult_b	1.37	1.11				
mult_c	0.84	1.96				
mult_d	1.23	2.45				
booth	1.23	1.20				
mbooth	0.92	1.16				
mid	1.16	1.51				

Примечание: *mid* – среднее значение параметра.

Проведенные экспериментальные исследования позволили сделать следующие выводы:

1) при проектировании цифровых устройств, поведение которых хорошо представляется в виде алгоритма функционирования, методика ASMD-FSMD по стоимости реализации и быстродействию имеет преимущество по сравнению с традиционным подходом;

2) при проектировании сложных функциональных блоков (например, процессоров, цифровых фильтров и др.) традиционный подход и специальные методы проектирования могут иметь преимущество над методикой ASMD-FSMD;

ний $L_{\rm T}/L_{\rm A}$ и $F_{\rm A}/F_{\rm T}$ для проектов процессоров PIC							
Метол	Значение						
метод	$mid(L_{\rm T}/L_{\rm A})$	$mid(F_{\rm A}/F_{\rm T})$					
PIC_1_cycle	0.98	1.09					
PIC_1_multi	0.84	1.17					
PIC_2_cycle	0.87	1.26					
PIC_4_cycle	0.87	0.86					

0.89

1.10

Таблица 4. Среднеарифметические значения отноше-

Таблица 5. Время разработки проектов

mid

Матал	Величина							
метод	DT <sub>T</sub>	DT <sub>A</sub>	$DT_{\rm T}/DT_{\rm A}$					
mult_a	188	33	5.70					
mult_b	176	29	6.07					
mult_c	172	28	6.14					
mult_d	237	43	5.51					
booth	167	27	6.19					
mbooth	195	35	5.57					
PIC_1_cycle	10560	1440	7.33					
PIC_1_multi	6240	960	6.50					
PIC_2_cycle	840	120	7.00					
PIC_4_cycle	980	150	6.53					
mid	—	-	6.35					

Примечание: *DT*<sub>T</sub> – время разработки в случае использования традиционного подхода;  $DT_A$  – время разработки в случае использования методики ASMD-FSMD;  $DT_T/DT_A$  – отношение соответствующих параметров; *mid* – среднее значение.

3) во всех случаях методика ASMD-FSMD имеет преимущество над традиционным подходом по времени проектирования.

#### ЗАКЛЮЧЕНИЕ

На примере проектирования синхронных умножителей и процессоров PIC рассмотрены две технологии проектирования цифровых устройств: традиционный подход и методика ASMD-FSMD.

Методика ASMD-FSMD может использоваться при проектировании цифровых устройств на любой элементной базе (не обязательно FPGA), например, на специализированных интегральных схемах ASIC. В качестве языка проектирования может использоваться любой язык описания аппаратуры (не обязательно Verilog), например, VHDL или SystemVerilog.

Методика ASMD-FSMD требует дальнейшего совершенствования путем:

а) использования особенностей языков проектирования, например, применение в одном блоке ASMD нескольких операторов блокирующего назначения к одному и тому же регистру [22];

б) разработки методов повышения быстродействия ASMD, например, путем уменьшения числа состояний в шиклах алгоритма:

в) разработки методов оптимизации ASMD с целью повышения производительности и надежности, а также уменьшения стоимости реализации.

Перспективным направлением также видится использование методики ASMD-FSMD для высокоуровневого проектирования сложных проектов.

#### ФИНАНСИРОВАНИЕ РАБОТЫ

Работа выполнена при частичной финансовой поддержке Белостокского технологического университета (Белосток, Польша, грант WZ/WI-IIT/4/2020).

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- 1. Gajski D.D., Dutt N.D., Wu A.C., Lin S.Y. High-Level Synthesis: Introduction to Chip and System Design. Boston: Kluwer, 1992.
- 2. Auletta R., Reese B., Traver C. // Proc. Int. Conf. on Computer Design ICCD'93. Cambridge (MA). 3-6 Oct. 1993. N.Y.: IEEE, 1993. P. 178.
- 3. Karfa C., Sarkar D., Mandal C. // IEEE Trans. 2010. V. CAD-29. № 3. P. 479.
- 4. Hu J., Wang G., Chen G., Wei X. // IEEE Access. 2019. V. 7. P. 183435.
- 5. Schaumont P., Shukla S., Verbauwhede I. // Proc. Design Automation & Test in Europe Conf. Verona. 11–14 Jul. 2005. N.Y.: IEEE, 2006. V. 1. P. 6.
- 6. Zhu J., Gajski D.D. // Proc. 7th Int. Workshop on Hardware/Software Codesign CODES'99. Rome. 3 Mar. 1999. N.Y.: IEEE, 1999. P. 121.
- 7. Kavvadias N., Masselos K. // Proc. Int. Conf. on Application-Specific Systems, Architectures and Processors. Delft. 9-11 Jul. 2012. N.Y.: IEEE, 2012. P. 157.
- 8. Banerjee K., Sarkar D., Mandal C. // IEEE Trans. 2014. V. CAD-33. № 12. P. 2015.
- 9. Hwang E., Vahid F., Hsu Y.C. // Proc. Int. Conf. on Design, Automation and Test in Europe. Munich. 9-12 Mar. 1999. P. 7.
- 10. Abdullah A.Ch., Ooi Ch.Y., Ismail N.Bt., Moham*madd N.B.* // Proc. Int. Symp. on Circuits and Systems (ISCAS). Montreal. 22-25 May 2016. N.Y.: IEEE, 2016. P. 1942.
- 11. Babakov R., Barkalov A., Titarenko L. // Proc. Int. Conf. on The Experience of Designing and Application of CAD Systems in Microelectronics (CADSM). Lviv. 21-25 Feb. 2017. N.Y.: IEEE, 2017. P. 203.

- 12. Clare C.R. Designing logic systems using state machines. N.Y.: McGraw-Hill Book Company, 1973.
- 13. Green D.H., Chughtai M.A. // IEE Proc. E-Computers and Digital Techniques. 1986. V. 133. № 4. P. 194.
- 14. *Baranov S.* // Proc. Int. Conf. EUROMICRO. Vasteras. 27–27 Aug. 1998. N.Y.: IEEE, 1998. V. 1. P. 176.
- Jenihhin M., Baranov S., Raik J., Tihhomirov V. // Proc. Int. Conf. Latin American Test Workshop (LATW). Quito. 10–13 Apr. 2012. N.Y.: IEEE, P. 1.
- 16. *Ciletti M.D.* Advanced digital design with the Verilog HDL. New Delhi: Prentice Hall of India, 2005.
- Martín P., Bueno E., Rodríguez F.J., Sáez V. // Proc. Annual Conf. IEEE Industrial Electronics. Porto. 3– 5 Nov. 2009. N.Y.: IEEE. P. 2811.

- Saha A., Ghosh A., Kumar K.G. // Proc. Int. Conf. on Advances in Science and Technology. Bangkok. 19– 22 Jan. 2017. Bangkok: Elsevier, 2017. P. 138.
- 19. *Burciu P.* // J. Electrical Engineering, Electronics, Control and Computer Science. 2019. V. 5. № 3. P. 1.
- 20. Sowmya K.B., Shreyans G., Vishnusai R.T. // Proc. Int. Conf. on Communication and Electronics Systems. Coimbatore. 10–12 Jun. 2020. N.Y.: IEEE. P. 176.
- 21. Соловьев В.В. Проектирование функциональных блоков встраиваемых систем на FPGA. М.: Горячая линия—Телеком, 2020.
- 22. Соловьев В.В. Язык Verilog в проектировании встраиваемых систем на FPGA. М.: Горячая линия—Телеком, 2020.

## ТЕОРИЯ И МЕТОДЫ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ

УДК 621.396

# ОРТОГОНАЛЬНОЕ ПРЕКОДИРОВАНИЕ ДЛЯ СИСТЕМ С ПРОСТРАНСТВЕННЫМ МУЛЬТИПЛЕКСИРОВАНИЕМ ПРИ ЛИНЕЙНОМ ПРИЕМНИКЕ

© 2021 г. М. Г. Бакулин<sup>*a*</sup>, В. Б. Крейнделин<sup>*a*</sup>, \*, А. А. Резнёв<sup>*a*</sup>

<sup>а</sup> Московский технический университет связи и информатики, ул. Авиамоторная, 8а, Москва, 111024 Российская Федерация \*E-mail: vitkrend@gmail.com Поступила в редакцию 05.07.2021 г. После доработки 25.07.2021 г. Принята к публикации 30.07.2021 г.

Предложен подход для разработки алгоритмов ортогонального прекодирования для достижения эффекта полного разнесения в системах связи с МІМО-каналом при линейной обработке на приемной стороне. Разработанные алгоритмы могут использоваться для любой конфигурации МІМО-канала и реализуются в виде быстрых ортогональных преобразований  $N_{tx}$  векторов, размером  $(N_{tx} \times 1)$  каждый  $(N_{tx} - число передающих антенн), и распределения преобразованных символов этих векторов по разным тактам и передающим антеннам. Приведены результаты моделирования предложенных алгоритмов прекодирования, которые показали, что их использование позволяет получить выигрыш 2...5 дБ, в зависимости от конфигурации МІМО-системы. При этом число операций при реализации линейного приемника увеличивается лишь на величину <math>N_{tx} \log_2 N_{tx}$ , т.е. сложность приемника практически не меняется.

DOI: 10.31857/S0033849421120020

#### введение

Известно, что в системах связи с МІМО-каналом пропускная способность растет пропорционально min  $(N_{tx}, N_{rx})$  [1], где  $N_{tx}, N_{rx}$  – число передающих и приемных антенн соответственно. При этом также повышается энергетическая эффективность за счет разнесения, так как увеличивается число путей распространения сигнала с некоррелированными замираниями, а также за счет когерентной обработки сигналов, принимаемых разными приемными антеннами. Однако если рассмотреть систему связи с мультиплексированием в МІМО-канале более подробно, то можно отметить, что число путей распространения сигнала с независимыми замираниями равно  $N_{tx} \times N_{rx}$ , а число путей, по которым передается один символ, равно N<sub>rx</sub>. Поэтому разные символы принимаются с разным качеством.

Для повышения энергетической эффективности в системах MIMO с пространственным мультиплексированием за счет полного разнесения используются алгебраические коды [2–6], среди которых наиболее известным является так называемый код Голден [4]. Так, например, для конфигурации  $N_{rx} = N_{tx} = 2$  выигрыш от использования кода Голден составляет 1.5...2 дБ [5]. Однако данные алгебраические коды оптимизированы для оптимального приемника максимального правдоподобия, сложность которого в сочетании с алгебраическим кодированием с полным разнесением растет пропорционально  $2^{k_b N_{tx} N_{rx}}$ , где  $k_b$  – число битов, передаваемых одним модулированным символом. Это обстоятельство делает данные коды непригодными для практического использования при числе передающих антенн  $N_{tx} \ge 4$ .

В данной статье предложен подход, позволяющий достичь эффекта полного разнесения, при котором каждый передаваемый символ распределяется по всем  $N_{tx}N_{rx}$  возможным путям распространения и при этом используется линейный приемник, сложность которого практически остается такой же, как и сложность приемника с минимумом средней квадратической ошибки (МСКО) для обычной системы связи с пространственным мультиплексированием.

#### 1. МОДЕЛЬ СИСТЕМЫ

Рассмотрим однопользовательскую МІМОсистему с  $N_{tx}$  передающими и  $N_{rx}$  приемными антеннами. Для передачи информации по МІМОканалу используется пространственное мульти-



Рис. 1. Модель МІМО-системы с мультиплексированием.

плексирование [1], где поток комплексных модулированных символов  $s_i$ , i = 1, 2, ..., разбивается на последовательности векторов:

$$\mathbf{x}_n = \begin{bmatrix} x_n^{(1)}, \ x_n^{(2)}, \ \cdots, \ x_n^{(N_{tx})} \end{bmatrix}^T,$$

размером  $(N_{tx} \times 1)$  каждый, где *m*-й элемент *n*-го вектора имеет вид

$$x_n^{(m)} = s_{(n-1)N_{tx}+m}, \quad m = \overline{1, N_{tx}}, \quad n = 1, 2, \dots$$

Полагаем, что каждый модулированный символ имеет нулевое математическое ожидание и единичную мощность, т.е.

$$E\{s_i\} = 0, \quad E\{|s_i|^2\} = 1.$$

Для простоты последующего изложения рассмотрим передачу блока из  $N_{tx}$  векторов, т.е.  $n = \overline{1, N_{tx}}$ .

Для системы MIMO с пространственным мультиплексированием модель наблюдения описывается следующим выражением [1, 6–10]:

$$\mathbf{y}_n = \mathbf{H}\mathbf{x}_n + \mathbf{\eta}_n,\tag{1}$$

где

$$\mathbf{y}_n = \begin{bmatrix} y_n^{(1)}, \ y_n^{(2)}, \ \cdots, \ y_n^{(N_{rx})} \end{bmatrix}^T$$

-  $(N_{rx} \times 1)$ -мерный комплексный вектор наблюдений (индекс *T* означает операцию транспонирования); -  $(N_{rx} \times N_{tx})$ -мерная матрица комплексных множителей МІМО-канала  $h^{(i,j)}$ , являющихся некоррелированными гауссовскими случайными величинами с нулевыми средними и дисперсиями  $E\{|h^{(i,j)}|^2\} = \frac{1}{N_{tx}}$ , для всех  $i = \overline{1, N_{rx}}$  и  $j = \overline{1, N_{tx}}$ , что соответствует независимым рэлеевским замираниям;  $\eta_n - (N_{rx} \times 1)$ -мерный вектор комплексных гауссовских случайных величин с нулевым математическим ожиданием и корреляционной матрицей  $\mathbf{R}_{\eta} = E\{\eta_n \eta_n^H\}$  (индекс *H* означает операцию эрмитового сопряжения вектора или матрицы), которая

в большинстве практических случаев является диагональной  $\mathbf{R}_{\eta} = \frac{1}{\rho} \mathbf{I}_{N_{rx}} (\mathbf{I}_{N_{rx}} - единичная матрица,$  $размером <math>(N_{rx} \times N_{rx})), \rho = \frac{P_s}{2\sigma_{\eta}^2}$  – среднее отношение сигнал/шум (ОСШ) на входе одной приемной антенны,  $P_s$  – средняя мощность сигнала на входе приемной антенны,  $\sigma_{\eta}^2$  – дисперсия мнимой и действительной составляющих отсчета гауссовского шума наблюдений. Полагаем, что матрица канала **H** и дисперсия шума  $\sigma_{\eta}^2$  известны на приемной стороне.

Модель системы показана на рис. 1. Как видно из рисунка, каждый символ, излучаемый одной передающей антенной, поступает на  $N_{rx}$  приемных антенн по  $N_{rx}$  индивидуальным путям распространения. Всего в модели имеются  $N_{rx}N_{tx}$  независимых путей распространения. Это означает, что символы будут приниматься с разным качеством и в данном случае не реализуется полное разнесение. В связи с этим возникает задача обеспечить распределение каждого символа по всем передающим антеннам таким образом, чтобы обеспечить эффект полного разнесения после демодуляции всего сигнала или, по крайней мере, повысить порядок разнесения.

Данную задачу решают пространственные коды на основе алгебраического кодирования, представителем которых для конфигурации  $N_{tx} = N_{rx} = 2$ является известный код Голден [4, 5]. Однако полностью реализовать его преимущество возможно только при оптимальном приемнике максимального правдоподобия, сложность которого

в данном случае будет пропорциональна  $2^{k_b N_{tx} N_{rx}}$ . В связи с этим возникает задача использования более простых алгоритмов МІМО-детектирования в сочетании с линейным прекодированием, позволяющим повысить порядок разнесения.

В работе [11] предложено использовать ортогональное преобразование каждого мультиплексированного вектора и индивидуальную задержку каждого сигнала, излучаемого своей антенной. Для его реализации рассматривается приемник, использующий принципы турбообработки [12], основанные на последовательном отказе и последующем учете априорной информации о дискретном распределении и гауссовской аппроксимации [13, 14], который может быть реализован в виде линейного фильтра Калмана. Однако, несмотря на использование более простого, чем оптимальный, алгоритма обработки, его реализация остается сложной при больших значениях числа передающих антенн, так как требуется вычисле-

ние обратной матрицы размером  $(N_{tx}^2 \times N_{tx}^2)$ .

Рассмотрим использование линейного алгоритма, оптимального по критерию МСКО, для обработки МІМО-сигнала модели (1). Данный алгоритм описывается следующими выражениями [1, 15–17]:

$$\hat{\mathbf{x}}_{n} = \left(\mathbf{H}^{H}\mathbf{H} + \frac{1}{\rho}\mathbf{I}_{N_{tx}}\right)^{-1}\mathbf{H}^{H}\mathbf{y}_{n}.$$
 (2)

Точность оценивания алгоритма MCKO определяется диагональными элементами корреляционной матрицы

$$\mathbf{V} = \left(\rho \mathbf{H}^{H} \mathbf{H} + \mathbf{I}_{N_{tx}}\right)^{-1}$$
(3)

**N**7

или их средним значением

$$\overline{v}_d = \frac{1}{N_{tx}} \operatorname{tr} \mathbf{V} = \frac{1}{N_{tx}} \sum_{i=1}^{N_{tx}} v^{(ii)},$$

где tr – операция вычисления следа матрицы.

#### 2. ОРТОГОНАЛЬНОЕ ПРЕКОДИРОВАНИЕ

Введем расширенный вектор символов

$$\mathbf{z} \triangleq \begin{bmatrix} \mathbf{x}_1^T, \ \mathbf{x}_2^T, \ \cdots, \ \mathbf{x}_{N_{tx}}^T \end{bmatrix}^T,$$

который объединяет блок из  $N_{tx}$  векторов в один вектор размером  $(N_{tx}^2 \times 1)$ . Для данного вектора можно записать расширенную модель наблюдения

$$\tilde{\mathbf{y}} = \tilde{\mathbf{H}}\mathbf{z} + \tilde{\mathbf{\eta}},\tag{4}$$

где

$$\tilde{\mathbf{y}} \triangleq \begin{bmatrix} \mathbf{y}_1^T, \ \mathbf{y}_2^T, \ \cdots, \ \mathbf{y}_{N_{lx}}^T \end{bmatrix}^T,$$
$$\tilde{\mathbf{\eta}} \triangleq \begin{bmatrix} \mathbf{\eta}_1^T, \ \mathbf{\eta}_2^T, \ \cdots, \ \mathbf{\eta}_{N_{lx}}^T \end{bmatrix}^T,$$
$$\tilde{\mathbf{H}} \triangleq \begin{bmatrix} \mathbf{H} \ \mathbf{O} \ \cdots \ \mathbf{O} \\ \mathbf{O} \ \mathbf{H} \ \cdots \ \mathbf{O} \\ \vdots \ \vdots \ \ddots \ \vdots \\ \mathbf{O} \ \mathbf{O} \ \cdots \ \mathbf{H} \end{bmatrix} -$$

блочно-диагональная матрица расширенного канала, размером  $(N_{rx}N_{tx} \times N_{tx}^2)$ .

Для расширенной модели (4), как и для модели (1) можно также применить МСКО-алгоритм (2). Матрица ошибок МСКО-оценивания в данном случае будет блочно-диагональной и определяться следующим выражением:

$$\hat{\mathbf{z}} = \left(\mathbf{H}^{H}\tilde{\mathbf{H}} + \frac{1}{\rho}\mathbf{I}_{N_{tx}^{2}}\right)^{-1}\mathbf{H}^{H}\tilde{\mathbf{y}},$$

$$\tilde{\mathbf{V}}_{z} = \left(\rho\mathbf{H}^{H}\tilde{\mathbf{H}} + \mathbf{I}_{N_{tx}^{2}}\right)^{-1}.$$
(5)

Нетрудно показать, что

$$\hat{\mathbf{z}} = \begin{bmatrix} \hat{\mathbf{x}}_1 \\ \hat{\mathbf{x}}_2 \\ \vdots \\ \hat{\mathbf{x}}_{N_{tx}} \end{bmatrix}, \quad \tilde{\mathbf{V}}_z = \begin{bmatrix} \mathbf{V} \ \mathbf{O} \ \cdots \ \mathbf{O} \\ \mathbf{O} \ \mathbf{V} \ \cdots \ \mathbf{O} \\ \vdots \ \vdots \ \ddots \ \vdots \\ \mathbf{O} \ \mathbf{O} \ \cdots \ \mathbf{V} \end{bmatrix},$$

где оценки  $\hat{\mathbf{x}}_n$  и корреляционная матрица вычисляются с помощью выражений (2) и (3) соответственно.

Очевидно, что значения диагональных элементов корреляционной матрицы для расширенного вектора периодически повторяются

$$\operatorname{diag} \tilde{\mathbf{V}}_{z} = \left[\underbrace{v^{(1,1)}v^{(2,2)} \dots v^{(N_{tx},N_{tx})}}_{\text{вектор 1}(такт 1)} \underbrace{v^{(1,1)}v^{(2,2)} \dots v^{(N_{tx},N_{tx})}}_{\text{вектор 2}(такт 2)} \underbrace{v^{(1,1)}v^{(2,2)} \dots v^{(N_{tx},N_{tx})}}_{\text{вектор N}_{tx}(такт N_{tx})}\right].$$
(6)

Среднее значение дисперсий для расширенной корреляционной матрицы ошибок оценивания остается прежним, т.е.

$$\overline{\tilde{v}}_d = \frac{1}{N_{tx}^2} \operatorname{tr} \tilde{\mathbf{V}}_z = \frac{1}{N_{tx}} \sum_{i=1}^{N_{tx}} v^{(ii)} = \overline{v}_d.$$

Рассмотрим влияние ортогонального преобразования (прекодирования) на корреляционную

РАДИОТЕХНИКА И ЭЛЕКТРОНИКА том 66 № 12 2021

матрицу ошибок оценивания. Введем матрицу ортогонального преобразования  $\tilde{\mathbf{F}}$ , размером  $\left(N_{tx}^2 \times N_{tx}^2\right)$ , и используем ее для прекодирования расширенного вектора, т.е. имеем следующее преобразование  $\mathbf{z} = \tilde{\mathbf{F}}\tilde{\mathbf{x}}$ , где  $\tilde{\mathbf{x}}$  – расширенный вектор исходных модулированных символов. Модель наблюдения для этого случая может быть записана следующим образом [18—21]:

$$\tilde{\mathbf{y}} = \tilde{\mathbf{H}}\tilde{\mathbf{F}}\tilde{\mathbf{x}} + \tilde{\boldsymbol{\eta}}.$$
(7)

Вектор оценок MCKO и соответствующая корреляционная матрица ошибок оценивания будут описываться следующими выражениями:

$$\tilde{\mathbf{x}} = \left(\tilde{\mathbf{F}}^{H}\tilde{\mathbf{H}}^{H}\tilde{\mathbf{H}}\tilde{\mathbf{F}} + \frac{1}{\rho}\mathbf{I}_{N_{lx}^{2}}\right)^{-1}\tilde{\mathbf{F}}^{H}\tilde{\mathbf{H}}^{H}\tilde{\mathbf{y}},$$

$$\tilde{\mathbf{V}} = \left(\rho\tilde{\mathbf{F}}^{H}\tilde{\mathbf{H}}^{H}\tilde{\mathbf{H}}\tilde{\mathbf{F}} + \mathbf{I}_{N_{lx}^{2}}\right)^{-1}.$$
(8)

Нетрудно показать, что

$$\tilde{\mathbf{x}} = \left(\tilde{\mathbf{F}}^{H}\tilde{\mathbf{H}}^{H}\tilde{\mathbf{H}}\tilde{\mathbf{F}} + \frac{1}{\rho}\mathbf{I}_{N_{lx}^{2}}\right)^{-1}\tilde{\mathbf{F}}^{H}\tilde{\mathbf{H}}^{H}\tilde{\mathbf{y}} =$$

$$= \tilde{\mathbf{F}}^{H}\left(\tilde{\mathbf{H}}^{H}\tilde{\mathbf{H}} + \frac{1}{\rho}\mathbf{I}_{N_{lx}^{2}}\right)^{-1}\tilde{\mathbf{H}}^{H}\tilde{\mathbf{y}} = \tilde{\mathbf{F}}^{H}\hat{\mathbf{z}}, \qquad (9)$$

$$\tilde{\mathbf{V}} = \tilde{\mathbf{F}}^{H}\left(\rho\tilde{\mathbf{H}}^{H}\tilde{\mathbf{H}} + \mathbf{I}_{N_{lx}^{2}}\right)^{-1}\tilde{\mathbf{F}} = \tilde{\mathbf{F}}^{H}\tilde{\mathbf{V}}_{z}\tilde{\mathbf{F}}.$$

Можно доказать, что tr  $(\tilde{\mathbf{F}}^H \tilde{\mathbf{V}}_z \tilde{\mathbf{F}}) = \text{tr} \tilde{\mathbf{V}}_z$ . Это вытекает непосредственно из свойства следа для произведения матриц tr (**AB**) = tr (**BA**) [22–25]. Поэтому можно сделать вывод, что прекодирование с использованием ортогонального преобразования не изменяет среднее значение ошибок при MCKO-оценивании. Однако, как показано в [26], на помехоустойчивость линейного приемника влияет не только среднее значение, но и максимальное значение дисперсий ошибок оценивания, а следовательно, и их разброс.

При постоянном среднем значении наименьшее значение максимальной дисперсии может быть достигнуто в том случае, когда все диагональные элементы одинаковы и равны среднему значению. Следовательно, нужно найти такой вид ортогонального преобразования, при котором все диагональные элементы матрицы  $\tilde{V}$  будут равны между собой.

Следует отметить, что ошибки оценивания символов, передаваемых на разных тактовых интервалах  $n = \overline{1, N_{tx}}$  без прекодирования (6), принадлежат разным векторам и, в соответствии с (5), между собой не коррелированы, т.е. ошибки оценивания символов *n*-го вектора не коррелированы с ошибками оценивания *m*-го вектора при  $n \neq m$  для любых элементов внутри этого вектора.

Кроме того, ошибки оценивания символов с разными номерами (разным положением внутри векторов) имеют различные дисперсии. Это обстоятельство предполагает возможность распределения символов так, чтобы уменьшить разброс дисперсий относительно среднего значения. Рассмотрим следующий подход. Пусть имеется уравнение наблюдения:

$$\mathbf{y} = \mathbf{F}\mathbf{z} + \mathbf{\mu},\tag{10}$$

где z - M-мерный оцениваемый вектор, **F** – ортогональная матрица, размером  $(M \times M)$ , **µ** – вектор ошибок оценивания с нулевым математическим ожиданием и диагональной корреляционной матрицей с разными диагональными элементами

$$\mathbf{R}_{\mu} = \begin{bmatrix} r^{(1,1)} & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & r^{(2,2)} & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & r^{(M,M)} \end{bmatrix}.$$

Корреляционная матрица ошибок оценивания вектора z будет равна:

$$\mathbf{V} = \left(\mathbf{F}^{H}\mathbf{R}_{\mu}^{-1}\mathbf{F} + \mathbf{I}_{M}\right)^{-1} = \mathbf{F}^{H}\left(\mathbf{R}_{\mu}^{-1} + \mathbf{I}_{M}\right)^{-1}\mathbf{F}.$$
 (11)

С учетом того, что матрица  $\mathbf{R}_{\mu}$  является диагональной и на основании соотношения (11) для диагональных элементов корреляционной матрицы V можно записать следующее выражение:

$$v^{(i,i)} = \sum_{j=1}^{M} \left( \frac{r^{(j,j)}}{1 + r^{(j,j)}} \right) \left| f^{(j,i)} \right|^2,$$
(12)

где  $f^{(j,i)} - (i,j)$ -й элемент матрицы **F**.

Из выражения (12) следует условие, при котором обеспечивается равенство всех диагональных элементов  $v^{(i,i)}$  корреляционной матрицы ошибок оценивания:

$$\left|f^{(j,i)}\right|^2 = \frac{1}{M}, \quad i = \overline{1,M}, \quad j = \overline{1,M}.$$
 (13)

В этом случае получим  $v^{(i,i)} = v^{(j,j)} = \overline{v}_d$  для всех  $i = \overline{1, M}, j = \overline{1, M}$ . Следовательно, для этого варианта  $\max_{i=1,N_{ix}} (v^{(i,i)}) = \overline{v}_d$  будет минимально возможным для данных условий.

Таким образом, условие (13) определяет требование к ортогональному преобразованию, при котором обеспечивается равенство всех дисперсий ошибок оценивания. Но это условие не единственное. Другим условием, которое учитывалось при выводе выражения (13), является некоррелированность ошибок оценивания. Это условие обеспечивается тем, что символы каждого преобразованного вектора должны будут передаваться на разных тактовых интервалах. В результате получится  $N_{tx}$  векторов, размером ( $N_{tx} \times 1$ ) каждый, для которых обеспечивается некоррелированность ошибок оценивания. Но и этого условия еще недостаточно. Например, если все символы преобразованного вектора передавать на разных



**Рис. 2.** Блок-схема формирования и распределение прекодированных символов для  $N_{tx} = 4$ .

тактах, но через одну антенну, то согласно выражению (6) ошибки оценивания этих символов будут иметь одинаковую дисперсию и в этом случае эффекта разнесения не будет. Поэтому необходимо, чтобы каждый символ преобразованного вектора передавался разными антеннами.

Можно предложить разные способы генерации последовательных номеров антенн и тактов, по которым распределяются прекодированные символы, чтобы обеспечить выполнение всех перечисленных условий. Например, можно использовать простой набор циклических сдвигов, а именно, для первого прекодированного вектора **Fx**<sub>1</sub> используется последовательность  $\{1, 2, ..., N_{tx}\},\$ которая означает, что первый элемент прекодированного вектора передается на первом такте через первый пространственный канал (первую излучающую антенну), второй элемент этого вектора передается на втором такте через второй пространственный канал, и т.д. Следующая последовательность образуется путем циклического сдвига на один элемент, т.е. получается  $\{2, 3, ..., N_{tx}, 1\}$ . Она определяет распределение элементов второго прекодированного вектора и показывает, что первый элемент этого вектора передается на первом такте через вторую излучающую антенну, второй элемент – на втором такте через третью излучающую антенну, и так далее.

Такой алгоритм распределения является достаточно простым, но можно предложить и другие, использующие некоторую случайность. Например, можно использовать псевдослучайные числовые последовательности на основе первообразных корней и простых чисел [23]. Для этого сначала выбирается первое простое число, удовлетворяющее условию  $N_s > N_{tx}$ , и находится первообразный корень  $\alpha < N_{tx}$ . Последовательность номеров для первого прекодированного вектора будет определяться следующим алгоритмом:  $I_n = [\alpha I_{n-1}]_{mod N_s}$ ,  $n = \overline{1, N_{tx}}$ , при начальных условиях  $I_1 = \alpha$ . Так, например, для  $N_{tx} = 4$  имеем  $N_s = 5$ ,  $\alpha = 2$  и генерируемая последовательность будет  $\{2, 4, 3, 1\}$ . Для последующих прекодированных векторов последовательность формируют путем циклических сдвигов исходной последовательности.

На рис. 2 приведена блок-схема предлагаемого алгоритма ортогонального прекодирования и распределения символов преобразованных векторов по разным тактовым интервалам и разным пространственным каналам.

Использование псевдослучайных последовательностей позволяет избежать закономерностей в общей корреляционной матрице ошибок, которые могут проявиться неожиданным образом, например появлением блоков сильно коррелированных символов. Отметим, что дополнительную рандомизацию можно также ввести путем использования различных ортогональных матриц.



Рис. 3. Линейный демодулятор МСКО для системы МІМО с предложенным алгоритмом ортогонального прекодирования.

## 3. ОБРАБОТКА СИГНАЛА НА ПРИЕМНОЙ СТОРОНЕ

Предложенный метод ортогонального прекодирования предназначен для обработки расширенного вектора модулированных символов  $\tilde{\mathbf{x}}$ , размером  $(N_{tx}^2 \times 1)$ . Для оценивания всех символов используется расширенное наблюдение  $\tilde{\mathbf{y}}$ , размером  $(N_{tx}N_{rx} \times 1)$ . Оперирование векторами с большой размерностью предполагает увеличение сложности реализации приемника. Рассмотрим, насколько увеличивается сложность обработки при использовании предложенного алгоритма прекодирования.

С учетом приведенных в разд. 2 преобразований модель наблюдения может быть записана в следующем виде:

$$\tilde{\mathbf{y}} = \tilde{\mathbf{H}}\tilde{\mathbf{P}}\tilde{\mathbf{F}}\tilde{\mathbf{x}} + \boldsymbol{\eta},\tag{14}$$

где расширенная матрица ортогонального прекодирования  $\tilde{\mathbf{F}}$ , размером  $(N_{tx}^2 \times N_{tx}^2)$ , является блочно-диагональной:

$$\tilde{\mathbf{F}} = \begin{bmatrix} \mathbf{F} & \mathbf{O} & \cdots & \mathbf{O} \\ \mathbf{O} & \mathbf{F} & \cdots & \mathbf{O} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{O} & \mathbf{O} & \cdots & \mathbf{F} \end{bmatrix}.$$

Матрица перестановок  $\tilde{\mathbf{P}}$ , размером  $(N_{tx}^2 \times N_{tx}^2)$ , осуществляет распределение символов после ортогонального преобразования в соответствии с правилами перестановок, описанных в разд. 2. Для этой матрицы справедливо условие  $\tilde{\mathbf{P}}^T \tilde{\mathbf{P}} = \tilde{\mathbf{P}} \tilde{\mathbf{P}}^T = \mathbf{I}_{N^2}$ . Для модели (14) алгоритм оценивания по критерию МСКО описывается выражениями, аналогичными выражениям (9):

$$\tilde{\mathbf{x}} = \left(\tilde{\mathbf{F}}^{H}\tilde{\mathbf{P}}^{H}\tilde{\mathbf{H}}^{H}\tilde{\mathbf{H}}\tilde{\mathbf{P}}\tilde{\mathbf{F}} + \frac{1}{\rho}\mathbf{I}_{N_{lx}^{2}}\right)^{-1}\tilde{\mathbf{F}}^{H}\tilde{\mathbf{P}}^{H}\tilde{\mathbf{H}}^{H}\tilde{\mathbf{y}} =$$

$$= \tilde{\mathbf{F}}^{H}\tilde{\mathbf{P}}^{H}\left(\tilde{\mathbf{H}}^{H}\tilde{\mathbf{H}} + \frac{1}{\rho}\mathbf{I}_{N_{lx}^{2}}\right)^{-1}\tilde{\mathbf{H}}^{H}\tilde{\mathbf{y}}.$$
(15)

Нетрудно показать, что:

$$\tilde{\mathbf{K}}_{\mathrm{MCKO}} \triangleq \left( \tilde{\mathbf{H}}^{H} \tilde{\mathbf{H}} + \frac{1}{\rho} \mathbf{I}_{N_{\mathrm{fx}}^{2}} \right)^{-1} \tilde{\mathbf{H}}^{H} = \begin{bmatrix} \mathbf{K}_{\mathrm{MCKO}} & \mathbf{O} & \cdots & \mathbf{O} \\ \mathbf{O} & \mathbf{K}_{\mathrm{MCKO}} & \cdots & \mathbf{O} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{O} & \mathbf{O} & \cdots & \mathbf{K}_{\mathrm{MCKO}} \end{bmatrix},$$
(16)

где  $\mathbf{K}_{MCKO} = \left(\mathbf{H}^{H}\mathbf{H} + \frac{1}{\rho}\mathbf{I}_{N_{tx}}\right)^{-1}\mathbf{H}^{H}$  – матрица алгоритма MCKO для обычной системы MIMO с пространственным мультиплексированием.

Учитывая блочно-диагональную структуру матрицы  $\tilde{\mathbf{K}}_{\text{MCKO}}$  и матрицы  $\tilde{\mathbf{F}}$ , можно записать алгоритм вычисления оценки вектора  $\mathbf{x}_n$ :

$$\hat{\mathbf{x}}_{n} = \mathbf{F}^{H} \mathbf{P}_{n}^{H} \times \\ \times \left[ \left( \mathbf{K}_{\text{MCKO}} \mathbf{y}_{1} \right)^{T}, \left( \mathbf{K}_{\text{MCKO}} \mathbf{y}_{2} \right)^{T}, \dots, \left( \mathbf{K}_{\text{MCKO}} \mathbf{y}_{N_{tx}} \right)^{T} \right]^{T},$$
(17)
(17)

где  $\mathbf{P}_n - (N_{tx}^2 \times N_{tx})$  – матрица перестановок элементов *n*-го преобразованного вектора, состоящая из столбцов матрицы  $\tilde{\mathbf{P}}$ : начиная с  $((n-1)N_{tx}+1)$ -го по  $nN_{tx}$ -й.

На рис. 3 приведена структурная схема линейного демодулятора МСКО для системы МІМО с орто-



**Рис. 4.** Зависимости вероятности битовой ошибки без кодирования (а) и вероятности ошибки на кадр с кодированием (б) для МІМО-системы 4 × 4: с обычным пространственным мультиплексированием (*1*) и с предложенным ортогональным прекодированием (*2*).

гональным прекодированием, предложенным в данной статье. Здесь хорошо видно, что по сравнению с обычным приемником МСКО для простой системы с пространственным мультиплексированием среди добавленных блоков, требующих выполнения каких-либо математических операций, можно отметить только блок ортогонального преобразования. Сложность реализации этого блока при использовании быстрых преобразований пропорциональна  $N_{tx} \log_2 N_{tx}$ , что практически не изменит сложность всего приемника, так как реализация обычного алгоритма МСКО требует  $\sim N_{tx}^3$  операций.

#### 4. МОДЕЛИРОВАНИЕ

Для проверки эффективности предложенного метода было проведено моделирование разработанного алгоритма с ортогональным прекодированием.



**Рис. 5.** Зависимости вероятности битовой ошибки без кодирования (а) и вероятности ошибки на кадр с кодированием (б) для МІМО-системы 8 × 8: с обычным пространственным мультиплексированием (*1*) и с предложенным ортогональным прекодированием (*2*).

#### Условия моделирования:

1) МІМО-канал с независимыми релеевскими замираниями;

- 2) модуляция QPSK;
- 3) турбокодирование со скоростью 3/4;
- 4) длина кадра 576 бит.

На рис. 4 приведены зависимости вероятности битовой ошибки  $P_{6ит}$  без кодирования (а) и вероятности ошибки на кадр  $P_{\kappa a \pi p}$  с кодированием (б) для МІМО-системы 4 × 4 с обычным пространственным мультиплексированием (кривая *I*) и с предложенным ортогональным прекодированием (кривая *2*) при использовании линейных алгоритмов МСКО.

Из приведенных графиков видно, что для случая без кодирования выигрыш предлагаемого варианта с ортогональным прекодированием составляет ~3 дБ, а при кодировании выигрыш при FER = 0.01 (1%) составляет 5 дБ.



**Рис. 6.** Зависимости вероятности битовой ошибки без кодирования (а) и вероятности ошибки на кадр с кодированием (б) для MIMO-системы 16 × 16: с обычным пространственным мультиплексированием (*1*) и с предложенным ортогональным прекодированием (*2*).

На рис. 5 представлены зависимости вероятности битовой ошибки  $P_{\text{бит}}$  без кодирования (а) и вероятности ошибки на кадр  $P_{\text{кадр}}$  с кодированием (б) для МІМО-системы 8 × 8: с обычным пространственным мультиплексированием (*1*) и с предложенным ортогональным прекодированием (*2*).

На рис. 6 приведены аналогичные кривые для конфигурации МІМО-канала 16 × 16.

В данном случае выигрыш также наблюдается, но его величина меньше. Это объясняется тем, что при большом числе антенн уже имеется достаточно большое разнесение. Кривые приближаются к предельным характеристикам, определяемыми характеристиками гауссовского канала без замираний, поэтому дальнейшее увеличение порядка разнесения сказывается на помехоустойчивости в меньшей степени.

#### ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Предложен метод ортогонального прекодирования, позволяющий получить дополнительный выигрыш в энергетической эффективности за счет увеличения порядка разнесения. Полученный алгоритм прекодирования оптимизирован для линейных алгоритмов приема пространственно-разнесенных сигналов, например такого, как алгоритм МСКО. При этом сложность обработки сигнала как на передающей, так и на приемной стороне практически не увеличивается.

Путем моделирования системы связи с МІМОканалом с алгоритмами прекодирования, полученными предложенным методом, показано, что их использование позволяет получить энергетический выигрыш порядка 1.5 дБ при конфигурации МІМО-канала 8 × 8 и порядка 5 дБ при конфигурации 4 × 4.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- Бакулин М.Г., Варукина Л.А., Крейнделин В.Б. Технология МІМО: принципы и алгоритмы. М.: Горячая линия — Телеком, 2014.
- Dayal P., Varanasi M.K. // Proc. IEEE Global Telecommunications Conf. (GLOBECOM'03.), San Francisco. 1–5 Dec. 2003. N.Y.: IEEE, 2003. V. 4. P. 1946. https://doi.org/10.1109/GLOCOM.2003.1258577
- 3. Damen M.O., Abed-Meraim K., Belfiore J. // IEEE Trans. 2002. V. IT-48. № 3. P. 628. https://doi.org/10.1109/18.985979
- 4. *Belfiore J., Rekaya G., Viterbo E.* // Proc. Int. Symp. on Information Theory, 2004. (ISIT 2004). Chicago. 27 Jun.–2 Jul. N.Y.: IEEE 2004. P. 310. https://doi.org/10.1109/ISIT.2004.1365347
- Lee S.J., Yeh Ch. I., Lim H. et al. // Report on IEEE 802.16's Session #34. San Antonio. 15–18 Nov. 2004. N.Y.: IEEE, 11.11.2004. https://grouper.ieee.org/ groups/802/16/tge/contrib/C80216e-04\_434r2.pdf
- 6. *Hai H., Li C., Li J. et al.* // Sensors 2021. V. 21. № 1. P. 109.
  - https://dx.doi.org/10.3390/S21010109
- Boccuzzi J. Signal Processing for Wireless Communications. N.Y.: McGraw-Hill, 2008.
- 8. *Hampton J.R.* Introduction to MIMO Communications. Cambridge: Univ. Press, 2014.
- 9. Ayach O.E., Rajagopal S., Abu-Surra S. et al. // IEEE Trans. 2014. V. WCOM-13. № 3. P. 1499. https://doi.org/10.1109/TWC.2014.011714.130846
- Sampath H., Stoica P., Paulraj A. // IEEE Trans. 2001. V.COM-49. № 12. P. 2198. https://doi.org/10.1109/26.974266
- 11. Бакулин М.Г., Крейнделин В.Б., Шумов А.П. // РЭ. 2010. Т. 55. № 2. С. 206.
- 12. *Бакулин М.Г.* // Наукоемкие технологии. 2003. № 3. С. 18.

- Бакулин М.Г., Крейнделин В.Б., Григорьев В.А. и др. // РЭ. 2020. Т. 65. № 3. С. 257.
- Bakulin M., Kreyndelin V., Rog A. et al. // Internet of Things, Smart Spaces, and Next Generation Networks and Systems / Eds. O. Galinina, S. Andreev, S. Balandin, Y. Koucheryavy. Heidelberg: Springer, 2017. P. 550. https://doi.org/10.1007/978-3-319-67380-6 51
- Recent Technical Developments in Energy-Efficient 5G Mobile Cells / Eds R.A. Abd-Alhameed, I. Elfergani, J. Rodriguez. Basel: MDPI, 2020.
- 16. *Massive MIMO Systems /* Ed. K. Maruta, F. Falcone. Basel: MDPI, 2020.
- Liu L., Peng G., Wei Sh. Massive MIMO Detection Algorithm and VLSI Architecture. Beijing: Science Press, 2020.
- Alkhateeb A., Leus G., Heath R.W. // IEEE Trans. 2015. V.WCOM-14. № 11. P. 6481. https://doi.org/10.1109/TWC.2015.2455980

- Love D.J., Heath R.W. // IEEE Trans. 2005. V. IT-51. N
   № 8. P. 2967. https://doi.org/10.1109/TIT.2005.850152
- 20. Куликов Г.В., Тамбовский С.С., Савватеев Ю.И., Гребенко Ю.А. // РЭ. 2019. Т. 64. № 2. С. 152.
- 21. Wang Y., Wu H., Li H. // J. Commun. Technol. and Electronics. 2015. V. 60. № 8. P. 890. https://doi.org/10.1134/S1064226915080197
- Бакулин М.Г., Крейнделин В.Б. Панкратов Д.Ю. Технологии в системах радиосвязи на пути к 5G. М.: Горячая линия – Телеком, 2018.
- Effinger G., Mullen G.L. Elementary Number Theory. Boca Raton: Chapman and Hall/CRC. https://doi.org/10.1201/9781003193111
- 24. *George A. Seber F.* A Matrix Handbook for Statisticians. New Jersey: John Wiley, 2007.
- 25. Golub G.H., Van Loan C.F. Matrix Computations. Baltimore: Johns Hopkins Univ. Press, 2013.
- Резнев А.А., Крейнделин В.Б. // Электросвязь. 2020.
   № 2. С. 59.

РАДИОТЕХНИКА И ЭЛЕКТРОНИКА, 2021, том 66, № 12, с. 1198–1206

## ТЕОРИЯ И МЕТОДЫ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ

УДК 623.681.93

# МНОГОКРИТЕРИАЛЬНОЕ РАНЖИРОВАНИЕ ВОЗДУШНЫХ СУДОВ ПО СТЕПЕНИ ОПАСНОСТИ СТОЛКНОВЕНИЯ ПО ДАННЫМ БОРТОВОЙ РАДИОЛОКАЦИОННОЙ СТАНЦИИ

© 2021 г. В. С. Верба<sup>*a*, \*</sup>, А. С. Богачев<sup>*a*</sup>, В. И. Меркулов<sup>*a*</sup>

<sup>а</sup>Концерн радиостроения "Вега", Кутузовский просп., 34, Москва, 121170 Российская Федерация \*E-mail: mail@vega.su Поступила в редакцию 29.09.2020 г. После доработки 29.09.2020 г. Принята к публикации 27.11.2020 г.

Предложен вариант многокритериального ранжирования воздушных судов (BC) по степени опасности столкновения по данным бортовой радиолокационной станции (БРЛС), который может послужить основой для разработки автономной системы предупреждения столкновений летательных аппаратов в районах их интенсивного движения. В рамках этой задачи рассмотрены критерии и показатели определения конфликтной ситуации, в качестве которых предложено использовать: расстояние максимального сближения BC с самолетом-носителем БРЛС, время достижения границы области столкновения, дальность до контролируемого BC и время до возможной встречи. Рекомендованы четырехэтапные процедуры ранжирования BC по этим показателям, обеспечивающие надежное предотвращение их столкновений. Получены конкретные соотношения для реализации предложенного варианта ранжирования BC в антенной системе координат, реализуемые на основе измерений БРЛС и автономной навигационной системы.

**DOI:** 10.31857/S0033849421110103

#### введение

Предупреждение опасных сближений И предотвращение столкновения воздушных судов (ВС) между собой достигаются в результате реализации целого комплекса мероприятий: вертикального, продольного и бокового эшелонирований; точного выдерживания заданной пространственно-временной траектории полета; соблюдения установленных правил полетов; надежного управления воздушным движением; применения систем предупреждения столкновений (СПС) [1-3], а также осмотрительностью экипажа при полетах в условиях визуальной видимости (особенно при пролете аэродромов, точек пересечения воздушных трасс и местных воздушных линий) [4].

В настоящее время наряду с совершенствованием СПС типа TCAS [5] во многих странах ведутся работы по созданию на основе системного подхода перспективных СПС на базе технологии ADS-B (Automatic Dependent Surveillance – Broadcast [1] – автоматическое зависимое наблюдение в режиме радиовещания), а также автономных СПС на основе бортовых радиолокационных станций (БРЛС), оптико-электронных систем (ОЭС) и других датчиков [6, 7].

Постоянно растущий в мире интерес к беспилотным летательным аппаратам (БПЛА) стимулирует создание автономных СПС на основе БРЛС и ОЭС. Организационные проблемы включения БПЛА в неразделенное воздушное пространство страны и проблемы безопасных полетов могут быть решены при условии, что в состав бортового комплекса любого БПЛА без исключения будет входить очень надежная система SAA (Sense and Avoid – "обнаружил–уклонился") [8]. В этой связи, как отмечалось ранее, в автономных СПС пилотируемых и беспилотных ЛА перспективно применение БРЛС, функционирующих в режиме программируемого многоцелевого сопровождения (МЦС).

Цель статьи — разработать критерии и показатели для определения конфликтных ситуаций и способ ранжирования всех потенциально опасных с точки зрения столкновения ВС по данным БРЛС в режиме МЦС при отсутствии внешнего целеуказания. При этом для решения данной задачи используется подход, изложенный в работе [9], которая посвящена двухэтапному ранжированию воздушных целей (ВЦ) по степени опасности при функционировании БРЛС в режиме программируемого МЦС.

При разработке критериев и показателей [10] для определения конфликтных ситуаций и ранжирования всех опасных с точки зрения столкновения ВС по данным БРЛС в режиме МЦС при отсутствии внешнего целеуказания аналогично [9] предполагалось, что антенная система БРЛС выполнена в виде фазированной или активной фазированной антенной решетки (ФАР или АФАР), формирующей на излучение однолепестковую диаграмму направленности (ДН), и для упрощения анализа фазовый центр антенны совмещен с центром масс (ЦМ) самолета.

В режиме программируемого МЦС при отсутствии команд внешнего целеуказания обычно вначале антенной БРЛС просматривается вся рабочая зона [2]. По результатам просмотра осуществляется ранжирование сопровождаемых ВЦ по степени их важности (опасности), после чего выполняется приоритетное облучение наиболее важных целей с периодическим возвращением к просмотру всей рабочей зоны для обнаружения и последующего взятия на сопровождение вновь выявленных ВЦ. Как правило, режим МЦС реализуется в несколько этапов, включая этап ранжирования целей (в частности, по рангу важности (опасности)) [2, 3, 11].

Учитывая достаточно высокую частоту обновления информации в БРЛС с ФАР (АФАР) благодаря использованию электронного управления ДН, можно в непрерывном времени [9] получать исходные аналитические соотношения для отдельной *i*-й ВЦ, которые необходимы при разработке критериев и показателей для определения наиболее опасной цели. При этом одна из осей антенной системы координат (СК) (и, соответственно, ДН антенны БРЛС) непрерывно ориентируется по линии визирования (ЛВ) сопровождаемой цели. Применительно к задаче предупреждения столкновений самолетов в воздухе в качестве ВЦ выступают ВС.

Поскольку для предотвращения столкновений ВС приходится учитывать несколько различных показателей опасного сближения примерно одинаковой значимости, то далее будет использован наиболее простой последовательный вариант многокритериальной оптимизации [12] решения задачи в целом. Суть его состоит в том, что результаты, полученные на этапе оптимизации по первому критерию, используются в качестве начальных условий для оптимизации по второму критерию. Полученные при этом результаты используются в качестве начальных условий для оптимизации по третьему критерию, и т.д.

#### КРИТЕРИИ И ПОКАЗАТЕЛИ ОПАСНОГО СБЛИЖЕНИЯ ВОЗДУШНЫХ ЦЕЛЕЙ

Одной из основных целей анализа относительного движения самолета-носителя БРЛС и конфликтующего ВС в задаче предотвращения столкновений в воздухе является определение прогнозируемых расстояния их наибольшего сближения и времени его достижения. Данные параметры (показатели) определяются путем прогнозирования в расчетный момент времени *t*, при этом в общем случае необходимо учитывать возможность совершения самолетами произвольных маневров в процессе их сближения. Однако на практике прогнозирование относительного движения самолетов часто выполняется в предположении, что вектор их относительной скорости постоянен.

Пусть относительное движение в пространстве в расчетный момент времени *t* самолета-носителя БРЛС (точка *O*) и *i*-го ВС (точка  $\coprod_i$ ) задано векторами абсолютных (земных) скоростей  $\vec{V}_c(t)$  и  $\vec{V}_i(t)$ соответственно, а их взаимное положение – вектором относительной дальности  $\vec{\square}_i(t)$  (рис. 1).

В качестве показателей, характеризующих степень опасности *i*-го воздушного судна, с учетом сказанного выше будем рассматривать прогнозируемые в расчетный момент времени *t* следующие параметры:

– расстояние максимального сближения  $d_{c\delta ni}(t)$  ВС с самолетом-носителем БРЛС (модуль вектора максимального сближения  $d_{c\delta ni}(t) = |\vec{d}_{c\delta ni}(t)|$  рис. 1);

— время  $t_{\Gamma OCi}(t)$  достижения воздушным судном границы области столкновения (ГОС), функционально связанное со временем  $t_{cблi}(t)$  достижения максимального сближения;

- измеряемую БРЛС дальность  $Д_{ui}(t)$  до ВС;

— вычисляемое время возможной встречи  $t_{\rm Bi}(t) = \prod_{\rm ui}(t)/|\dot{\Pi}_{\rm ui}(t)|$ , где  $|\dot{\Pi}_{\rm ui}(t)|$  — модуль скорости изменения измеряемой дальности.

Для гипотезы, предполагающей, что маневр самолетов отсутствует, т.е.  $\vec{V_i}(t) = \text{const}, \vec{V_c}(t) = \text{const}$ и, соответственно, вектор относительной скорости  $\vec{V_{\text{отн}i}}(t) = \vec{V_i}(t) - \vec{V_c}(t) = \text{const}$ , защищаемая область (объем) воздушного пространства представляет собой шар радиусом  $R_3$  с центром в ЦМ защищаемого самолета (рис. 1). При заданном значении относительной скорости  $\vec{V_{\text{отн}3}}$  величина  $R_3$  определяется из условия получения интервала времени, достаточного для обнаружения угрозы столкновения и выполнения самолетом-носителем БРЛС маневра уклонения, прежде чем произойдет вторжение *i*-го ВС в область (объем) воздушного пространства в виде шара радиусом  $R_{ct}$ 

(область столкновения) (см. рис. 1).



Рис. 1. Взаимное положение самолета-носителя БРЛС и *i*-го ВС в пространстве.

При гипотезе постоянства относительной скорости  $\vec{V}_{\text{отн}i}(t) = \text{солst}$  показатели  $d_{\text{сбл}i}(t)$  и  $t_{\text{сбл}i}(t)$  могут быть определены по формулам [9]

$$d_{\text{c}6\pi i}(t) = \frac{\left|\vec{V}_{\text{oTH}i}(t) \times \vec{\Pi}_{i}(t)\right|}{\left|\vec{V}_{\text{oTH}i}(t)\right|},\tag{1}$$

$$t_{c \delta \pi i}(t) = \frac{\sqrt{\prod_{i}^{2}(t) - d_{c \delta \pi i}^{2}(t)}}{\left|\vec{V}_{o TH i}(t)\right|},$$
(2)

где  $|\vec{V}_{\text{отн}i}(t) \times \vec{\Pi}_{i}(t)|$  – модуль векторного произведения векторов  $\vec{V}_{\text{отн}i}(t)$  и  $\vec{\Pi}_{i}(t)$ ;  $\Pi_{i}(t) = |\vec{\Pi}_{i}(t)|$ ;  $|\vec{V}_{\text{отн}i}(t)| = |\vec{V}_{i}(t) - \vec{V}_{c}(t)|$ ; t – расчетный момент времени.

Как следует из формул (1) и (2), для определения показателей  $d_{c \delta n i}(t)$  и  $t_{c \delta n i}(t)$  необходимо знать векторы  $\vec{V}_{c}(t)$ ,  $\vec{V}_{i}(t)$  и  $\vec{L}_{i}(t)$ . При этом из качественного анализа этих формул и рис. 1 видно, что показатели  $d_{c \delta n i}(t)$  и  $t_{c \delta n i}(t)$  зависят не только от величины (модулей) векторов, но и от их взаимной ориентации в пространстве (от угла  $\beta_{i}$ ) при заданном расчетном моменте времени *t*.

Естественно, что наиболее опасным с точки зрения столкновения с защищаемым самолетом является ВС, которое по прогнозу (по сравнению с другими ВС) в процессе сближения достигнет наименьшего значения расстояния максимального сближения за минимальное время. Однако на практике в силу различия относительных скоростей и различного удаления от носителя БРЛС наименьшее значение расстояния максимального сближения может не достигаться за минимальное время. Поэтому для принятия наиболее достоверного решения о степени опасности того или иного BC, с точки зрения столкновения с защищаемым самолетом, ранжирование целесообразно выполнять с использованием всех указанных выше критериев в несколько этапов. В предлагаемом способе, как отмечалось ранее, используется четыре этапа ранжирования.

На *первом этапе* всем воздушным судам, траектории которых берутся БРЛС на сопровождение, присваиваются номера в порядке очередности взятия их на сопровождение, в результате чего формируется исходный ряд пронумерованных ВС:

$$BC_1, BC_2, \dots, BC_i, \dots BC_I, i = 1, I,$$
 (3)

где I — число BC, траектории которых сопровождаются БРЛС к моменту  $t_{\rm H,p}$  начала ранжирования;  $I \leq I_{\rm max}$ ,  $I_{\rm max}$  — максимально возможное число BC (траекторий), которые может сопровождать БРЛС.

Далее осуществляется ранжирование BC ряда (3) по показателю  $\prod_{ui}(t)$  с использованием критерия

$$I_{\mathcal{A}} = \min_{i=\overline{I,I}} \mathcal{A}_{\mathsf{W}i}(t_{\mathsf{H},\mathsf{p}}). \tag{4}$$

В результате проведенного ранжирования формируется строго возрастающая последовательность:

$$\left\{ \mathcal{A}_{\mathsf{w}ik}(t_{\mathsf{H},\mathsf{p}}) \right\} = \mathcal{A}_{\mathsf{w}il}(t_{\mathsf{H},\mathsf{p}}), \dots, \mathcal{A}_{\mathsf{w}ik}(t_{\mathsf{H},\mathsf{p}}), \dots, \mathcal{A}_{\mathsf{w}iI}(t_{\mathsf{H},\mathsf{p}}), (5)$$
  
где  $\mathcal{A}_{\mathsf{w}i(k+1)}(t_{\mathsf{H},\mathsf{p}}) > \mathcal{A}_{\mathsf{w}ik}(t_{\mathsf{H},\mathsf{p}})$  для всех  $i \in \overline{i,I}; \ k = \overline{1,I}.$ 

Последовательности (5) соответствует ряд отранжированных пронумерованных  $BC_{i_k}$ , который содержит *I* членов:

$$BC_{i_1}, BC_{i_2}, \dots, BC_{i_k}, \dots, BC_{i_l}, \quad i_k \in \overline{1, I},$$
(6)

где значения индекса  $i_k$  в (6) равны значениям индекса *i* в (5) при одном и том же значении индекса *k*; например, если член последовательности (5)  $\prod_{u,ik}(t_{H,p}) = \prod_{u,32}(t_{H,p})$ , то член ряда (6) BC<sub>*i*<sub>k</sub></sub> = = BC<sub>*i*<sub>2</sub></sub> = BC<sub>3</sub>.

Далее последовательность (5) разбивается на две последовательности:

1) строго возрастающая последовательность значений показателя  $\prod_{uik}(t_{H,p})$ , члены которой относятся к конфликтующим ВС:

$$\{ \mathcal{A}_{\mathsf{w}ik}(t_{\mathsf{h},\mathsf{p}}) \} = \mathcal{A}_{\mathsf{w}il}(t_{\mathsf{h},\mathsf{p}}), \dots, \mathcal{A}_{\mathsf{w}ik}(t_{\mathsf{h},\mathsf{p}}), \dots, \mathcal{A}_{\mathsf{w}iI_{1}}(t_{\mathsf{h},\mathsf{p}}), (7)$$

где  $\prod_{\text{wik}}(t_{\text{H,p}}) \leq R_3$  для всех  $i \in 1, I; k = 1, I_1, I_1 \leq I;$ 

2) конечная строго возрастающая последовательность значений показателя  $Д_{uik}(t_{h,p})$ , члены которой относятся к неконфликтующим ВС:

$$\{ \mathcal{A}_{uik}(t_{H,p}) \} =$$
  
=  $\mathcal{A}_{ui(I_1+1)}(t_{H,p}), \dots, \mathcal{A}_{uik}(t_{H,p}), \dots, \mathcal{A}_{uil}(t_{H,p}),$  (8)

где  $\mathcal{A}_{\mathrm{M}ik}(t_{\mathrm{H,p}}) > R_{\mathrm{3}}$  для всех  $i \in \overline{1, I}$ ;  $k = \overline{I_1 + 1, I}$ .

Последовательности (7) соответствует конечный ряд отранжированных пронумерованных  $BC_{i_k}$ , который содержит  $I_1$  членов:

$$BC_{i_1}, BC_{i_2}, \dots, BC_{i_k}, \dots, BC_{i_{l_1}}, i_k \in 1, I.$$
 (9)

Необходимо отметить, что ряд (8) показателей  $Д_{\mu ik}(t_{\rm H,p})$  в данном цикле функционирования БРЛС в дальнейшем не анализируется.

На первом этапе решение по определению наиболее опасного конфликтующего ВС выносится на основе данных последовательности (7). Наиболее опасным в ряду (9) является ВС, которому в (7) соответствует минимальное значение показателя  $Д_{иik}(t_{h.p})$ ; с ростом индекса *k* степень опасности *i*-го конфликтующего ВС уменьшается.

Все значения показателя  $\prod_{uik} (t_{H,p})$ , входящие в последовательность (7) (и, соответственно, все ВС ряда (9)), относятся к конфликтующим ВС. Поэтому на *втором этапе* дальнейшее ранжирование ВС, входящих в ряд (9), целесообразно выполнять с использованием следующего критерия:

$$I_d = \min_{j=i_k \in \overline{1,I}} d_{c \delta \pi j}(t_{\mathrm{H,p}}).$$
(10)

РАДИОТЕХНИКА И ЭЛЕКТРОНИКА том 66 № 12 2021

В результате проведенного ранжирования по критерию (10) формируется строго возрастающая последовательность:

$$\{d_{c \delta \pi j l}(t_{\mathrm{H,p}})\} = d_{c \delta \pi j l}(t_{\mathrm{H,p}}), \dots, d_{c \delta \pi j l}(t_{\mathrm{H,p}}), \dots, d_{c \delta \pi j l_{1}}(t_{\mathrm{H,p}}), \dots$$
(11)

где  $d_{c \delta \pi j(l+1)}(t_{H,p}) > d_{c \delta \pi jl}(t_{H,p})$  для всех  $j = i_k \in \overline{1, I};$  $l = \overline{1, I_1}.$ 

Последовательности (11) соответствует конечный ряд отранжированных пронумерованных  $BC_{j_i}$ , содержащий  $I_1$  членов:

$$BC_{j_l}, BC_{j_2}, \dots, BC_{j_l}, \dots, BC_{j_{l_1}}, j_l \in 1, I.$$
 (12)

Далее последовательность (11) разбивается на две последовательности:

1) конечная строго возрастающая последовательность значений показателя  $d_{cfn jl}(t_{H,p})$ , члены которой относятся к конфликтующим ВС и по прогнозу в момент  $t_{H,p}$  могут вторгнуться в область столкновения радиусом  $R_{ct}$  (рис. 1):

$$\left\{ d_{c \delta \pi \, jl}(t_{\rm H,p}) \right\} =$$

$$= d_{c \delta \pi \, jl}(t_{\rm H,p}), \dots, d_{c \delta \pi \, jl_2}(t_{\rm H,p}), \qquad (13)$$

где  $d_{c \in \pi, j / l}(t_{H,p}) \leq R_{cT}$  для всех  $j = i_k \in \overline{1, I}; l = \overline{1, I_2};$  $I_2 \leq I_1;$ 

2) конечная строго возрастающая последовательность значений показателя  $d_{c\delta n \, jl}(t_{\rm H,p})$ , члены которой также относятся к конфликтующим BC, но по прогнозу в момент  $t_{\rm H,p}$  не вторгаются в область столкновения:

$$\left\{ d_{c \delta \pi \, j l}(t_{\mathrm{H,p}}) \right\} =$$

$$= d_{c \delta \pi \, j (I_2 + 1)}(t_{\mathrm{H,p}}), \dots, d_{c \delta \pi \, j l}(t_{\mathrm{H,p}}), \dots, d_{c \delta \pi \, j I_1}(t_{\mathrm{H,p}}),$$

$$(14)$$

где  $d_{c \in \pi, j \mid l}(t_{\text{H.p}}) > R_{cT}$  для всех  $j = i_k \in \overline{1, I};$  $l = \overline{I_2 + 1, I_1}.$ 

Последовательностям (13) и (14) соответствуют полученные из ряда (12) конечные ряды отранжированных пронумерованных  $BC_{j_l}$ , содержащие соответственно  $I_2$  и  $I_1 - I_2$  членов:

$$BC_{j_l}, BC_{j_2}, \dots, BC_{j_l}, \dots, BC_{j_{l_2}}, \quad j_l \in 1, I;$$
 (15)

$$BC_{j_{(l_2+1)}}, BC_{j_{(l_2+2)}}, \dots, BC_{j_l}, \dots, BC_{j_{l_1}}, \quad j_l \in \overline{1, I}.$$
 (16)

Все члены последовательности (13) (и, соответственно, все ВС ряда (15)) относятся к конфликтующим ВС, непосредственно угрожающим носителю БРЛС. Поэтому в отличие от (14) последовательность (13) подлежит дальнейшему ранжированию в первую очередь.

Далее решение по определению наиболее опасного конфликтующего ВС выносится на ос-

нове данных последовательности (13). Наиболее опасным в ряду (15) является ВС, которому в (13) соответствует минимальное значение показателя  $d_{cбn jl}(t_{H,p})$ ; с ростом индекса *l* степень опасности *j*-го конфликтующего ВС уменьшается.

На *третьем этапе* дальнейшее ранжирование ВС, входящих в ряд (15), целесообразно выполнять с использованием критерия

$$I_t = \min_{m=j_l \in \overline{\mathbf{I}, I}} t_{\text{FOC}\,m}(t_{\text{H.p}}). \tag{17}$$

В критерии (17) фигурирует не время  $t_{c6лm}(t_{H,p})$  достижения *m*-м ВС расстояния максимального сближения с носителем БРЛС, а время  $t_{FOCm}(t_{H,p})$ достижения им ГОС, функционально связанное с  $t_{c6лm}(t_{H,p})$ . Для *m*-го ВС, которому соответствует показатель  $d_{c6лm}(t_{H,p})$ , время  $t_{FOCm}(t_{H,p})$  вычисляется по формуле

$$t_{\Gamma OC\,m}(t_{\rm H.p}) = t_{\rm c67\,m}(t_{\rm H.p}) - \frac{\sqrt{R_{\rm cT}^2 - d^2_{\rm c67\,m}(t_{\rm H.p})}}{V_{\rm oTH\,m}(t_{\rm H.p})}, \quad (18)$$

где  $V_{\text{отн }m}(t_{\text{H,p}}) = \left| \vec{V}_{\text{отн }m}(t_{\text{H,p}}) \right|$ ; время  $t_{\text{сбл }m}(t_{\text{H,p}})$  определяется по формуле (2).

В результате проведенного ранжирования по критерию (17) показателя  $t_{\Gamma OCm}(t_{H,p})$ , рассчитанного в соответствии с (18), формируется конечная строго возрастающая последовательность:

$$\{ t_{\Gamma OC \, mn}(t_{\rm H,p}) \} =$$

$$= t_{\Gamma OC \, m1}(t_{\rm H,p}), \dots, t_{\Gamma OC \, mn}(t_{\rm H,p}), \dots, t_{\Gamma OC \, mI_2}(t_{\rm H,p}),$$
(19)

где  $t_{\Gamma OC m(n+1)}(t_{H,p}) > t_{\Gamma OC mn}(t_{H,p})$  для всех  $m = j_l \in \overline{1, I}$ ;  $n = \overline{1, I_2}$ .

Последовательности (19) соответствует конечный ряд  $BC_{m_{-}}$ , содержащий  $I_2$  членов:

$$BC_{m_1}, BC_{m_2}, \dots, BC_{m_n}, \dots, BC_{m_{I_2}}, m_n \in \overline{1, I}.$$
 (20)

Окончательное решение по определению наиболее опасного конфликтующего ВС по результатам трех этапов ранжирования выносится на основе данных последовательности (19). Наиболее опасным в ряду (20) является ВС, которому в (19) соответствует минимальное значение показателя  $t_{\Gamma OCmn}(t_{H,p})$ ; с ростом индекса *n* степень опасности *m*-го конфликтующего ВС уменьшается.

Дополнительно необходимо также выполнить ранжирование BC, входящих в ряд (16), которому соответствует последовательность (14) значений показателя  $d_{cбn,jl}(t_{H,p})$ . По прогнозу в момент  $t_{H,p}$  данные BC не вторгаются в область столкновения. Однако они остаются потенциально опасными, поскольку, находясь в защищаемой области пространства, в процессе дальнейшего движения могут

совершить пространственный маневр в сторону носителя БРЛС (например, для предотвращения попадания ВС в зоны опасных метеообразований) и вторгнуться в область столкновения. При этом в общем случае, чем меньше в расчетный момент времени *t* время

$$t_{\rm B_j}(t) = \frac{\underline{\Pi}_i(t)}{|\underline{\Pi}_i(t)|},\tag{21}$$

тем быстрее *j*-е BC достигнет границы области столкновения и тем опаснее это воздушное судно.

Поэтому целесообразно использовать *четвертый этап* ранжирования BC, входящих в ряд (16), по критерию:

$$I_{t_{\rm B}} = \min_{p=j_{\rm f}\in\overline{1,I}} t_{\rm B\,p}(t_{\rm H.p}),\tag{22}$$

где  $t_{\rm B,p}$  – определяется соотношением (21).

В результате проведенного ранжирования показателя (21) при  $t = t_{\rm h.p}$  по критерию (22) формируется конечная строго возрастающая последовательность:

$$\left\{t_{B\,pq}(t_{H,p})\right\} = t_{B\,pl}(t_{H,p}), \dots, t_{B\,pq}(t_{H,p}), \dots, t_{B\,pI_3}(t_{H,p}), \quad (23)$$

где  $t_{\text{в } p(q+1)}(t_{\text{H.p}}) > t_{\text{в } pq}(t_{\text{H.p}})$  для всех  $p = j_l \in \overline{1, I};$  $q = \overline{1, I_3}, I_3 = I_1 - I_2.$ 

Последовательности (23) соответствует конечный ряд ВС<sub>*p*</sub>, содержащий *I*<sub>3</sub> членов:

$$BC_{p_1}, BC_{p_2}, \dots, BC_{p_q}, \dots, BC_{p_{I_3}}, \quad p_q \in \overline{1, I}.$$
(24)

Решение по определению наиболее опасного конфликтующего воздушного судна по результатам четвертого этапа ранжирования выносится на основе данных последовательности (23). Наиболее опасным в ряду (24) является ВС, которому в (23) соответствует минимальное значение показателя  $t_{\text{в рр}q}(t_{\text{н.р.}})$ ; с ростом индекса *q* степень опасности *p*-го конфликтующего ВС уменьшается.

Таким образом, как следует из формул (4), (10), (17) и (22), для проведения ранжирования ВС по степени опасности столкновения с самолетом-носителем БРЛС в соответствии с рассмотренными этапами и процедурами предложенного способа ранжирования необходимо определить показатели  $Д_{ui}(t)$ ,  $d_{cблi}(t_{H,p})$ ,  $t_{\Gamma OCi}(t_{H,p})$  и  $t_{Bi}(t_{H,p})$ .

#### 2. ОПРЕДЕЛЕНИЕ ПОКАЗАТЕЛЕЙ ОПАСНОГО СБЛИЖЕНИЯ ВОЗДУШНЫХ ЦЕЛЕЙ В АНТЕННОЙ СИСТЕМЕ КООРДИНАТ БРЛС

Конкретизируем формулы (1), (2) и (18) применительно к случаю использования измерений (оценивания) БРЛС координат и параметров дви-



**Рис. 2.** Схематичное представление взаимного положения самолета-носителя БРЛС (точка *O*) и *i*-го BC (точка Ц<sub>i</sub>) в нормальной земной СК.

жения ВС в режиме МЦС при отсутствии внешнего целеуказания в антенной СК (рис. 2).

На рис. 2 представлены следующие СК: нормальная земная  $O_g X_g Y_g Z_g$ , нормальная  $O X_g Y_g Z_g$  и антенная  $O X_a Y_a Z_a$ . Положение *i*-го ВС (точка  $U_i$ ) и самолета-носителя БРЛС (точка O) в нормальной земной СК определяется векторами  $\vec{\mathcal{I}}_{ui}(t)$  и  $\vec{\mathcal{I}}_c(t)$ . Относительное положение ВС и самолета в расчетный момент времени *t* характеризуется вектором  $\vec{\mathcal{I}}_i(t)$ , при этом выполняется соотношение

$$\vec{\underline{\Pi}}_{\mathrm{u}i}(t) = \vec{\underline{\Pi}}_{\mathrm{c}}(t) + \vec{\underline{\Pi}}_{i}(t).$$
(25)

С БРЛС связана антенная СК  $OX_aY_aZ_a$  с началом в ЦМ самолета, вращающаяся вокруг ЦМ относительно нормальной СК  $OX_gY_gZ_g$  с угловой скоростью  $\Omega_{ai}(t)$ . В антенной СК БРЛС автоматически измеряет (оценивает) для каждого ВС дальность  $\underline{J}_i(t)$ , скорость ее изменения  $\underline{J}_i(t) = d\underline{J}_i(t)/dt$ , углы бортовых пеленгов ВС в азимутальной  $\varphi_{ri}(t)$  и угломестной  $\varphi_{Bi}(t)$  плоскостях, причем углы  $\varphi_{ri}(t)$  и угломестной сК относительно осей связанной СК *OXYZ* (рис. 3). Кроме того, оцениваются угловые скорости  $\omega_{ri}(t) = d\varphi_{ri}(t)/dt$  и  $\omega_{Bi}(t) = d\varphi_{Bi}(t)/dt$ . Для определенности координатных преобразований переход от связанной СК к антенной осуществляется путем последовательных поворотов на углы  $\varphi_{\text{в}i}(t)$  и  $\varphi_{\text{r}i}(t)$  против часовой стрелки.

С учетом соотношения (25) можно показать [11], что

$$\vec{V}_{i}(t) = \vec{V}_{c}(t) + \vec{V}_{\Pi i}(t) + \vec{\Omega}_{ai}(t) \times \vec{\Pi}_{i}(t),$$
 (26)

где  $\vec{V_i}(t) = d\vec{\Pi}_{ui}(t)/dt$  — вектор земной скорости *i*-го BC;  $\vec{V_c}(t) = d\vec{\Pi}_c(t)/dt$  — вектор земной скорости самолета;  $\vec{V}_{\Pi i}(t) = \tilde{d}\vec{\Pi}_i(t)/dt$  — вектор относительной скорости точки  $\Pi_i$  ( $\tilde{d}/dt$  — символ локальной производной);  $\vec{\Omega}_{ai}(t)$  — вектор угловой скорости вращения антенной СК при сопровождении БРЛС *i*-го BC относительно СК  $OX_gY_gZ_g$ .

Согласно (26) вектор наблюдения (измерения) можно записать в форме

$$\vec{V}_{\mathrm{u}i}(t) = \vec{V}_{\mathrm{cu}}(t) + \vec{V}_{\mathrm{du}i}(t) + \vec{\Omega}_{\mathrm{au}i}(t) \times \vec{\Pi}_{\mathrm{u}i}(t).$$
(27)

Выразим векторы, входящие в (27), через их проекции на оси антенной СК  $OX_aY_aZ_a$ 

$$\vec{V}_{\mu i}(t) = V_{x\mu i}(t)\vec{i} + V_{y\mu i}(t)\vec{j} + V_{z\mu i}(t)\vec{k},$$

$$\vec{V}_{c\mu}(t) = V_{cx\mu}(t)\vec{i} + V_{cy\mu}(t)\vec{j} + V_{cz\mu}(t)\vec{k},$$

$$\vec{V}_{\mu i}(t) = \dot{\mu}_{\mu i}(t)\vec{i}, \quad \vec{\mu}_{\mu i}(t) = \mu_{\mu i}(t)\vec{i},$$

$$\vec{\Omega}_{a\mu i}(t) = \Omega_{ax\mu i}(t)\vec{i} + \Omega_{ay\mu i}(t)\vec{j} + \Omega_{az\mu i}(t)\vec{k},$$

$$rde \ \vec{i}, \ \vec{j}, \ \vec{k} - optio CK \ OX_a Y_a Z_a \ (cm. puc. 2, 3).$$
(28)



Рис. 3. Углы бортовых пеленгов *i*-го ВС в антенной СК.

Проекции векторного произведения  $\hat{\Omega}_{aui}(t) \times \vec{\Pi}_{ui}(t)$  на оси антенной СК могут быть получены в результате раскрытия определителя:

$$\vec{\Omega}_{aui}(t) \times \vec{\Pi}_{ui}(t) = \det \begin{bmatrix} \vec{i} & \vec{j} & \vec{k} \\ \Omega_{axui}(t) & \Omega_{ayui}(t) & \Omega_{azui}(t) \\ \Pi_{ui}(t) & 0 & 0 \end{bmatrix} = (29)$$
$$= \Omega_{azui}(t) \Pi_{ui}(t) \vec{j} - \Omega_{ayui}(t) \Pi_{ui}(t) \vec{k}.$$

С учетом (28), (29) система скалярных соотношений измерений, соответствующих векторному выражению (27), приводится к виду

$$V_{xui}(t) = V_{cxui}(t) + \prod_{ui}(t),$$
  

$$V_{yui}(t) = V_{cyui}(t) + \Omega_{azui}(t) \prod_{ui}(t),$$
  

$$V_{zui}(t) = V_{czui}(t) - \Omega_{ayui}(t) \prod_{ui}(t).$$
  
(30)

Выразим вектор относительной скорости  $\vec{V}_{\text{отн}i}(t) = \vec{V}_i(t) - \vec{V}_c(t)$  через проекции на оси антенной СК. В результате с учетом выражений (30) получим

$$\vec{V}_{\text{отн и}i}(t) = \dot{\Pi}_{\text{и}i}(t)\vec{i} + \Omega_{\text{ади}i}(t)\Pi_{\text{и}i}(t)\vec{j} - \Omega_{\text{ауч}i}(t)\Pi_{\text{и}i}(t)\vec{k}.$$
(31)

Векторное произведение  $\vec{V}_{\text{отн } ui}(t) \times \vec{\varPi}_{ui}(t)$ , входящее в формулу (1), при гипотезе  $\vec{V}_{\text{отн } ui}(t)$  = const

для измеренных в момент времени  $t = t_{\text{н.p}}$  значений векторов преобразуется следующим образом:

$$V_{\text{отн }ui}(t_{\text{H,p}}) \times \underline{\Pi}_{ui}(t_{\text{H,p}}) =$$

$$= \left[ \underline{\dot{\Pi}}_{ui}(t_{\text{H,p}}) \vec{i} + \underline{\Omega}_{azui}(t_{\text{H,p}}) \underline{\Pi}_{ui}(t_{\text{H,p}}) \vec{j} - \underline{\Omega}_{ayui}(t_{\text{H,p}}) \underline{\Pi}_{ui}(t_{\text{H,p}}) \vec{k} \times \underline{\Pi}_{ui}(t_{\text{H,p}}) \vec{i} =$$

$$= \underline{\Pi}_{ui}^{2}(t_{\text{H,p}}) \underline{\Omega}_{ayui}(t_{\text{H,p}}) \vec{j} + \underline{\Pi}_{ui}^{2}(t_{\text{H,p}}) \underline{\Omega}_{azui}(t_{\text{H,p}}) \vec{k}.$$
(32)

Модуль вектора  $\vec{V}_{\text{отни}i}(t_{\text{н.p}})$  с учетом (31) при  $t = t_{\text{н.p}}$  равен

$$V_{\text{отн } ui}(t_{\text{H.p}}) = \sqrt{\dot{\Pi}_{ui}^{2}(t_{\text{H.p}}) + \Pi_{ui}^{2}(t_{\text{H.p}})\Omega_{apu i}^{2}(t_{\text{H.p}})} = = \Pi_{ui}(t_{\text{H.p}})\sqrt{\frac{\dot{\Pi}_{ui}^{2}(t_{\text{H.p}})}{\Pi_{ui}^{2}(t_{\text{H.p}})} + \Omega_{apu i}^{2}(t_{\text{H.p}})},$$
(33)

где

$$\Omega_{ap \, \mu i}^{2}(t_{\mu,p}) = \Omega_{ay\mu i}^{2}(t_{\mu,p}) + \Omega_{az\mu i}^{2}(t_{\mu,p}).$$
(34)

Выражение для расстояния  $d_{c\delta ni}(t_{H,p})$  максимального сближения *i*-го BC с носителем БРЛС согласно (1) и с учетом (32), (33) принимает вид

$$d_{c \delta \pi i}(t_{\rm H,p}) = \prod_{\rm M}(t_{\rm H,p}) \frac{1}{\sqrt{1 + \mu_i(t_{\rm H,p})}},$$
(35)

$$\mu_{i}(t_{\rm H,p}) = \frac{\dot{\Pi}_{\rm Hi}^{2}(t_{\rm H,p})}{\Pi_{\rm Hi}^{2}(t_{\rm H,p})\Omega_{\rm ap\ Hi}^{2}(t_{\rm H,p})}.$$
(36)

Время  $t_{c6\pi i}(t_{H,p})$  достижения *i*-м ВС расстояния максимального сближения с носителем БРЛС согласно (2)

$$t_{c6\pi i}(t_{\rm H,p}) = \frac{\sqrt{\prod_{ui}^{2}(t_{\rm H,p}) - d_{c6\pi i}^{2}(t_{\rm H,p})}}{V_{otH ui}(t_{\rm H,p})},$$
(37)

где  $d_{cблi}(t_{H,p})$  определяется выражениями (35), (36), а  $V_{oth wi}(t_{H,p})$  – соотношениями (33), (34).

Соответственно, время  $t_{\Gamma OCi}(t_{\rm h.p})$  достижения *i*-м ВС границы области столкновения в соответствии с (18) вычисляется по формуле

$$t_{\Gamma OC\,i}(t_{\rm H,p}) = t_{c \delta \pi i}(t_{\rm H,p}) - \frac{\sqrt{R_{\rm cT}^2 - d_{c \delta \pi i}^2(t_{\rm H,p})}}{V_{\rm oth \ W}(t_{\rm H,p})}, \qquad (38)$$

где  $t_{coni}(t_{H,p})$  определяется выражением (37).

Показатель  $t_{\rm Bi}(t_{\rm H,p})$ , как отмечалось ранее, определяется выражением

$$t_{\rm Bi}(t_{\rm H,p}) = \frac{\mathcal{I}_{\rm Wi}(t_{\rm H,p})}{\left|\dot{\mathcal{I}}_{\rm Wi}(t_{\rm H,p})\right|}.$$
(39)

Как следует из (33)–(38), для вычисления показателей  $d_{c\delta ni}(t_{H,p})$ ,  $t_{c\delta ni}(t_{H,p})$ ,  $t_{\Gamma OCi}(t_{H,p})$  необходимо определить параметр  $\Omega^2_{ap \, ui}(t_{H,p})$ , предварительно вычислив проекции  $\Omega_{ayui}(t_{H,p})$  и  $\Omega_{azui}(t_{H,p})$  вектора угловой скорости  $\vec{\Omega}_{aui}(t)$  вращения антенной СК  $OX_aY_aZ_a$  вокруг ЦМ самолета относительно нормальной СК.

Угловая скорость  $\overline{\Omega}_{aui}(t)$  обусловлена как угловыми перемещениями *i*-го BC относительно связанной CK, которые характеризуются углами  $\phi_{\Gamma ui}(t)$  и  $\phi_{Bui}(t)$  и соответствующими угловыми скоростями  $\omega_{\Gamma ui}(t)$  и  $\omega_{Bui}(t)$ , так и вращением связанной CK *OXYZ* относительно нормальной CK *OXgYgZg*, описываемым углами Эйлера: крена  $\gamma(t)$ , тангажа  $\vartheta(t)$  и рыскания  $\psi(t)$ .

Можно показать [8], что при  $t = t_{\text{н.p}}$  параметры  $\Omega_{\text{аун}i}(t_{\text{н.p}})$  и  $\Omega_{\text{агн}i}(t_{\text{н.p}})$  определяются выражениями

$$\Omega_{ayui}(t_{H,p}) = \omega_{\Gamma ui}(t_{H,p}) + \cos \varphi_{Bui}(t_{H,p}) \omega_{yu}(t_{H,p}) - 
- \sin \varphi_{Bui}(t_{H,p}) \omega_{xu}(t_{H,p}), \quad \Omega_{azui}(t_{H,p}) = 
= \cos \varphi_{\Gamma ui}(t_{H,p}) \omega_{Bui}(t_{H,p}) + 
+ \sin \varphi_{\Gamma ui}(t_{H,p}) \cos \varphi_{Bui}(t_{H,p}) \times 
\times \omega_{xu}(t_{H,p}) + \sin \varphi_{\Gamma ui}(t_{H,p}) \sin \varphi_{Bui}(t_{H,p}) \omega_{yu}(t_{H,p}) +$$
(40)

$$\cos \varphi_{\mathrm{ru}\,i}(t_{\mathrm{h.p}})\omega_{\mathrm{zu}}(t_{\mathrm{h.p}}),$$

РАДИОТЕХНИКА И ЭЛЕКТРОНИКА том 66 № 12 2021

если отсчет углов бортовых пеленгов в БРЛС осуществляется относительно осей связанной СК, и выражениями

$$\Omega_{ayui}(t_{H,p}) = \omega_{\Gamma ui}(t_{H,p}) + \cos \varphi_{B ui}(t_{H,p}) \psi_{u}(t_{H,p}), 
\Omega_{azui}(t_{H,p}) = \cos \varphi_{\Gamma ui}(t_{H,p}) \omega_{B ui}(t_{H,p}) + (41) 
+ \sin \varphi_{\Gamma ui}(t_{H,p}) \sin \varphi_{B ui}(t_{H,p}) \psi_{u}(t_{H,p}),$$

если отсчет углов выполняется относительно осей стабилизированной по крену и тангажу СК; здесь  $\omega_{xu}(t_{\text{H,p}}), \omega_{yu}(t_{\text{H,p}}), \omega_{zu}(t_{\text{H,p}}) - измеренные значения угловой скорости самолета на оси связанной СК.$ 

Проекции  $\omega_{xu}(t_{H,p})$ ,  $\omega_{yu}(t_{H,p})$  и  $\omega_{zu}(t_{H,p})$  связаны с измеренными значениями углов крена  $\gamma(t)$ , тангажа  $\vartheta(t)$  и рыскания  $\psi(t)$  и их производных  $\dot{\gamma}(t) = d\gamma(t)/dt$ ,  $\dot{\vartheta}(t) = d\vartheta(t)/dt$ ,  $\dot{\psi}(t) = d\psi(t)/dt$  при  $t = t_{H,p}$  соотношениями

$$\begin{split} \omega_{xu}(t_{\rm H,p}) &= \gamma_{\rm u}(t_{\rm H,p}) + \psi_{\rm u}(t_{\rm H,p}) \sin \vartheta_{\rm u}(t_{\rm H,p}), \\ \omega_{yu}(t_{\rm H,p}) &= \dot{\vartheta}_{\rm u}(t_{\rm H,p}) \sin \gamma_{\rm u}(t_{\rm H,p}) + \\ &+ \dot{\psi}_{\rm u}(t_{\rm H,p}) \cos \vartheta_{\rm u}(t_{\rm H,p}) \cos \gamma_{\rm u}(t_{\rm H,p}), \\ \omega_{zu}(t_{\rm H,p}) &= \dot{\vartheta}_{\rm u}(t_{\rm H,p}) \cos \gamma_{\rm u}(t_{\rm H,p}) - \\ &- \dot{\psi}_{\rm u}(t_{\rm H,p}) \cos \vartheta_{\rm u}(t_{\rm H,p}) \sin \gamma_{\rm u}(t_{\rm H,p}). \end{split}$$
(42)

Таким образом, для расчетного момента времени  $t = t_{\text{н.p}}$  получены все необходимые соотношения для определения показателей  $d_{\text{сбл}i}(t_{\text{н.p}})$ ,  $t_{\text{сбл}i}(t_{\text{н.p}})$ ,  $t_{\text{ГОС}i}(t_{\text{н.p}})$  и  $t_{\text{в}i}(t_{\text{н.p}})$  (соответственно формулы (35), (37), (38) и (39)). Это позволяет выполнить ранжирование ВС по степени опасности столкновения с самолетом-носителем БРЛС в полном соответствии с предложенным способом четырехэтапного ранжирования с использованием четырех экстремальных критериев (4), (10), (17) и (22). При этом необходимо предварительно вычислить параметры  $\mu_i(t_{\text{н.p}})$ ,  $\Omega_{\text{ар и}i}^2(t_{\text{н.p}})$  и  $V_{\text{отн и}i}(t_{\text{н.p}})$  соответственно по формулам (36), (34) с учетом (40) или (41) и (33).

Результаты ранжирования ВС по степени опасности столкновения с самолетом-носителем БРЛС, полученные на первых трех этапах, используются при определении целесообразных маневров уклонения от столкновения, формировании сигналов управления самолетом, а также для индикации экипажу данных о воздушной обстановке. Использование результатов ранжирования ВС на дополнительном, четвертом этапе позволяет более оперативно реагировать на возможные изменения в воздушной обстановке в случае совершения воздушными судами маневров, в частности в целях предотвращения попадания ВС в зоны опасных метеообразований.

Следует отметить, что периодичность проведения ранжирования зависит от времени жизни выбранной гипотезы относительного движения цели и защищаемого самолета, которое, как правило, составляет доли от времени соответствующего цикла работы БРЛС.

#### ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Рассмотренный материал позволяет сделать следующие выводы.

Благодаря использованию четырех экстремальных критериев и процедур четырехэтапного ранжирования предложенный способ по сравнению с другими обеспечивает более высокую достоверность принятия правильного решения о степени опасности того или иного ВС в условиях интенсивного воздушного движения.

Согласно предложенному способу ранжирования решение по определению наиболее опасного конфликтующего ВС выносится на основе данных последовательности (19). Наиболее опасным в ряду (20) является ВС, которому в (19) соответствует минимальное значение показателя  $t_{\Gamma OC mn}(t_{H,p})$ ; с ростом индекса *n* степень опасности *m*-го конфликтующего ВС уменьшается.

Предложенный способ ранжирования BC базируется на результатах измерений (оценивания) координат и параметров движения воздушных судов БРЛС, функционирующей в режиме МЦС. В данном режиме может осуществляться одновременное сопровождение большого числа BC, что особенно важно для создания перспективных автономных СПС.

Для реализации четырехэтапного ранжирования воздушных судов по степени опасности столкновения необходимо для каждого *i*-го ВС измерить дальность Д<sub>иі</sub>, скорость ее изменения  $\dot{\Pi}_{{}_{\!\!\mathrm{H}\,i}}$ , бортовые пеленги  $\phi_{{}_{\!\!\mathrm{F}\!u\,i}}$  и  $\phi_{{}_{\!\!\mathrm{B}\!u\,i}}$  ВС в азимутальной и угломестной плоскостях соответственно, а также угловые скорости ω<sub>ги</sub>, и ω<sub>ви</sub>. Кроме того, должны быть измерены углы крена γ, тангажа θ и рыскания  $\Psi$ , а также соответствующие производные  $\dot{\gamma}, \dot{\vartheta}, \dot{\psi}$ . При этом параметры Д<sub>и*i*</sub>,  $\dot{Д}_{\mu i}, \phi_{\Gamma \mu i}, \phi_{в \mu i},$ ω<sub>гиі</sub> и ω<sub>виі</sub> непосредственно измеряются (оцениваются) БРЛС, а параметры ү, ϑ, ψ, γ, ϑ и ψ – штатной инерциальной навигационной системой, благодаря чему не накладывается ограничений на возможности практической реализации предложенного способа ранжирования ВС.

#### ФИНАНСИРОВАНИЕ РАБОТЫ

Работа выполнена при финансовой поддержке Российского фонда фундаментальных исследований (проект № 19-08-00060-а).

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- 1. *Топин В.А.* Глобальное АЗН-В. Научно-техническая информация. Сер. Авиационные системы. М.: НИЦ ГосНИИАС, 2014. № 4. С. 42.
- Меркулов В.И., Верба В.С., Ильчук А.Р., Кирсанов А.П. Автоматическое сопровождение целей в РЛС интегрированных авиационных комплексов. Т. 3. Многоцелевое сопровождение. М.: Радиотехника, 2018.
- Радиолокационные системы многофункциональных самолетов. Т. 1. РЛС – информационная основа боевых действий многофункциональных самолетов. Системы и алгоритмы первичной обработки радиолокационных сигналов / Под ред. А.И. Канащенкова и В.И. Меркулова. М.: Радиотехника, 2006.
- Белкин А.М., Миронов Н.Ф., Рублев Ю.И., Сарайский Ю.Н. Воздушная навигация: Справочник. М.: Транспорт, 1988.
- 5. *Kochenderfer M.J., Holland J.E., James P. //* Lincoln Laboratory J. 2012. V. 19. № 1. P. 17.
- Lacher A.R., Maroney D.R., Zeitlin A.D. // Proc. the USA/FAA Air Traffic Management R&D Seminar 2007. Barcelona. 2–5 Jul. Washington: FAA/Eurocontrol, 2007. P. 402.
- Temizer S., Kochenderfer M.J., Kaelbling L.P. et al. // Proc. Amer. Inst. Aeronautics and Astronautics (AIAA) Guidance, Navigation, and Control Conf. Toronto. 2–5 Aug. 2010. Reston: AIAA, 2010. P. 8040.
- Современное состояние и перспективы развития беспилотных авиационных систем XXI в. Аналитический обзор по материалам зарубежных информационных источников / Под ред. Е.А. Федосова. М.: ГосНИИАС, 2012.
- 9. Верба В.С., Богачев А.С., Меркулов В.И., Михеев В.А. // Радиотехника. 2018. № 2. С. 69.
- Авиационные системы радиоуправления / Под ред. В.И. Меркулова. М.: Изд. ВВИА им. проф. Н.Е. Жуковского, 2008.
- Ярлыков М.С., Богачев А.С., Меркулов В.И., Дрогалин В.В. Радиоэлектронные комплексы навигации, прицеливания и управления вооружением летательных аппаратов. Т. 2. Применение авиационных радиоэлектронных комплексов при решении боевых и навигационных задач / Под ред. М.С. Ярлыкова. М.: Радиотехника, 2012.
- 12. Верба В.С., Меркулов В.И., Пляшечник А.С. // Успехи совр. радиоэлектроники. 2020. Т. 74. № 9. С. 5.

## ТЕОРИЯ И МЕТОДЫ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ

УДК 004.85

# ОПТИМИЗАЦИЯ ОБУЧЕНИЯ СВЕРТОЧНЫХ НЕЙРОННЫХ СЕТЕЙ ПРИ РАСПОЗНАВАНИИ ИЗОБРАЖЕНИЙ С НИЗКОЙ ПЛОТНОСТЬЮ ТОЧЕК

© 2021 г. В. В. Зиядинов<sup>*a*</sup>, П. С. Курочкин<sup>*a*</sup>, М. В. Терешонок<sup>*a*, *b*, \*</sup>

<sup>а</sup>Московский технический университет связи и информатики, ул. Авиамоторная, 8а, Москва, 111024 Российская Федерация <sup>b</sup>Московский физико-технический институт (национальный исследовательский университет), Институтский пер., 9, Долгопрудный, Московская обл., 141701 Российская Федерация

\**E-mail: m.v.tereshonok@mtuci.ru* Поступила в редакцию 24.06.2021 г. После доработки 23.07.2021 г. Принята к публикации 25.07.2021 г.

Предложены методы оптимизации структуры сверточной нейронной сети, применяемой для распознавания изображений с низкой плотностью точек, с целью ускорения обучения и распознавания новых изображений, а также уменьшения ресурсоемкости процедур обучения и распознавания. Оптимизированная нейронная сеть показала значительное повышение скорости работы без потери точности распознавания изображений с низкой плотностью точек, а также существенно сниженную тенденцию к переобучению.

DOI: 10.31857/S0033849421120202

#### **ВВЕДЕНИЕ**

В настоящее время сверточные нейронные сети все чаще используют для решения задач распознавания сигналов и изображений различной физической природы [1—3], что в дальнейшем может быть использовано для решения множества прикладных задач (например, проблем с автомобильными пробками, в медицине). Современная цифровая обработка сигналов уже неотделима от применения искусственных нейронных сетей [4]. Как правило, современные структуры сверточных нейронных сетей из-за своей высокой сложности подразумевают высокую вычислительную сложность при ее обучении и распознавании новых объектов.

Реализация подобных сетей на традиционной аппаратной платформе с использованием графических процессоров для научных вычислений общего назначения (например, Nvidia Tesla и т.п.) отличается весьма значительным энергопотреблением [5, 6]. Наиболее перспективной с точки зрения энергопотребления представляется реализация сверточных нейронных сетей большой размерности на сверхпроводниковой аппаратной платформе [7, 8]. Сверхпроводниковая реализация также позволит повысить тактовые частоты функционирования нейровычислителей без повышения тепловыделения, что приведет к повышению общего быстродействия [9, 10].

Цель данной статьи — проанализировать способы оптимизации сверточной нейронной сети с целью увеличения продуктивности вычислительных процессов. В качестве примера рассмотрена прикладная задача распознавания типов взаимного расположения абонентов сетей мобильной связи, сводящаяся к распознаванию изображений с низкой плотностью точек. При выборе способов оптимизации учтены особенности реализации подобной оптимизации на перспективных аппаратных платформах.

В работе [11] были предложены автоматизированные методы анализа информации, передающейся в служебных командах управления сетей мобильной связи, позволяющие с высокой точностью находить устойчивые группы абонентов с целью оценки и прогнозирования деятельности участников массовых мероприятий. В работе [12] рассмотрен широкий класс типов взаимного расположения абонентов сетей мобильной связи, создана математическая модель, которая позволяет генерировать изображения с низкой плотностью точек, описывающие эти типы взаимного расположения абонентов и формирующие репрезентативные обучающие и контрольные выборки для обучения и тестирования сверточной нейронной сети. В то же время в работе [12] отмечены недостатки предложенной нейронной сети, включающие в себя эффект переобучения и высокую ре-



Рис. 1. Эффект переобучения искусственной нейронной сети: *1* – проверочная выборка, *2* – обучающая выборка, область I – недообучение, область II – переобучение, стрелкой показано минимальное значение ошибки проверочной выборки.

сурсоемкость процесса обучения и распознавания, обусловленную большим числом слоев и нейронов в них.

Данная статья посвящена преодолению трудностей с переобучением и ресурсоемкостью нейронной сети, предложенной в работе [12].

#### 1. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Анализ результатов, полученных в работе [12] с использованием классической структуры сверточной нейронной сети [13], показывает, что наибольшая вероятность правильного распознавания составила 0.972. Минимальное значение ошибки распознавания проверочной выборки было получено на шестой эпохе и составило 0.128, на последующих эпохах обучения выявлен рост ошибки распознавания проверочной выборки. В данном случае заметен рост ошибки при распознавании данных из проверочной выборки, а точность классификации обучающей выборки при этом растет, что указывает на эффект переобучения полученной сверточной нейронной сети (рис. 1). Нейронная сеть "запоминает" обучающую выборку, и дальнейшее ее обучение не даст повышения качества работы [14, 15]. Более того, подобный результат может означать избыточность конфигурации нейронной сети, что помимо переобучения ведет также к нерациональному использованию вычислительных ресурсов. Данное обстоятельство требует дальнейшего анализа путей возможной оптимизации сверточной нейронной сети с целью улучшения качества ее работы, ускорения как обучения, так и распознавания новых данных.

#### 2. РЕГУЛЯРИЗАЦИЯ ВЕСОВЫХ КОЭФФИЦИЕНТОВ

Эффект переобучения состоит в точном запоминании сетью параметров обучающей выборки, а не в выявлении основных информативных признаков, получаемых благодаря обобщающей способности сети. Точность классификации проверочной выборки при переобучении не растет изза отличия новых данных от использованных для обучения и фактически запомненных нейронной сетью, а в некоторых случаях падает. Для борьбы с этим эффектом существует несколько методов: оптимизация количества скрытых слоев, регуляризация весовых коэффициентов при обучении, поиск оптимальных параметров обучения сети.

Для борьбы с переобучением наиболее эффективным является метод добавления L2-регуляризации [16, 17]. Данный метод регуляризации заключается в ограничении и уменьшении очень больших весовых коэффициентов на отношение суммы квадратов весовых коэффициентов. Регуляризация L2 имеет следующую формулу:

$$R(\boldsymbol{\omega}) = \|\boldsymbol{\omega}\|_2^2 = \sum_{i=1}^d \omega_i^2$$

Регуляризация позволяет выделить наиболее информативные признаки в обучающей выборке, а наименее эффективные убрать или снизить их влияние, что увеличивает качество обучения нейронной сети.

В данной работе было проведено имитационное моделирование с целью исследования влияния L2-регуляризации и ее коэффициентов на подавление эффекта переобучения. Исследовалось влияние L2-регуляризации и разными коэффициентами.

Применение регуляризации позволило значительно снизить ошибку распознавания проверочной выборки. Итоговые графики обучения приведены на рис. 2.

Анализ графиков обучения сети позволяет сделать вывод о том, что применение L2-регуляризации с коэффициентом 0.0001 достаточно эффективно подавляет рост ошибки распознавания проверочной выборки с увеличением числа эпох обучения. Это в свою очередь свидетельствует о применимости L2-регуляризации для избавления от эффекта переобучения нейронной сети при распознавании изображений с низкой плотностью точек. Использование L2-регуляризации также уменьшает количество эпох обучения, необходимых для достижения высокой точности классификации.

В то же время L2-регуляризация не производит положительного влияния на ресурсоемкость нейронной сети и ее быстродействие. Для повышения быстродействия целесообразно использовать методы структурной оптимизации. Для этого был проведен анализ структуры сети, предложенной для распознавания типов взаимного расположения абонентов сетей мобильной связи, представленных изображениями с низкой плотностью точек в работе [12].

#### 3. ОПТИМИЗАЦИЯ СТРУКТУРЫ НЕЙРОННОЙ СЕТИ

В описанной в работе [12] сверточной нейронной сети была использована структура, представленная на рис. 3.

Основные вычислительные слои разделяются на два основных вида (подвыборочные и сверточные), модели будет свойственна "бипирамидальная" характеристика [13]. Данная характеристика описывается таким образом, что на каждом сверточном и подвыборочном слое количество карт признаков увеличивается с уменьшением разрешения каждой из карт относительно предыдущего слоя. Смысл свертки, следующей после подвыборки, состоит в том, чтобы "упростить" более "сложную" карту признаков. Описанная структура слоев повторяется до получения матриц меньшей размерности.

С целью уменьшения времени, затрачиваемого на обработку изображения, были предприняты меры по оптимизации структуры нейронной сети. На одном из первых этапов было решено увеличить размер ядра свертки. В описанной в работе [12] нейронной сети все сверточные слои имели размер ядра 3 × 3 пикселя. Так как исходное изображение содержало лишь маркеры положения объекта, расстояние между которыми было в несколько пикселей (от пяти до нескольких десятков), размеры ядра сверток были увеличены до размера 5 × 5, за исключением последнего блока. Дальнейшее увеличение размеров ядра свертки увеличивает вычислительные затраты, что уменьшает скорость работы сети без значимого повышения качества ее работы.

Изначально описанная нейронная сеть имела пять блоков, выполняющих операции свертки и понижения размерности. Все блоки содержали сверточные слои с размером ядра свертки 3 × 3 и количеством фильтров 64, 128, 256, 512, 1024 соответственно. Визуализация промежуточных результатов обработки изображения показала, что большинство из фильтров не содержат в себе полезной информации (матрицы полностью состояли из нулей, что на рис. 4 показано черным цветом), а фильтры, которые содержали информацию, часто дублировали друг друга (на рис. 4 во множестве фильтров записан одинаковый клиновидный образ, соответствующий одному и тому же типу изображения [12]). Поэтому было решено сократить количество блоков до четырех, количество филь-



**Рис. 2.** Зависимости точности классификации (а) и значения ошибок сети (б) для обучающих (кривые *1*) и тестовых (кривые *2*) выборок для классической нейронной сети с применением L2-регуляризации от номера эпохи обучения; кружочками на кривых *2* обозначены минимальные и максимальные значения.

тров – до 16, 32, 64 и 128 соответственно (рис. 5), а также убрать некоторые наименее необходимые слои нейронной сети для ускорения ее работы. Все это позволило значительно снизить вычислительные затраты на обработку изображения без существенной потери точности классификации.

Был проведен анализ функций различных слоев сети, их влияния на общий результат работы, на быстродействие сети и реальную необходимость их использования.

В исходной сети применялись следующие функции и слои.

1. "Дополнение нулями" (*англ*. Zero Padding [18]). Этот слой служит для сохранения удобной размерности матрицы после процедуры свертки.

При применении свертки с размером фильтра больше 1 × 1 размерность выходного слоя будет меньше, чем входного, так как число возможных положений фильтра меньше, чем размерность входного изображения. На рис. 6 показан пример реализации свертки. По входному изображению (см. рис. 6а) фильтр (см. рис. 6б) проходит с рав-



Рис. 3. Изначальная структура нейронной сети, использовавшаяся для обучения.



**Рис. 4.** Визуализация карт признаков слоя обученной нейронной сети классического варианта с 256 фильтрами. Полностью незначимые фильтры показаны черным цветом.



**Рис. 5.** Визуализация карт признаков слоя обученной нейронной сети предложенного варианта с 64 фильтрами. Количество повторяющихся образов по сравнению с исходным вариантом, приведенным на рис. 4, снижено. Полностью незначимые фильтры отсутствуют.



Рис. 6. Принцип свертки: а – входное изображение, б – фильтр, в – выходное изображение.

			(a)				_		(б)			(B)		
0	0	0	0	0	0	0	(	0.79	0.99	0.12	0.14			
0	0.7	0.5	0.3	0.2	0.5	0	(	0.45	0.63	0.35				
0	0	0.1	0.2	0.1	0.2	0		0.23	0.94	0.51				
0	0.4	0.6	0.5	0.2	0.3	0								
0	0.9	0.7	0.5	0.3	0.6	0								
0	1.0	0.8	0.9	0.8	0.7	0						-	-	-
0	0	0	0	0	0	0								

**Рис.** 7. Принцип работы слоя дополнения нулями (Zero Padding): а – входное изображение (см. рис. 6) с "дополнительными нулями", б – фильтр (см. рис. 6), в – выходное изображение.

ным шагом и получаются значения следующего слоя (см. рис. 6в). При применении фильтра 3 × 3 размерность выходной матрицы уменьшается относительно размерности входного изображения. Чтобы избежать изменения размерности слоя, входное изображение изменяют таким образом, чтобы выходной слой был той же размерности, что и изначальное изображение. Входное изображение "расширяют", к его краям добавляют группу пикселей, заполненных нулями. Размерность входного изображения увеличивается, соответственно, увеличивается размерность выходного слоя (рис. 7). "Дополнение нулями" производится таким образом, чтобы итоговая размерность выходного слоя была равна или кратна размерности изначального входного слоя.

Как видно из рис. 8, значимая часть изображения расположена в центре изображения, крайние пиксели имеют значение 0, т.е. черный цвет (цвет изображения инвертирован). Соответственно, в применении функции "дополнения нулями" нет строгой необходимости.

2. Пакетная нормировка. Структура глубокой нейронной сети содержит слои пакетной нормировки (Batch Normalization) после каждого сверточного слоя, которые выполняют линейную операцию пакетной нормировки [19]. Так как добавление весов смещения в сверточных слоях также является линейной операцией, а слой нормировки имеет собственный параметр смещения β, было решено не использовать их, тем самым вдвое сократив количество операций сложения.



Рис. 8. Примеры изображений в обучающих выборках.

	(8	(6	5)		
0.79	0.82	0.22	0.35	0.82	0.35
0.41	0.52	0.21	0.12	0.93	0.92
0.54	0.11	0.92	0.54		
0.84	0.93	0.43	0.52		

**Рис. 9.** Принцип работы подвыборки максимальных значений (Max Pooling). Из группы пикселей входного слоя (а) выбираются наибольшие значения и передаются в выходной слой (б).

3. Применение активационной функции. В описанной сети использовалась функция ReLU – "полулинейный элемент" [20]; использование такой активационной функции обеспечивает высокую скорость обучения сети и не нуждается в дальнейших модификациях.

4. Свертка (в описанной в работе [12] сверточной нейронной сети сверточный слой сохранял размерность матрицы) и подвыборка максимальных значений (Max Pooling) — выбор максимального значения среди значений внутри фильтра, накладываемого на входной слой (рис. 9). Операция подвыборки максимальных значений уменьшает размерность слоя в два раза, так как фильтр имел размерность 2 × 2, а положение фильтра выбиралось таким образом, чтобы оно не накладывалось на предыдущие положения. Примененный слой подвыборки максимальных значений удаляет часть параметров и, соответственно, имеет свои "потери". Данный слой выбирает максимальное значение во входном слое в пределах некоторого фильтра, но не оставляет вероятного наиболее значимого. Также подвыборка максимальных значений требует больших вычислительных ресурсов, что значительно замедляет обучение сети и распознавание образов с ее помощью. Все изображения имеют размерность 256 × 256 пикселей.

Для сохранения эффекта уменьшения размерности изображения было решено использовать смещение фильтра свертки на значение S, отличное от единицы (S = 4, S = 2 для различных слоев) таким образом, чтобы размерность выходного слоя свертки была в  $2^n$  раз меньше, чем размерность входного слоя. Это позволяет объединять близлежащие объекты в небольшие группы, что способствует лучшей интерпретации сетью их расположения относительно друг друга.

## ОПТИМИЗАЦИЯ ОБУЧЕНИЯ СВЕРТОЧНЫХ НЕЙРОННЫХ СЕТЕЙ

Breng padoth	Структ	Выигрыш раз		
Бремя работы	классическая [13]	предложенная	Бымгрыш, раз	
Одна эпоха обучения, с	~692	~42	16.48	
Распознавание 1000 примеров, с	945.94	4.02	235.31	

#### Таблица 1. Сравнение быстродействия сетей с изначальной и итоговой структурой

#### Таблица 2. Сравнение характеристик сетей с новой и старой структурой

	Структура сети						
Показатель	классический вариант [13]	классический вариант с L2-регуляризацией	предложенный вариант				
Число эпох обучения до достижения точности 0.97	22	21	2				
Время, затраченное на обучение для достижения точности 0.97, с	15224	14532	82				
Отношение ошибки на поздней эпохе к минимальной ошибке	2.75	1.3	1.55				
Минимальная достигнутая ошибка	0.133	0.158	0.058				
Максимальная достигнутая точность классификации проверочной выборки	0.972	0.972	0.988				

## 4. ОБСУЖДЕНИЕ ПОЛУЧЕННЫХ РЕЗУЛЬТАТОВ

Итоговая сверточная нейронная сеть обладает следующей структурой: чередуются слои свертки и функции активации. Первый сверточный слой уменьшает размерность слоя с 256 × 256 пикселей до 64 × 64 пикселей. Данное резкое изменение размерности связано с возможностью "сжать" достаточно крупные элементы изображения без потери информативности. Функции активации оптимизируют работу нейросети и ускоряют ее обучение. Перед реализацией выходных слоев данная структура (свертка-нормализация-функция активации) повторяет себя четыре раза. Описанная оптимизация позволила ускорить обучение нейросети без потери точности классификации изображений обученной нейронной сетью. В табл. 1 представлены результаты сравнительного анализа быстродействия классической [13] и предложенной нейронной сети в режиме обучения и в режиме распознавания. Анализ таблицы позволяет заключить, что предложенная структура нейронной сети существенно (от десятков до сотен раз) повышает быстродействие и снижает требования к вычислительному ресурсу.

Графики обучения оптимизированной нейронной сети приведены на рис. 10. Из графиков обучения видно, что предложенная структура позволила не только оставить на прежнем уровне качество обучения и распознавания, но и дополнительно снизить влияние эффекта переобучения, что указывает на избыточность классической структуры для решения поставленной прикладной задачи.

Итоговые характеристики сетей с новой и старой структурой, описывающие быстродействие и качество обучения, приведены в табл. 2. Из анализа таблицы следует, что полученная оптимизированная сверточная нейронная сеть требует существенно меньше времени и ресурсов на обучение, чем использовавшаяся изначально. Также из рис. 10 и табл. 2 видно, что значение ошибки распознавания проверочной выборки значительно ниже, что свидетельствует о более высоком качестве и продуктивности обучения сети.



**Рис. 10.** Зависимости точности классификации (а) и значения ошибок сети (б) для обучающих (кривые *I*) и тестовых (кривые *2*) выборок для оптимизированной нейронной сети от номера эпохи обучения: кружочками на кривых 2 обозначены минимальные и максимальные значения.

#### ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Предложен подход, позволяющий решить проблему переобучения нейронной сети при распознавании изображений с низкой плотностью точек, а также существенно повысить быстродействие без существенного снижения качества распознавания образов.

Комбинированный метод сокращения числа нейронных связей, вносящих малый вклад в работу сети, и L2-регуляризации также может быть использован при решении целого ряда задач распознавания изображений с низкой плотностью точек, представляющих распознаваемые объекты, в том числе при распознавании текстов, автомобильных регистрационных знаков и в других подобных приложениях.

#### ФИНАНСИРОВАНИЕ РАБОТЫ

Работа выполнена при финансовой поддержке Российского научного фонда (проект № 18-72-10118).

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- 1. *Соломенцев Я.К., Чочиа П.А.* // Информационные процессы. 2020. Т. 20. № 2. С. 95. http://www.jip.ru/2020/95-103-2020.pdf
- Ghadimi G., Norouzi Y., Bayderkhani R. et al. // J. Commun. Technol. Electronics. 2020. 65. № 10. P. 1179.
- 3. Акиньшин Н.С., Потапов А.А., Быстров Р.П. и др. // РЭ. 2020. Т. 65. № 7. С. 705.
- 4. *Назимов А.И., Павлов А.Н.* // РЭ. 2012. Т. 57. № 7. С. 771.
- 5. *Merolla P.A., Arthur J.V., Alvarez-Icaza R. et al.* // Science. 2014. V. 345. № 6197. P. 668.
- 6. *Akopyan F., Sawada J., Cassidy A. et al.* // IEEE Trans. 2015. V. CAD-34. № 10. P. 1537.
- Schegolev A.E., Klenov N.V., Soloviev I.I., Tereshonok M.V. // Beilstein J. Nanotechnology. 2016. V. 7. P. 1397.
- Schneider M.L., Donnelly C.A., Russek S.E. // J. Appl. Phys. 2018. V. 124. № 16. P. 161102.
- Soloviev I.I., Schegolev A.E., Klenov N.V. et al. // J. Appl. Phys. 2018. V. 124. № 15. P. 152113.
- 10. Schegolev A.E., Klenov N., Soloviev I., Tereshonok M. // Supercond. Sci. Technol. 2021. V. 34. № 1. P. 15006.

- 11. *Терешонок М.В., Рауткин Ю.В.* // Вопр. кибербезопасности. 2018. № 3(27). С. 70.
- 12. Зиядинов В.В., Терешонок М.В. // Т-Сотт. 2021. Т. 15. № 4. С. 49.
- 13. *Haykin S.* Neural Networks and Learning Machines. Upper Saddle River: Pearson Education Inc., 2009.
- 14. *Smith M.K.* Common Mistakes in Using Statistics. Austin: Univ. of Texas 2020. http://www.ma.utexas.edu/users/mks/statmistakes/ovefitting.html.
- 15. Burnham K.P., Anderson D.R. Model Selection and Multimodel Inference: A Practical Information -Theoretic Approach. N.Y.: Springer, 1998.

- Oppermann A. // Al Wiki. Deep Learning Academy 2019. https://www.deeplearning-academy.com/p/aiwiki-regularization.
- Peixeiro M. // Towards Data Science. 2019. https://towardsdatascience.com/how-to-improve-a-neural-network-with-regularization-8a18ecda9fe3.
- Zero Padding in Convolutional Neural Networks Explained. 2018. https://deeplizard.com/learn/vid-eo/qSTv\_m-KFk0.
- 19. *Ioffe S.*, *Szegedy C.* // Proc. Machine Learning Research. 2015. V. 37. P. 448.
- Nair V., Hinton G.E. // Proc. 27th Int. Conf. Machine Learning (ICML 2010). Haifa. 21–24 Jun. Stroudsburg: Int. Machine Learning Soc., 2010. V. 1. P. 807. https:// www.cs.toronto.edu/~hinton/absps/reluICML.pdf.

РАДИОТЕХНИКА И ЭЛЕКТРОНИКА, 2021, том 66, № 12, с. 1216–1223

## – РАДИОФИЗИЧЕСКИЕ ЯВЛЕНИЯ В ТВЕРДОМ ТЕЛЕ И ПЛАЗМЕ

УДК 537.624;537.632

# ВЛИЯНИЕ ОДНОРОДНОСТИ МАГНИТНОГО ПОЛЯ, НАМАГНИЧИВАЮЩЕГО ФЕРРИТОВУЮ ПЛЕНКУ, НА ТОЧНОСТЬ ИЗМЕРЕНИЯ ХАРАКТЕРИСТИК СПИНОВЫХ ВОЛН

© 2021 г. С. В. Герус<sup>*a*, \*</sup>, Э. Г. Локк<sup>*a*</sup>, А. Ю. Анненков<sup>*a*</sup>

<sup>а</sup> Фрязинский филиал Института радиотехники и электроники им. В.А. Котельникова РАН, пл. Введенского, 1, Фрязино, Московская обл., 141196 Российская Федерация

> \**E-mail: sgerus@yandex.ru* Поступила в редакцию 29.07.2020 г. После доработки 04.02.2021 г. Принята к публикации 11.02.2021 г.

Разработана магнитная система для создания стационарного однородного магнитного поля в протяженной области пространства между полюсами магнита, используемого в установке по исследованию характеристик спиновых волн. На основе расчетов и последующих измерений показано, что использование в магните кольцевых наконечников с определенными параметрами позволяет в несколько раз увеличить размеры пространственной области с высокой однородностью магнитного поля. На основе фурье-анализа распределения амплитуды спиновых волн установлено, что повышение однородности магнитного поля в системе за счет использования кольцевых наконечников в несколько раз увеличивает точность измерения волнового числа. Обнаружено расщепление первой моды обратной объемной спиновой волны на моды-сателлиты, возбуждающиеся в ферритовой пленке из-за наличия в ней нескольких слоев с близкими магнитными параметрами.

DOI: 10.31857/S0033849421120081

#### введение

За последние полтора десятка лет в спинволновой электронике описан ряд новых физических эффектов, а также разработано большое количество различных миниатюрных устройств с новыми параметрами и функциональными возможностями (см., например, [1–16]). Для динамичного развития этой области электроники необходимы дальнейшие исследования характеристик спиновых волн (СВ) в новых ферритовых структурах и метаматериалах, а также совершенствование уже известных методов исследования. В настоящее время эксперименты по измерению характеристик СВ проводятся, как правило, методом бриллюэновского рассеяния света на СВ (см., например, [7, 12, 14]) или методом СВЧ-зондирования [13, 17, 18], которые позволяют получить визуализированные картины, описывающие распределение амплитуды и фазы СВ в плоскости исследуемой структуры. Поскольку при использовании этих методов вблизи исследуемой ферритовой структуры должны размещаться измерительные датчики и (или) подвижные зонды, то исследуемый образец помещают посередине между полюсами стационарного двухполюсного магнита или электромагнита, где магнитное поле можно считать однородным в небольшой пространственной области. Однако в ряде случаев, например при исследовании дифракционных картин или сверхнаправленного распространения СВ в плоскости ферритовой пленки [17, 18], требуется измерять параметры СВ (амплитуду, фазу, волновое число) на достаточно большой области пленки, соответствующей размерам промышленных монокристаллических эпитаксиальных пленок железо-иттриевого граната (ЖИГ) диаметром 75 мм. Очевидно, что для осуществления этих измерений возникает необходимость создания однородного магнитного поля в пространственной области таких же размеров.

Как известно [19–21], достаточно однородное магнитное поле можно создать с помощью электрических катушек, хотя наличие в них омических потерь приводит к нестабильности созданного поля из-за их нагрева. Постоянные двухполюсные магниты создают стабильное магнитное поле, которое достаточно однородно лишь в пределах небольшого объема, причем использование наконечников в виде усеченного конуса не позволяет существенно увеличить этот объем. Известно также (см., например, [19, 20]), что две соосные радиальные катушки Гельмгольца, расположенные на расстоянии среднего радиуса друг от друга, создают внутри себя достаточно большую


**Рис. 1.** Модель магнитной системы, создающей стационарное высокооднородное магнитное поле: 1 – основание, 2 – составляющие магнита из магнитожесткого материала, 3 – конические наконечники, 4 – кольцевые наконечники. Начало декартовой системы координат находится посередине между полюсами магнита в центре оси симметрии на-конечников 3 и 4. Габаритные размеры магнитной системы равны  $644 \times 390 \times 230$  мм; D = 180 мм, d = 140 мм, h = 15.5 мм, l = 177 мм.

область однородного магнитного поля. Таким образом, можно полагать, что если к коническим наконечникам стационарного двухполюсного магнита добавить еще наконечники в виде колец, то последние увеличат однородность поля между полюсами.

В данной работе на примере двухполюсного магнита рассчитаны размеры и конфигурация таких колец для обеспечения однородности магнитного поля  $\overline{H_0}$  между полюсами магнита порядка 1% от величины  $H_0$  на площади ~80 × 80 мм<sup>2</sup>. Кроме того, ниже представлены результаты измерений, которые подтверждают повышение точности определения волнового числа СВ при использовании рассчитанных кольцевых наконечников в установке с двухполюсным магнитом.

# 1. МОДЕЛЬ МАГНИТНОЙ СИСТЕМЫ, СОЗДАЮЩЕЙ ВЫСОКООДНОРОДНОЕ МАГНИТНОЕ ПОЛЕ

На рис. 1 представлена модель магнита, использованная в расчетах. Она соответствует реальному магниту, входящему в состав экспериментальной установки по исследованию характеристик СВ методом СВЧ-зондирования. Также на рис. 1 изображены наконечники в виде колец, параметры которых предстояло рассчитать. При проведении расчетов предполагалось, что основание магнита 1, имеющее прямоугольную форму, конические наконечники 3 и кольцевые наконечники 4 выполнены из магнитомягкого железа (при изменении намагничивающего поля от 0 до 350 кА/м магнитная проницаемость меняется от 1200 до 5, индукция насыщения равна  $\sim 2$  T), а составляющие магнита 2 изготовлены из магнитожесткого материала. Считалось, что последние условно разбиты на слои с различными параметрами, варьирование которых позволит аппроксимировать параметры реального магнита, такие как величина и направление намагниченности (намагниченность насыщения находилась в диапазоне 300...450 кА/м). Расчеты проводили численным методом на основе сеточного разбиения исследуемых областей, представленных на рис. 1. В процессе расчетов необходимо было установить распределение стационарного магнитного поля внутри и вне магнита и исследовать, как параметры кольцевых наконечников (их толщина, наружный и внутренний диаметры, а также изменение формы колец на коническую) влияют на однородность магнитного поля между полюсами.

При выполнении расчетов использовали декартовую систему координат, центр которой располагался посередине между полюсами магнита (см. рис. 1). Далее для характеристики однородности магнитного поля будем использовать термин "протяженность однородной области поля"  $\Delta S$ , под которым понимаем размеры пространственной области, внутри которой максимальное



**Рис. 2.** Зависимость величины поля вдоль оси *y* (перпендикулярно вектору поля  $\overline{H_0}$ ): расчетные (кривые *1* и *2*) и экспериментальные (кривые *3* и *4*) зависимости величины магнитного поля  $H_0$  от координаты *y* (для x = 0, z = 0) при отсутствии (кривые *1* и *3*) и при наличии (кривые *2* и *4*) кольцевых наконечников с оптимальными параметрами.

изменение величины поля  $H_0$  не превышает 1% от среднего значения  $H_0$  в этой области.

Выполненные расчеты показали, что оптимальной является прямоугольная в сечении форма кольца 4, у которого внешний диаметр D равен большему диаметру наконечников 3. Было установлено, что максимально протяженную область с однородным магнитным полем между полюсами можно получить за счет вариации внутреннего диаметра колец d и их толщины h. В частности, было найдено, что с увеличением толщины кольца *h* размер однородной области поля  $\overline{H_0}$  растет в направлениях осей у и z и уменьшается в направлении оси х. Также было обнаружено, что протяженность однородной области поля  $\Delta S$  зависит от внутреннего диаметра кольца d следующим образом: с увеличением величины d (разность D - dпри этом уменьшается, так как величина D фиксирована) величина  $\Delta S$  вдоль осей у и *z* сначала увеличивается, проходит через максимум, а затем уменьшается, в то время как в направлении оси х эта протяженность изменяется противоположным образом. На основе расчетов удалось подобрать такие параметры колец — D = 180 мм, d = 140 мм и h == 15.5 мм, при которых величина  $\Delta S$  между полюсами магнита была одинаковой вдоль всех трех осей x, y и z. На рис. 2-4 приведены результаты расчетов и экспериментальных измерений распределения магнитного поля вдоль осей х и у для оптимальных значений d и h, указанных в подписи к рис. 1. Все параметры магнита подбирали таким образом, чтобы при наличии колец 4 (см. рис. 1) величина поля  $H_0$  в начале координат (т.е. в центре наиболее однородной области поля  $\overline{H_0}$ )

составляла  $H_0 = 500$  Э. Величину магнитного поля  $H_0$  измеряли с помощью прибора Ш1-8 путем перемещения его датчика вдоль пространственных координат.

# 2. РАСПРЕДЕЛЕНИЕ СТАЦИОНАРНОГО МАГНИТНОГО ПОЛЯ В ДВУХПОЛЮСНОМ МАГНИТЕ

На рис. 2, 3 представлены рассчитанные и измеренные зависимости величины магнитного поля  $H_0$  от координат *у* и *х* в плоскости z = 0 между полюсами магнита. На рис. 2 показано, как меняются рассчитанные зависимости поля  $H_0(y, x = 0, y)$ z = 0) при наличии и при отсутствии кольцевых наконечников 4. Как видно, в обоих случаях вблизи точки y = 0 поле имеет максимальное значение, спадая с увеличением абсолютных значений у. При отсутствии кольцевых наконечников 4 зависимость  $H_0(y)$  напоминает параболу, причем протяженность однородной области поля  $\Delta S$ вблизи точки y = 0 очень мала, порядка 20 мм (кривая 1). Наличие колец приводит к небольшому снижению величины поля в центре, но значительно повышает протяженность этой области, центр которой по-прежнему локализован вблизи точки y = 0 (кривая 2). Отметим, что зависимости  $H_0(z, x = 0, y = 0)$ , полученные для вертикальной плоскости, практически идентичны приведенным на рис. 2 зависимостям  $H_0(y)$ , и отличаются лишь небольшой асимметрией ~1 Э, обусловленной геометрией магнита.

На рис. 3 представлено изменение поля  $H_0$ вдоль оси x (при y = 0, z = 0). Как видно, в отсутствие кольцевых наконечников 4 максимальные значения величины Н<sub>0</sub> достигаются на внешней поверхности конических наконечников 3, а вблизи точки x = 0 поле принимает минимальное значение (кривая 1). Наличие кольцевых наконечников радикально меняет эту зависимость так, что у поверхности конических наконечников 3 поле  $H_0$ оказывается меньше, чем между полюсами магнита при x = 0, где формируется достаточно протяженная однородная область поля с незначительным изменением величины Н<sub>0</sub> на расстоянии около 85 мм (кривая 2), причем форму представленных кривых можно менять путем варьирования толщины колец h.

На рис. 2 и 3 приведены также результаты измерений, проведенные на реальном магните, который служил прототипом при выполнении расчетов (кривые 3 и 4). Наблюдаемые на рис. 2 и 3 отклонения экспериментальных кривых от расчетных связаны с отсутствием точных данных о составляющих магнит материалах, а также о распределении его намагниченности. Более того, полюса магнита обладают некоторой асимметрией, которая была не заметна при отсутствии кольце-





**Рис. 3.** Зависимость величины поля вдоль оси x (вдоль вектора поля  $\overline{H_0}$ ): расчетные (кривые 1 и 2) и экспериментальные (кривые 3 и 4) зависимости величины магнитного поля  $H_0$  от координаты x (для y = 0, z = 0) при отсутствии (кривые 1 и 3) и при наличии (кривые 2 и 4) кольцевых наконечников с оптимальными параметрами.

вых наконечников (см. кривые 1 и 3 на рис. 3), но проявилась в измерениях при их наличии (на рис. 3 не приведено), когда поле стало более однородно. Несимметричность величины  $H_0$  составила 4 Э при смещении от начала координат вдоль оси x на  $\pm 30$  мм. Эту асимметрию удалось устранить (см. кривую 4 на рис. 3), сделав предварительные расчеты, с помощью немагнитных подкладок под один из кольцевых наконечников.

На рис. 4 представлены расчетные распределения напряженности магнитного поля  $\overline{H_0}$  (линии со стрелками) и линии постоянного уровня магнитного поля в плоскости z = 0 до и после установки колец. Жирными линиями очерчена область 1, где величина поля H<sub>0</sub> отклонена от значения  $H_0$  (x = 0, y = 0, z = 0) в начале координат не более чем на  $\pm 1\%$ . В областях 2 расположены линии уровня, вдоль которых поле  $H_0$  больше значения  $H_0$  (x = 0, y = 0, z = 0), причем чем дальше от центра координат расположены линии уровня, тем большее поле  $H_0$  им соответствует. В областях 3 расположены линии уровня, вдоль которых поле  $H_0$  меньше значения  $H_0$  (x = 0, y = 0, z = 0), причем чем дальше от центра координат расположены линии уровня, тем меньшее поле  $H_0$  им соответствует. Анализ этих распределений позволяет понять механизм изменения распределения поля между полюсами магнита, в результате появления кольцевых наконечников. В отсутствие колец (рис. 4а) области высоких значений поля 2 нахо-



**Рис. 4.** Расчетное распределение напряженности магнитного поля  $\overline{H_0}$  (линии со стрелками) и линий постоянного уровня магнитного поля в плоскости z = 0 при отсутствии (а) и при наличии (б) кольцевых наконечников. Все линии уровня рассчитаны с интервалом 5 Э. Значение  $H_0$  (x = 0, y = 0, z = 0) на диаграммах (а) и (б) равно соответственно 519 и 500 Э.

дятся около конических наконечников в левой и правой частях представленных распределений. Под влиянием кольцевых наконечников (рис. 4б) происходит перераспределение линий напряженности магнитного поля, так что области больших значений поля 2 перемещаются от центра конических наконечников к кольцам, но зато в центре конических наконечников появляется область 3 с пониженным значением величины поля. В результате между полюсами магнита значительно возрастает пространство, занятое областью 1 с однородным магнитным полем<sup>1</sup>.

# 3. СРАВНЕНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК СПИНОВЫХ ВОЛН, ИЗМЕРЕННЫХ ПРИ ИСПОЛЬЗОВАНИИ МАГНИТНОЙ СИСТЕМЫ С КОЛЬЦЕВЫМИ НАКОНЕЧНИКАМИ И БЕЗ НИХ

В экспериментальных установках, предназначенных для измерения характеристик спиновых волн (CB) очень часто требуется исследовать характеристики CB в однородной ферромагнитной среде или структуре, что равносильно требованию постоянства вектора  $\overline{H_0}$  (от которого зависят параметры сред и структур) в максимально возможном объеме исследуемого образца. Ниже будет показано, что значительное увеличение области пространства, в котором поле  $\overline{H_0}$  можно считать однородным, позволяет существенно улучшить точность измерения как характеристик CB, так и параметров самой среды или структуры.

Опишем кратко преимущества описанной выше магнитной системы при ее использовании в установке по исследованию СВ методом СВЧ-зондирования [13, 17], который позволяет получать распределение амплитуды и фазы СВ в плоскости<sup>2</sup> ферритовой пластины для различных геометрий возбуждения либо дифракции СВ. Последующий фурье-анализ полученного распределения дает информацию о величине и направлении вол-

нового вектора k, которая является важнейшей характеристикой СВ. Очевидно, что чем длиннее отрезок, на котором производится фурье-анализ,

тем с большей точностью можно измерить величину k при условии, что исследуемая среда или структура однородна и однородно намагничена.

В качестве примера рассмотрим результаты двух экспериментов по измерению дисперсионных зависимостей первой моды обратной объемной СВ. В первом эксперименте двухполюсный магнит не был оснащен кольцевыми наконечниками, а во втором – эти наконечники присутствовали. В обоих экспериментах СВ определенной частоты возбуждали в ферритовой пленке ЖИГ, имеющей толщину 40 мкм и намагниченность насыщения  $4\pi M_0 = 1750$  Гс. Пленка ЖИГ была расположена в плоскости *ХУ* между полюсами магнита. СВ распространялась вдоль поля  $\overline{H_0}$  (в направлении оси *x*) и регистрировалась приемным преобразователем, перемещающимся вдоль оси *x*, так что получалась зависимость комплексной ампли-

что получалась зависимость комплексной амплитуды волны от данной координаты. В результате фурье-анализа этого распределения амплитуды для обоих экспериментов были получены зависимости фурье-амплитуды A от волнового числа k(рис. 5). На этих зависимостях имеются локальные максимумы в форме пиков, положение которых позволяет определить волновые числа мод CB, распространяющихся вдоль оси x на данной частоте.

Для первого эксперимента (выполненного без кольцевых наконечников) типичная зависимость A(k), полученная в результате фурье-анализа вдоль оси x, показана на рис. 5а. Поскольку в этом эксперименте однородность поля  $H_0$  была недостаточно высока<sup>3</sup>, то точность измерения основного пика, соответствующего волновому числу k = 150 см<sup>-1</sup>, составила  $\Delta k = 5.5$  см<sup>-1</sup> по уровню 0.5. Как видно из рисунка, кроме основного пика намечаются еще дополнительные пики, однако из-за невысокой однородности  $H_0$  выполненный фурье-анализ не позволяет в полной мере проявиться этим пикам.

Для второго эксперимента, выполненного с кольцевыми наконечниками<sup>4</sup>, типичная зависимость A(k), полученная в результате фурье-анализа вдоль оси *x*, показана на рис. 56. В этом эксперименте точность измерения основного пика, соответствующего k = 150 см<sup>-1</sup>, составила  $\Delta k = 3.1$  см<sup>-1</sup> по уровню 0.5, т.е. почти в два раза выше, чем в первом эксперименте. Благодаря высокой одно-

родности поля  $\overrightarrow{H_0}$  на рис. 56 проявились и дополнительные пики, свидетельствующие о существовании дополнительных мод CB с волновыми числами, близкими к основному пику. Можно предполо-

<sup>&</sup>lt;sup>1</sup> С точки зрения алгоритма расчета это нелинейная задача, требующая самосогласованного решения, так как при намагничивании магнитомягкого материала в нем под действием внешнего намагничивающего поля происходит последовательное изменение намагниченности в каждой точке материала в соответствии с нелинейной кривой намагничивания. Намагниченность, в свою очередь, формирует новое распределение магнитного поля, опять создающее новое распределение намагниченности, и т.д.

<sup>&</sup>lt;sup>2</sup> Отметим, что площадь зондирования может быть достаточно большой: так, при исследовании сверхнаправленного распространения СВ [13, 18], когда длина траектории волны превышала 50 мм, зондирование проводили почти вдоль всей поверхности ферритовой пластины диаметром 75 мм.

<sup>&</sup>lt;sup>3</sup> В этом случае в плоскости z = 0 на рис. 1 величина  $H_0$  изменялась в пределах 1% лишь на площади ~ 25 × 40 мм<sup>2</sup>, а за ее пределами изменялась с градиентом ~0.7...1.5 Э/мм (см. кривые 3 на рис. 2 и 3).

<sup>&</sup>lt;sup>4</sup> В этом случае в плоскости z = 0 на рис. 1 величина  $H_0$  изменялась в пределах 1% на площади ~82 × 84 мм<sup>2</sup>.



**Рис. 5.** Зависимости фурье-амплитуды *A* от волнового числа *k*, полученные в результате фурье-анализа измеренных зависимостей комплексной амплитуды обратной объемной CB вдоль оси *x* при отсутствии (а) и при наличии (б) кольцевых наконечников в магнитной системе экспериментальной установки.

жить, что эти моды появились из-за стратификации ферритового образца в процессе его роста и образовании нескольких слоев с близкими параметрами, например, намагниченности насыщения или ростовой анизотропии.

Измеряя положение пиков для всех волновых чисел при разных значениях частоты f, можно построить дисперсионную зависимость СВ, часть которой, измеренная для указанной пленки ЖИГ при  $H_0 = 500$  Э, представлена на рис. 6. Дополнительные моды, проявившиеся на рис. 56 в виде фурье-пиков, на рис. 6 образуют несколько близко расположенных кривых. Более того, в интервале малых волновых чисел 0 < k < 27 см<sup>-1</sup> на рис. 6 можно видеть и дисперсионные кривые, которых нет в области более высоких значений k. Это явление, по-видимому, обусловлено взаимодействием обратных объемных СВ-мод в пленках ЖИГ, выращенных на противоположных поверхностях подложки толщиной h = 0.5 мм. Действительно, поскольку в направлении оси z, нормальной плоскости пленки, магнитное поле СВ спадает по закону  $\exp(-kz)$ , то при k = 20 см<sup>-1</sup> и z = h = 0.05 см показатель экспоненты становится равным единице, что свидетельствует о возможности взаимодействия волн между собой и о возможности возбуждения обеих волн преобразователем, находящимся на одной из поверхностей пленки (аналогичный эффект, возникающий для поверхностных CB, описан ранее [17]). Поскольку дисперсионная зависимость CB, распространяющейся во второй пленке, также состоит из нескольких кривых (см. рис. 6), то и эта пленка, по-видимому, состоит из нескольких слоев.

С точки зрения физики все описанные выше явления связаны с расщеплением первой моды объемных обратных СВ на моды-сателлиты<sup>5</sup>. Расщепление первой моды СВ на сателлиты, возникшее из-за наличия в пленке нескольких слоев с близкими магнитными параметрами, экспериментально удалось наблюдать благодаря использованию высокооднородного магнитного поля  $\overline{H_0}$ . Очевидно также, что обнаруженный эффект расщепления мод СВ может использоваться на практике для осуществления контроля за качеством выращиваемых ферритовых пленок.

Отметим, что при проведении аналогичных измерений без кольцевых наконечников (когда однородность поля  $\overrightarrow{H_0}$  невысока), дисперсионные кривые сателлитов, изображенные на рис. 6, различить практически не удается, и дисперсион-

<sup>&</sup>lt;sup>5</sup> Отметим, что распределение всех сателлитов по толщине ферритовой пленки описывает нечетная, синусоидальная, центрально-симметричная относительно середины пленки волновая функция (см., например, [22, рис. 2а, кривая *I*]).



**Рис. 6.** Дисперсионные зависимости f(k) мод-сателлитов, на которые расщепляется первая мода обратной объемной CB в высокооднородном магнитном поле из-за существования в ферритовой пленке нескольких слоев с близкими магнитными параметрами.

ная зависимость первой моды CB выглядит как одна сплошная линия.

Таким образом, анализ результатов двух экспериментов, описанных выше, позволяет сделать вывод, что для точного измерения дисперсионных характеристик СВ в ферритовых пленках, многослойных ферритовых структурах и метаматериалах необходимо использовать в экспериментальной установке высокооднородное магнитное поле.

Отметим также, что отсутствие в экспериментальной установке магнитной системы с высокой однородностью величины  $H_0$  приводит еще к изменению ориентаций волнового вектора и соответствующего ему вектора групповой скорости по мере распространения СВ, в результате чего траектории волн, которые должны быть прямолинейными в однородной среде, заметно изгибаются подобно тому, как это происходит при распространении СВ в неоднородно намагниченных ферритовых пленках [23, 24]. Кроме того, на визуализированных картинах распределения амплитуды СВ можно наблюдать искривление линий, соответствующих углам отсечки групповой скорости волны (которые также должны быть прямолинейными в однородной среде).

По сути, магнитная система с высокооднородным магнитным полем разработана специально для того, чтобы среды и структуры, помещенные в такое поле, действительно можно было бы считать однородно намагниченными.

# ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Решена задача существенного увеличения пространственной области с однородным магнитным полем между полюсами постоянного двухполюсного магнита, используемого в установке по исследованию характеристик спиновых волн. В частности, численными методами рассчитаны и оптимизированы параметры и форма кольцеобразных наконечников, изготовленных из магнитомягкого материала и обеспечивающих существование такой области между полюсами магнита. На основе расчетов и последующих измерений показано, что протяженность однородной области поля  $\Delta S$  вдоль вектора  $H_0$  (вдоль оси, соединяющей центры полюсов) увеличилась в три раза, а в перпендикулярном направлении – в 2.3 раза. Проанализировано, как повлияло использование кольцевых наконечников в установке по исследованию характеристик СВ на точность измерения этих характеристик. На основе фурье-анализа распределения амплитуды обратной объемной СВ, распространяющейся в ферритовой пленке вдоль вектора  $\overrightarrow{H_0}$ , проведено сравнение измеренных волновых чисел и дисперсионных зависимостей СВ при наличии или отсутствии кольцевых наконечников в установке. Поскольку в первом эксперименте точность измерения волнового числа СВ оказалась почти в два раза выше, чем во втором, в первом эксперименте удалось наблюдать расщепление первой моды СВ на моды-сателлиты, обусловленное существованием в пленке нескольких слоев с близкими магнитными параметрами. Установлено, что дисперсионные зависимости мод-сателлитов смещены друг относительно друга на  $\sim 3 \text{ см}^{-1}$ , изза чего они становятся практически неразличимы во втором эксперименте, в котором общая лисперсионная зависимость выглядит как одна сплошная линия. Обнаруженный эффект расщепления первой моды СВ на сателлиты может использоваться на практике для осуществления контроля за качеством выращиваемых ферритовых пленок. Кроме того, в первом эксперименте в интервале малых волновых чисел 0 < k < 27 см<sup>-1</sup> обнаружено взаимодействие волновых мод обратной объемной СВ в пленках ЖИГ, выращенных на противоположных поверхностях подложки.

Показано также, что среды и структуры, помещенные в высокооднородное магнитное поле, на практике можно считать однородно намагниченными, поскольку волновое число CB в них практически не зависит от длины пробега CB. Полученные результаты могут быть использованы прежде всего для увеличения однородности стационарного магнитного поля в экспериментальных установках по исследованию характеристик CB, а также во всех областях науки и техники, где требуется создать однородное магнитное поле в большем объеме пространства.

## ФИНАНСИРОВАНИЕ РАБОТЫ

Работа выполнена в рамках государственного задания (тема № 0030-2019-0014) и при частичной финансовой поддержке Российского фонда фундаментальных исследований (проект № 20-07-00356).

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- 1. Вашковский А.В., Локк Э.Г. // Успехи физ. наук. 2004. Т. 174. № 6. С. 657.
- Igor Z., Michael F. // Nature Phys. 2005. V. 1. № 2. P. 85.

- 3. Вашковский А.В., Локк Э.Г. // Успехи физ. наук. 2006. Т. 176. № 4. С. 403.
- Локк Э.Г. // Успехи физ. наук. 2008. Т. 178. № 4. С. 397.
- 5. *Stancil D.D., Prabhakar A.* Spin Waves: Theory and Applications. N.Y.: Springer Science, 2009.
- 6. Вашковский А.В., Локк Э.Г. // РЭ. 2009. Т. 54. № 4. С. 476.
- 7. Kruglyak V. V., Demokritov S.O., Grundler D. // J. Phys. D. 2010. V. 43. № 26. P. 264001.
- Локк Э.Г. // Успехи физ. наук. 2012. Т. 182. № 12. С. 1327.
- 9. Topics in Applied Physics. V. 125. Magnonics: From Fundamentals to Applications / Ed. S.O. Demokritov, A.N. Slavin. Berlin: Springer-Verlag, 2013.
- Chumak A.V., Vasyuchka V.I., Serga A.A., Hillebrands B. // Nature Phys. 2015. V. 11. № 6. P. 453.
- 11. Никитов С.А., Калябин Д.В., Лисенков И.В. и др. // Успехи физ. наук. 2015. Т. 185. № 10. С. 1099.
- 12. Sadovnikov A.V., Odintsov S.A., Beginin E.N. et al. // Phys. Rev. B. 2017. V. 96. № 14. P. 144428.
- 13. Annenkov A.Yu., Gerus S.V., Lock E.H. // Euro Phys. Lett. 2018. V. 123. № 4. P. 44003.
- 14. Kalyabin D.V., Sadovnukov A.V., Beginin E.N., Nikitov S.A. // J. Appl. Phys. 2019. V. 126. № 17. P. 173907.
- Popov P.A., Sharaevskaya A.Yu., Beginin E.N. et al. // J. Magn. Magn. Mater. 2019. V. 476. P. 423.
- 16. Высоцкий С.Л., Хивинцев Ю.В., Сахаров В.К., Филимонов Ю.А. // ЖТФ. 2019. Т. 89. № 7. С. 1050.
- 17. Анненков А.Ю., Герус С.В. // РЭ. 2012. Т. 57. № 5. С. 572.
- Annenkov A. Yu., Gerus S.V., Lock E.H. // Euro Phys. J. Web of Conf. 2018. V. 185. P. 02006.
- Schill R.A., Karin H. // Rev. Sci. Instrum. 2001. V. 72. № 6. P. 2769.
- 20. *Robinson P.R.* // J. Phys. E: Sci. Instrum. 1983. V. 16. P. 39.
- 21. Баранова В.Е., Баранов П.Ф., Муравьев С.В., Учайкин С.В. // Измерит. техника. 2015. № 5. С. 52.
- 22. Локк Э.Г. // РЭ. 2020. Т. 65. № 3. С. 267.
- 23. Зубков В.И., Локк Э.Г., Щеглов В.И. // РЭ. 1990. Т. 35. № 8. С. 1617.
- Вашковский А.В., Зубков В.И., Локк Э.Г., Щеглов В.И. // ЖТФ. 1990. Т. 60. № 7. С. 138.

РАДИОТЕХНИКА И ЭЛЕКТРОНИКА, 2021, том 66, № 12, с. 1224–1232

# ФИЗИЧЕСКИЕ ПРОЦЕССЫ В ЭЛЕКТРОННЫХ ПРИБОРАХ

УДК 621.37

# ЧИСЛЕННЫЙ АНАЛИЗ ПАРАМЕТРОВ ПСЕВДОПОВЕРХНОСТНЫХ АКУСТИЧЕСКИХ ВОЛН В КРИСТАЛЛАХ НИОБАТА И ТАНТАЛАТА ЛИТИЯ

© 2021 г. А. С. Койгеров<sup>а, \*</sup>, О. Л. Балышева<sup>b, \*\*</sup>

<sup>а</sup> Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ", ул. проф. Попова, 5, Санкт-Петербург, 197376 Российская Федерация <sup>b</sup> Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения, ул. Б. Морская, 67, Санкт-Петербург, 190000 Российская Федерация

\*E-mail: a.koigerov@gmail.com \*\*E-mail: balysheva@mail.ru Поступила в редакцию 03.02.2021 г. После доработки 15.03.2021 г. Принята к публикации 19.03.2021 г.

Представлены результаты анализа и расчета параметров распространения вытекающих поверхностных акустических волн в кристаллах ниобата и танталата лития. Приведено описание тестовых структур для анализа на основе метода конечных элементов в пакете COMSOL Multiphysics. Предложен способ определения ключевых параметров, необходимых для проектирования приборов на поверхностных акустических волнах. Рассчитаны фазовая скорость волны, коэффициент электромеханической связи и коэффициент отражения от единичного электрода для промышленно используемых пьезоэлектрических подложек. Рассчитанные ключевые параметры могут быть использованы для проектирования резонаторов и фильтров на их основе на вытекающих поверхностных акустических волнах. Показано, что полученные расчетные данные соответствуют известным данным из литературных источников. Выполнено сопоставление результатов расчета и экспериментальных измерений на примере лестничного фильтра.

DOI: 10.31857/S0033849421120123

# введение

Задачи частотной фильтрации в диапазоне 300...3000 МГц во входных каскадах коммуникационной аппаратуры решают при помощи использования фильтров на поверхностных акустических волнах (ПАВ) различных типов [1–6]. По сравнению с ПАВ Рэлея, псевдоповерхностные вытекающие ПАВ (ВПАВ) имеют более высокие значения коэффициента электромеханической связи (КЭМС) и скорости распространения, что позволяет увеличить полосы пропускания фильтров и повысить рабочие частоты при такой же топологии устройства [7, 8]. Кроме того, за счет большей, чем у волн Рэлея, глубины проникновения в подложку, фильтры на этом типе волн выдерживают большую мощность без повреждения электродных структур [2].

В последние годы наиболее востребованы фильтры с увеличенной полосой пропускания и сниженными вносимыми потерями [9, 10]. Трансверсальные фильтры, имея широкие полосы пропускания (до 100%), обладают повышенными вно-

симыми потерями и высокой неравномерностью характеристик. Снизить вносимые потери позволяет применение однонаправленных преобразователей, однако для некоторых типов преобразователей ширина электродов составляет менее четверти длины волны (например, для преобразователя с плавающими электродами это λ/12), что менее привлекательно с технологической точки зрения для фильтров высоких частот. В резонаторных фильтрах, как правило, используют электродные структуры с шириной электродов λ/4. Наиболее распространенными конструктивными решениями резонаторных фильтров являются фильтры лестничного типа [11, 12] и фильтры на связанных продольных модах [13, 14]. В работах [11, 12] представлен синтез и анализ конструкций лестничных фильтров на ПАВ с относительными полосами пропускания до 5% на подложках танталата и ниобата лития.

Основным элементом фильтра лестничного типа является резонатор, один из вариантов которого образован двумя отражательными структу-

рами (OC) и расположенным между ними встречно-штыревым преобразователем (ВШП). В качестве OC используется система электродов или канавок в подложке. Преимуществом электродной OC служит возможность управления коэффициентом отражения ПАВ за счет нескольких топологических и технологических параметров структуры, а также большая технологичность, поскольку все устройство изготавливается в одном технологическом цикле.

Параметры ВПАВ в электродных ОС и их влияние на характеристики резонаторных фильтров изучено многими авторами (см., например, [15–19]). В этих работах исследовано влияние как ОС в целом (коэффициента металлизации, протяженности), так и отдельных электродов (геометрических размеров, профиля, толщины металла), рассмотрены влияние материала и ориентации подложки, частотная зависимость потерь распространения. Так, например, работа [15] посвящена изучению зависимости потерь распространения ВПАВ от толщины электродов и угла поворота ҮХ среза танталата лития. Следует отметить, что в настоящее время подложки 41°...49° Y-X LiNbO<sub>3</sub>, 64° Y-X LiNbO<sub>3</sub>, и 36° Y-X LiTaO<sub>3</sub> одобрены для промышленного производства фильтров на ВПАВ благодаря высокому КЭМС и низким потерям распространения.

Отличительной особенностью вытекающих волн является тот факт, что их энергия сконцентрирована в более глубоком слое по сравнению с волнами Рэлея и присутствует утечка волны в объем подложки. Анализ данного механизма потерь ПАВ на примере продольных вытекающих волн в *YZ*-срезе LiNbO<sub>3</sub> представлен, например, в работе [20].

Анализ упомянутых и других работ показывает, что при разработке фильтров на основе резонаторных структур необходимо учитывать как материал и ориентацию подложки, так и геометрические и технологические параметры электродных ОС, изменение которых часто имеет разнонаправленное влияние на характеристики фильтров. Однако всегда в процессе разработки устройств необходимым этапом является моделирование и предварительный расчет характеристик, для которого требуется знание параметров акустических волн в электродных структурах. Преимущества использования компьютерных пакетов моделирования состоят в сокращении времени и затрат на разработку, возможностях оптимизации топологии и конструктивного исполнения устройства, а также в лучшем понимании физических процессов, лежащих в основе работы таких устройств.

К настоящему времени разработано несколько моделей и подходов к моделированию устройств на ПАВ – от простейшей модели дельта-функций и до полного 3D-моделирования устройства с учетом влияния эффектов второго порядка и эффектов, вызванных влиянием защитного корпуса устройства. Однако следует подчеркнуть, что для каждой модели, на основе ее преимуществ и недостатков, можно сформулировать также ограничения и целесообразность ее применения для расчета характеристик разрабатываемого устройства. Часто разработчики используют на разных этапах проектирования различные модели и подходы с целью объединения как необходимой точности расчетов и адаптивности модели, так и приемлемых временны́х и вычислительных ресурсов.

Наиболее эффективны на сегодняшний день аналитические и численные методы, среди которых наибольшее распространение получил метод связанных волн (MCB) (*англ.* coupled of mode, COM) [4, 21–23]. Достоинствами MCB служат простота реализации, высокая скорость вычислений и применение к расчету ВШП и ОС любого типа [21].

В связи с ростом производительности современных компьютеров широкое распространение в практике инженерного проектирования получают компьютерные пакеты моделирования на основе метода конечных элементов (МКЭ) [24]. Такие программные пакеты как COMSOL Multiphysics или ANSYS Multiphysics, работа которых основана на МКЭ, позволяют моделировать устройства на ПАВ. Например, в работах [25, 26] показаны результаты анализа устройств в пакете COMSOL Multiphysics во временной области, в работах [24, 27] — в частотной области; вопросы 3D-анализа рассмотрены в работе [28].

В данной статье рассмотрен способ определения ключевых параметров, необходимых для расчета устройств на ВПАВ МСВ на основе *P*-матриц.

### 1. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Воспользуемся при моделировании МСВ. Удобным способом формализации процесса вычислений служит представление уравнений связанных волн в матричной форме – с помощью *P*-матриц [1, 2, 4]. Устройство на ПАВ представляется в виде комбинации отдельных элементов (электродов ВШП или элементов ОС), для которых вычисляются соответствующие им *P*-матрицы, связывающие комплексные амплитуды волн на входе и выходе *k*-го элемента:

$$\begin{bmatrix} S_1 \\ R_2 \\ I_k \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} P_{11}^k & P_{12}^k & P_{13}^k \\ P_{21}^k & P_{22}^k & P_{23}^k \\ P_{31}^k & P_{32}^k & P_{33}^k \end{bmatrix} \begin{bmatrix} R_1 \\ S_2 \\ U \end{bmatrix}.$$
 (1)

Акустические компоненты  $P_{11}$ ,  $P_{12}$ ,  $P_{21}$ ,  $P_{22}$  описывают коэффициенты передачи и отражения по акустическим портам и определяются по следующим формулам:

$$P_{11} = r \exp(-j\beta p); \quad P_{12} = k_r \exp(-j\beta p),$$
 (2)

где r — коэффициент отражения от одиночного электрода;  $k_r$  — коэффициент прохождения через электрод;  $\beta = 2\pi f/V - j\gamma$  — волновое число; V — фазовая скорость под электродом;  $\gamma$  — потери при распространении. Акустоэлектрические компоненты  $P_{13}$ ,  $P_{23}$  показывают эффективность возбуждения ПАВ при подаче напряжения U на шины ВШП. Электроакустические компоненты  $P_{31}$ ,  $P_{32}$  характеризуют эффективность преобразования ПАВ в электрический ток I в шинах ВШП. Величины  $P_{13}$ ,  $P_{23}$ ,  $P_{31}$ ,  $P_{32}$  прямо пропорциональны значению КЭМС или коэффициенту преобразования  $k_S$ . Элемент  $P_{33}$  суммарной матрицы канала определяет искомую проводимость ВШП Yи определяется по формуле

$$P_{33} = Y(\omega) = Ga(\omega) + jBa(\omega) + j\omega C_0, \qquad (3)$$

где  $Ga(\omega)$  и  $Ba(\omega)$  – соответственно активная и реактивная составляющие проводимости излучения,  $C_0$  – статическая емкость. Для анализа устройств необходимо определить все компоненты *P*-матрицы.

Известно, что при распространении ВПАВ в пьезоэлектрических материалах волна механических смещений сопровождается волной электрического потенциала, распространяющего с той же фазовой скоростью. Волна этого типа имеет три компоненты механического смещения (две сдвиговые и одну продольную) с преобладанием горизонтальной сдвиговой (или поперечной) компоненты, лежащей в плоскости на свободной поверхности, в отличие от волн Рэлея, у которых преобладают продольная и вертикальная поперечная компоненты. Учет физических особенностей распространения волн в анизотропных кристаллах возможен при анализе структур с помощью МКЭ.

Расчеты ключевых параметров выполнены для подложек ниобата лития (LiNbO<sub>3</sub>) срезов 41° Y-X, 49° Y-X и 64° Y-X и танталата лития (LiTaO<sub>3</sub>) среза 36° Y-X, использованы наборы акустических физических констант, приведенные в литературе [29].

# 2. ЧИСЛЕННЫЙ АНАЛИЗ И РАСЧЕТ Параметров вытекающих пав

# 2.1. Алгоритм анализа и расчета. Описание модели

Алгоритм анализа и расчета параметров ВПАВ предусматривает следующие три этапа.

1. Получение и анализ собственных частот. При анализе МКЭ вместо затухающей бегущей волны рассматривают незатухающие стоячие волны, для которых можно определить собственные частоты. В пакете COMSOL Multiphysics расчет собственных частот осуществляется с помощью специального сервиса (в пакете он называется решатель) Study–Eigen-frequency. Необходимо отметить, что при определении собственных частот не были учтены следующие эффекты: резистивные потери в электродах, дифракция акустической волны, потери за счет вязкостных свойств материала, отклонение потока энергии, но все эти "вторичные" эффекты учитываются отдельно в MCB.

**2.** Расчет ключевых параметров ВПАВ. На основе полученных значений собственных частот рассчитывают такие параметры ВПАВ, как

а) фазовая скорость на свободной и металлизированной поверхности;

б) фазовая скорость под системой электродов;

в) коэффициент отражения и прохождения для одиночного электрода.

**3.** Анализ излучения объемных волн. Оценка влияния излучения объемных волн выполняется при расчете полной проводимости в пакете COMSOL Multiphysic с помощью сервиса Study – Frequency response.

Геометрия тестовых структур, для которых будут анализироваться параметры ВПАВ, представлена на рис. 1: свободная поверхность (а), металлизированная поверхность (б), поверхность с электродами (в). Размер ячейки составляет одну длину волны. В расчетах принято значение длины волны  $\lambda = 2$  мкм, анализ выполнен для глубин проникновения до 9...10 длин волн (для примера и визуализации на рис. 1 показана ячейка глубиной в 3 длины волны).

Граничные условия заданы таким образом, что электродная структура на поверхности подложки рассматривается как бесконечная периодическая решетка. На нижнем торце подложки расположен идеально согласованный слой, поглощающий распространяющиеся волны, наличие которого позволяет ограничить область численного моделирования. В качестве материала электродов выбран алюминий. Поскольку ВПАВ распространяется вдоль поверхности, то при построении сетки принято, что анализируемая область у поверхности имеет более плотную сетку, например 24 элемента на длину волны, остальная часть может иметь меньшее число элементов, например 12 на длину волны (см. рис. 1г). На этом рисунке показан пример численного анализа в виде картины механических смещений ВПАВ под электродами (для подложки 49° Y-X LiNbO<sub>3</sub>). Сравнительная картина механических смещений



**Рис. 1.** Тестовые структуры для анализа распространения ПАВ: на свободной поверхности (а); под металлизированной поверхностью (б); под электродами (в); пример построенной сетки (г) и результата численного анализа (д); *1* – пьезоэлектрический материал, *2* – идеально согласованный слой, *3* – металл.



**Рис. 2.** Картины механических смещений ВПАВ на свободной поверхности для различных пьезоэлектрических подложек:  $1 - 41^{\circ}$  *Y*-*X* LiNbO<sub>3</sub>,  $2 - 49^{\circ}$  *Y*-*X* LiNbO<sub>3</sub>,  $3 - 64^{\circ}$  *Y*-*X* LiNbO<sub>3</sub>,  $4 - 36^{\circ}$  *Y*-*X* LiTaO<sub>3</sub>.

ВПАВ на свободной поверхности для всех исследуемых материалов представлена на рис. 2.

# 2.2. Расчет параметров ВПАВ для свободной и металлизированной поверхностей

Для свободной или металлизированной поверхностей без системы электродов существует одна собственная частота, которая позволяет рассчитать фазовую скорость ПАВ. Скорости ПАВ на свободной  $V_f$  и металлизированной  $V_m$  поверхностях определяются по формулам

$$V_f = \lambda f_f; \quad V_m = \lambda f_m, \tag{4}$$

где  $f_f$  и  $f_m$  — соответственно собственные частоты для свободной и металлизированной поверхно-

РАДИОТЕХНИКА И ЭЛЕКТРОНИКА том 66 № 12 2021

Параметры ВПАВ в материале	Материал и срез				
	LiNbO <sub>3</sub> , 41° <i>Y</i> – <i>X</i>	LiNbO <sub>3</sub> , 49° <i>Y</i> –X	LiNbO <sub>3</sub> , 64° <i>Y</i> –X	LiTaO <sub>3</sub> , 36° <i>Y</i> –X	Источник
Скорость ПАВ на свободной поверхности V <sub>f</sub> , м/с	4752.8	4748.2	4696.6	4225.4	Д.р.
	4792	—	4742	4212	[3]
	4749.2		4690	4224.4	[30]
Скорость ПАВ на металлизированной поверхности $V_m$ , м/с при $H_m/\lambda = 0.01\%$	4378.0	4416.2	4450.8	4107.4	Д.р.
	4379	—	4478	4112	[2]
	4379.8		4450	4107.8	[30]
КЭМС <i>К</i> <sup>2</sup> , %	15.77	13.98	10.47	5.59	Д.р.
	17.2	—	11.3	4.7	[2]
	15.56		10.25	5.52	[30]

Таблица 1. Параметры ВПАВ для основных подложек согласно расчетам и данным литературы

Примечание: Д.р. – данная работа, прочерк означает отсутствие данных в литературе.

стей. Что касается КЭМС *К*, то его можно оценить по формуле

$$K^{2} = \frac{2(V_{f} - V_{m})}{V_{f}}.$$
 (5)

Результаты расчета скоростей ВПАВ для свободной и металлизированной поверхностей и КЭМС



Рис. 3. Зависимость скорости под металлизированной поверхностью от относительной толщины металлического слоя для различных пьезоэлектрических подложек:  $1 - 41^{\circ}Y - X \text{ LiNbO}_3$ ,  $2 - 49^{\circ}Y - X \text{ LiNbO}_3$ ,  $3 - 64^{\circ}Y - X \text{ LiNbO}_3$ ,  $4 - 36^{\circ}Y - X \text{ LiTaO}_3$ .

каждого материала приведены в табл. 1. Численные данные таблицы показывают, что полученные результаты хорошо согласуются со сведениями из литературных источников.

Рассчитанные зависимости скорости ВПАВ от отношения  $H_m/\lambda$  под металлизированной поверхностью для различных материалов представлены на рис. 3.

# 2.3. Расчет параметров ВПАВ под системой электродов

При наличии на поверхности подложки решетки электродов существуют две собственные частоты  $f_{S1}, f_{S2}$  –для короткозамкнутой решетки,  $f_{O2}, f_{O1}$  – для открытой (не короткозамкнутой) решетки. Значения собственных частот позволяют рассчитать фазовую скорость под электродом короткозамкнутой решетки  $V_S$ , коэффициенты отражения  $r_S$  и преобразования  $k_S$  для одиночного электрода короткозамкнутой решетки по формулам [23, 31]

$$V = \lambda \frac{(f_{S1} + f_{S2})}{2}; \quad r_S = \pi \frac{(f_{S2} - f_{S1})}{f_{S2} + f_{S1}};$$
  

$$k_S = \pi \frac{(f_{O2} + f_{O1} - f_{S2} - f_{S1})}{f_{S2} + f_{S1}}.$$
(6)

Для четырех материалов подложек на основе приведенных формул рассчитаны значения фазовых



**Рис. 4.** Зависимость фазовой скорости ВПАВ (а), коэффициента отражения от единичного электрода (б) от коэффициента металлизации для образца 49° *Y*–*X* LiNbO<sub>3</sub> при  $H_m/\lambda = 0.2$  (*1*), 2 (*2*), 3.7 (*3*) и 5.2% (*4*).

скоростей, коэффициентов отражения и преобразования для тестовой структуры с электродами трапецеидальной формы (45°) шириной  $\lambda/4$  (см. рис. 1в).

Рассчитанные зависимости скорости под решеткой короткозамкнутых электродов и коэффициента отражения от коэффициента металлизации для двух материалов представлены на рис. 4, 5. Как видно из рис. 4а и 5а, с ростом относительной толщины электродов и коэффициента металлизации, за счет влияния эффекта "массовой нагрузки", наблюдается замедление акустической волны под электродной структурой. Результаты показывают, что коэффициент отражения (рис. 46 и 5б) имеет явно нелинейную зависимость от коэффициента металлизации, а также максимум, выраженный более четко с увеличением относительной толщины электродов. Причем для танталата лития (см. рис. 5б) этот максимум заметно смещается вправо при увеличении толщины электродов. Поскольку исследуемые подложки являются сильными пьезоэлектрическими материалами, то на коэффициент отражения влияет не только массовая нагрузка электрода, но и электрическая компонента. Поэтому зависимости коэффициента отражения (см. рис. 4б и 5б) являются нелинейными, и существуют такие соотношения  $H_m/\lambda$  и  $K_m$ , при которых наблюдается явный максимум коэффициента отражения. Точное знание параметров отражения для соответствующего набора коэффициентов  $H_m/\lambda$  и  $K_m$  позволяет управлять частотными характеристиками элементов на ПАВ.

### 2.4. Анализ излучения объемных волн

Учет влияния объемных акустических волн (ОАВ), возбуждаемых в преобразователе, наряду с возбуждением ВПАВ, осуществляется с помощью Study – Frequency response. Для этого pacсчитывают полную проводимость, а ток вычисляют как функцию частоты. Анализ графика полной проводимости периодической тестовой структуры на примере подложки 41° *Y*—*X*LiNbO<sub>3</sub> (рис. 6а) показывает, что кроме основной моды – ВПАВ, в правой части частотной характеристики присутствует излучение ОАВ. Излучение ОАВ ярко видно и на вещественной части проводимости ReY. Известно, что вещественная часть проводимости характеризует мощность акустического излучения в подложку, а излучение ОАВ в данном случае является одним из побочных "вторичных" эффектов, вносящих искажения в частотную характеристику устройства. Процедура анализа и оценки влияния ОАВ может быть полезна для оптимизации параметров ОС (например, выбора оптимальной толщины электродов) при минимальном объемном излучении для каждого конкретного среза кристалла. Сравнительные графики проводимости для подложек 64° Y-XLiNbO<sub>3</sub> и  $36^{\circ} Y - X LiTaO_3$  представлены на рис. 66.

При расчетах необходимо оценивать вклад ОАВ в общую характеристику. Полную проводимость Y можно представить в виде суммы трех составляющих: проводимости ВПАВ  $Y_{BПАВ}$ , проводимости за счет излучения ОАВ  $Y_{OAB}$  и проводимости емкостной составляющей

$$Y = Y_{\rm B\Pi AB} + Y_{\rm OAB} + j\omega C_0, \tag{7}$$

где  $C_0$  – статическая емкость преобразователя.



**Рис. 5.** Зависимость фазовой скорости ВПАВ (а), коэффициента отражения от единичного электрода (б) от коэффициента металлизации для образца 36° *Y*–*X* LiTaO<sub>3</sub>: при  $H_m/\lambda = 0.2$  (*I*), 1.6 (*2*), 3 (*3*) и 4.6% (*4*).



Рис. 6. Частотная зависимость проводимости периодического преобразователя: a) 1 - ReYдля 41° Y - X LiNbO<sub>3</sub> – мода вытекающей ПАВ, 2 - ReYдля 41° Y - X LiNbO<sub>3</sub> – излучение ОАВ, 3 - ImYдля 41° Y - X LiNbO<sub>3</sub>, б) 4 - ReYдля 36° Y - X LiTaO<sub>3</sub>, 5 - ReYдля 64° Y - X LiNbO<sub>3</sub>.

Только составляющая  $Y_{B\Pi AB}$  зависит от рассчитанных параметров и определяется компонентой  $P_{33}$  *P*-матрицы. А для учета составляющей  $Y_{OAB}$  необходимо отдельно измерять частотную зависимость проводимости и добавлять ее к значению  $P_{33}$ .

# 3. СРАВНЕНИЕ РЕЗУЛЬТАТОВ РАСЧЕТА И ЭКСПЕРИМЕНТА

На основе рассчитанных МСВ параметров был спроектирован и изготовлен лестничный фильтр на подложке 49° Y-XLiNbO<sub>3</sub> при значениях относительной толщины электродов  $H_m/\lambda = 3.5\%$  и коэффициента металлизации  $K_m = 0.48$ . Фильтр состоял из 10 резонаторов (пять из которых включены последовательно и пять параллельно) и двух согласующих цепей (входной и выходной). Результаты расчета и измерений коэффициента передачи фильтра с учетом цепей согласования представлены на рис. 7 и показывают хорошее совпадение теоретической и экспериментальной кривых. Вносимые потери фильтра составили 7.4 дБ, относительная полоса пропускания по



**Рис. 7.** Коэффициент передачи лестничного фильтра: *1* – измерение, *2* – расчет.

уровню  $-3 \, d B - 10.6\%$ , неравномерность в полосе пропускания 0.5 d B, подавление в полосе заграждения  $-40 \, d B$ . Некоторые расхождения расчетных и экспериментальных результатов в полосе заграждения можно объяснить наличием паразитных индуктивностей и емкостей соединительных проводников, контактных шин и корпуса.

# ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Предложен и реализован алгоритм численного анализа и расчета параметров ВПАВ в кристаллах ниобата и танталата лития. Приведено описание тестовых структур для анализа с помощью МКЭ. Рассчитаны фазовая скорость волны, КЭМС и коэффициент отражения от единичного электрода для четырех промышленно рекомендованных подложек фильтров на ВПАВ. Проанализировано влияние на основные параметры ВПАВ относительной толщины электродов и коэффициента металлизации электродной ОС. Рассчитанные параметры могут быть использованы при разработке фильтров, имеющих в составе резонаторы на ВПАВ, и фильтров на связанных продольных модах. Полученные расчетные данные соответствуют данным из известных источников. Выполненное сравнение результатов расчета и эксперимента для лестничного фильтра показало хорошее совпадение.

Результаты численного анализа ключевых параметров акустических волн, модель связанных мод и матричный подход к формализации вычислений предоставляют разработчику эффективный и легко адаптируемый к изменениям топологии инструмент для расчета характеристик акустоэлектронных устройств.

# СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- Аристархов Г.М., Гуляев Ю.В., Дмитриев В.Ф. и др. Фильтрация и спектральный анализ радиосигналов. Алгоритмы. Структуры. Устройства. Монография / Под ред. Ю.В. Гуляева. М.: Радиотехника, 2020.
- Campbell C.K. Surface Acoustic Wave Devices for Mobile and Wireless Communication. Boston: Academic Press, 1998.
- Morgan D. Surface Acoustic Wave Filters with Applications to Electronic Communications and Signal Processing. L.: Academic Press, 2007.
- 4. Балышева О.Л., Григорьевский В.И., Гуляев Ю.В. и др. Акустоэлектронные устройства обработки и генерации сигналов. Принципы работы, расчета и проектирования принципы работы, расчета и проектирования. М.: Радиотехника, 2012.
- 5. Никитов С.А., Багдасарян А.С., Кондратьев С.Н. и др. // РЭ. 2016. Т. 61. № 4. С. 825.
- 6. Балышева О.Л., Бугаев А.С., Кулаков С.В., Смирнов Ю.Г. // РЭ. 2017. Т. 63. № 4. С. 389.
- Huiling Liu, Qiaozhen Zhang, Xiangyong Zhao et al. // Japan J. Appl. Phys. 2021. V. 60. № 3. P. 031002.
- 8. Suzuki M., Kakio S. // Proc. 40th Symp. on Ultrasonic Electronics (USE 2019), Tokio. 25–27 Nov. 1. P. 3–6.
- 9. Багдасарян А.С., Гуляев Ю.В., Доберштейн С.А., Синицына Т.В. // Техника радиосвязи. 2019. Вып. 3(42). С. 86.
- Plessky V.P., Koskela J., Hammond R. // Proc. 2018 IEEE Int. Ultrasonics Symposium (IUS). Kobe. 22– 25 Oct. N.Y.: IEEE, 2018. P. 8580172.
- 11. Дмитриев В.Ф. // ЖТФ. 2002. Т. 72. № 8. С. 95.
- 12. *Веремеев И.В.* // Техника радиосвязи. 2017. № 3(34). С. 85.
- Morita T., Watanabe Y., Tanaka M., Nakazawa Y. // Proc. 1992 IEEE Ultrasonic Symp. Tucson. 20– 23 Oct. N.Y.: IEEE, 1992. V. 1. P. 95.
- 14. *Meltaus J., Plessky V.P., Harma S., Salomaa M.M. //* IEEE Trans. 2005. V.UFFC-52. № 6. P. 1013.
- Hashimoto K.-Y., Yamaguchi M., Mineyoshi S. et al. // Proc. 1997 IEEE Ultrasonic Symp. Toronto. 5–8 Oct. N.Y.: IEEE, 1997. V. 1. P. 245.
- 16. *Kawachi O., Mineyoshi S., Endoh G. et al.* // IEEE Trans. 2001. V. UFFC-48. № 5. P. 1442.
- Naumenko N., Abbott B. // Proc. 2006 IEEE Ultrasonic Symp. Vancouver. 2–6 Oct. N.Y.: IEEE, 2006. P. 493.
- Naumenko N., Abbott B. // Proc. 2003 IEEE Ultrasonic Symp. Honolulu. 5–8 Oct. N.Y.: IEEE, 2003. V. 2. P. 2110.
- Plessky V., Koskela J., Hong S.Su. // Proc. 2006 IEEE Ultrasonics Symp. Vancouver. 2–6 Oct. N.Y.: IEEE, 2006. P. 1504.
- 20. *Makkonen T., Plessky V., Steichen W. et al.* // IEEE Trans. 2006. V. UFFC-53. № 2. P. 393.

- 21. Дмитриев В.Ф. // РЭ. 2009. Т. 54. № 9. С. 1134.
- 22. Plessky V.P., Koskela J. // Int. J. High Speed Electronics and Systems. 2000. V. 10. № 4. P. 867.
- 23. *Hashimto K.* Surface Acoustic Wave Devices in Telecommunications, Modelling and Simulation. Berlin: Springer, 2000.
- Yantchev V., Turner P., Plessky V. // Proc. 2016 IEEE Int. Ultrasonic Symp.(IUS). Tours. 18–21 Sept. N.Y.: IEEE, 2016. P. 7728546.
- 25. Sveshnikov B., Koigerov A., Yankin S. // Ultrasonics. 2018. V. 82. P. 209.
- Elsherbini M.M., Elkordy M.F., Gomaa A.M. // J. Electrical and Electronics Engineering Research. 2016. V. 8. № 1. P. B89A6B359713.

- 27. *Реут В.Р., Койгеров А.С., Андрейчев С.С. и др.* // Нано- и микросистемная техника. 2019. Т. 21. № 10. С. 579.
- Iyama A., Li X., Bao J. et al. // Proc. 2019 IEEE Int. Ultrasonic Symp. (IUS). Glasgow. 6–9 Oct. 2019. P. 1235.
- 29. *Kovacs G., Anhorn M., Engan H.E. et al.* // Proc. 1990 IEEE Ultrasonic Symp. Honolulu. 4–7 Dec. N.Y.: IEEE, 1990. V. 1. P. 435.
- 30. *Qiao D., Liu W., Smith P.M.* // IEEE Trans. 1999. V. UFFC-46. № 5. P. 1242.
- Bauerschmidt P., Lerch R., Machui J. et al. // Proc. 1990 IEEE Ultrasonic Symp. Honolulu. 4–7 Dec. N.Y.: IEEE, 1990. V. 1. P. 421.

1232

# ПРИМЕНЕНИЕ РАДИОТЕХНИКИ И ЭЛЕКТРОНИКИ В БИОЛОГИИ И МЕДИЦИНЕ

УДК 621.382.8

# ОСОБЕННОСТИ РАБОТЫ ЭЛЕКТРОННОГО ТРАКТА ДЕТЕКТОРА ТЕЛЕВИЗИОННОГО ТИПА НА МЕДИЦИНСКОМ УСКОРИТЕЛЕ "ПРОМЕТЕУС"

© 2021 г. В. В. Сиксин\*

Физический институт им. П.Н. Лебедева РАН, Ленинский просп., 53, Москва, 119991 Российская Федерация \*E-mail: antktech@yandex.ru Поступила в редакцию 30.09.2020 г. После доработки 11.03.2021 г. Принята к публикации 19.03.2021 г.

Изложен принцип совместной работы цифрового детектора получения изображений и ионизационной падовой камеры (ПК) устанавливаемой перед пациентом в процессе сеанса протонной терапии. Приведены структурные схемы для плат считывающей электроники (СЭ) ПК и общая структурная схема всей СЭ для многофукционалной ионизационной камеры (МИК). Представлены результаты испытания одного канала ПК, входящей в состав МИК, и результаты проверки прототипа МИК от источника гамма-квантов Co<sup>60</sup>, которые подтверждают квазилинейный вид вольт-амперной характеристики ПК.

**DOI:** 10.31857/S0033849421120172

# введение

В данной работе приведено описание разработки электронного тракта для оцифровки сверхмалых зарядов, которые возникают в многоканальной падовой камере (ПК), работающей совместно с детектором телевизионного типа (ДТеТ), применяемым в протонной терапии [1, 2]. Обозначение ДТеТ [1, 2] является формальной аббревиатурой и более правильно его называть — цифровой детектор получения изображений (ЦДПИ). Далее в работе будет использована именно эта аббревиатура.

Разработанная многоканальная ионизационная ПК предназначена для контроля интенсивности пучка на протонном ускорителе "Прометеус" в процессе проведения сеансов терапии. Камера наполняется газом или "теплой жидкостью". "Теплая жидкость" – это активная среда ПК, в которой при прохождении пучка протонов за спот образуются свободные носители заряда, которые собираются считывающей электроникой ПК. "Теплые жидкости" при комнатной температуре относятся к неполярным диэлектрическим жидкостям и также, как благородные газы (аргон, ксенон), обладают преимуществами перед воздухом или другими газами. В отличие от благородных газов "теплые жидкости" работают в детекторах при комнатных температурах и не требуют применения дорогостоящих криогенных устройств. Так как плотность "теплой жидкости" в 300 раз выше плотности газа или воздуха, то точность измерения дозы

(заряда, тока), проходящего через камеру, будет в десятки раз выше, чем у ионизационных камер (ИК), наполненных воздухом или газом. Обычные ИК, наполненные газами, имеют погрешность при измерении дозы около 30%. Погрешность дозиметра складывается из погрешности, вносимой самой камерой, и погрешности электрометра, измеряющего дозу (заряд, ток). Прототип ПК имеет малую погрешность и ввиду отсутствия внутреннего усиления имеет строго линейную зависимость величины измеряемого заряда от плотности дозы пучка, прошедшего через камеру за импульс. В качестве электрометра мы применяли сертифицированный медицинский дозиметр, паспортная точность которого около 15%.

Разработанные нами камеры представлены двумя видами: стриповая камера (СК), в которой анод разделен на полоски (стрипы), определяющие координату (*x* или *y*), и ПК. Наши СК и ПК, как и микрополосковые газовые счетчики, газовые электронные умножители, относятся к микроструктурным газовым и жидкостным детекторам (МСГД). Практически все современные детекторные установки крупных физических экспериментов — модернизируемые установки в CERN (ATLAS, CMS, LHCb и ALICE), новые эксперименты CBM на ускорительном комплексе FAIR (Германия) и установки MPD и SPD на коллайдере NICA (Россия) — будут включать в себя до нескольких тысяч каналов МСГД.



Рис. 1. Схема совместной работы ЦДПИ с ПК: 1 – ускоритель; 2 – фокусирующие квадрупольные линзы; 3 – сканирующие магниты; 4 – две ПК, определяющие направление пучка протонов на облучаемую мишень; 5 – детектор ЦДПИ; 6 – цифровая камера ЦДПИ; 7 – объектив ЦДПИ; 8 – водный фантом ЦДПИ; 9 – точка остановки пучка в данном споте водного фантома, где выделилась энергия пика Брэгга; 10 – граница области мишени внутри водного фантома, которая облучается сканирующим пучком; 11 – траектория пучка, 12 – пады.

ЦДПИ предназначен для калибровки ускорителя перед сеансом протонной терапии. Он позволяет быстро, за несколько выводов (импульсов) ускорителя, точно определить, соответствует ли область энерговыделения пучка нужному месту в мишени, которую задает оператор ускорителя. Преимуществом применения пучков протонов перед электронными пучками является другая физическая природа энерговыделения электронного пучка. Электронный пучок, проходя через здоровые ткани до так называемой "области лечения пациента" (мишени), выделяет большую дозу энергии и поражает здоровые ткани, что приводит у пациента к побочным эффектам после прохождения курса лечения.

Особенность протонного пучка выделять практически всю свою энергию в самом конце своего пути в нужном месте в мишени носит название пика Брэгга. При этом не происходит переоблучения здоровых тканей пациента на пути к мишени.

При облучении области опухоли (мишени) у пациента на протонном терапевтическом ускорителе "Прометеус" обычно используют сканирующий пучок. Дело в том, что пучок должен быстро и равномерно облучить всю мишень пациента, чтобы не вызвать переоблучения остальных тканей и органов пациента. Это можно выполнить в сканирующем режиме, раздробив весь пучок на малые части, которые мы будем называть "долями". Каждая доля будет облучать свою часть мишени (спот). Сначала долями облучают водный фантом (калибруют ускоритель). При переходе от калибровки с помощью ЦДПИ к установке МИК осуществляют координатную привязку: мишень у пациента должна быть расположена там же, где выделилась энергия в ЦДПИ. Затем ЦДПИ убирают и на его месте располагают нужным образом пациента.

# 1. ПРИНЦИП СОВМЕСТНОЙ РАБОТЫ ДЕТЕКТОРА ЦДПИ С КАМЕРОЙ ПК

Принцип работы ЦДПИ совместно с камерой ПК заключается в том, что при сканировании каждого спота в водном фантоме ЦДПИ определяет точно координату глубины пика Брэгга и его профиль по ширине, а ПК определяет дозу и число протонов, прошедших через спот за вывод.

На рис. 1 приведена схема совместной работы ЦДПИ и ПК. Детектор ЦДПИ, работающий в режиме сканирующего протонного пучка на ускорителе "Прометеус", позволяет перед сеансом протонной терапии "откалибровать" ускоритель. Откалибровать — значить проверить, что траектории сканирующего пучка, проходящие через пады, не выходят за границу облучаемой мишени и энергия пучка выделяется внутри мишени. Если это выполняется, то ускоритель настроен правильно и может считаться откалиброванным.

Для испытаний был разработан прототип ПК, представляющий собой ИК с площадью чувствительной области около 2.5 см<sup>2</sup>, разделенную на пады и предназначенную для проектирования СЭ рабочего варианта ПК и СК. Прототип ПК не только измеряет дозу каждого спота "карандашного" пучка, сканирующего мишень в фантоме детектора ЦДПИ, но и определяет число протонов, прошедших за данный спот в выводе, а также запускает ЦДПИ. Прототип располагается за ска-



**Рис. 2.** Структурная схема амплитудного канала СЭ ПК: УФ – усилитель-формирователь, УВХ – устройство выборки хранения.

нирующими магнитами на расстоянии ~60 см от входа пучка в процедурную комнату, соосно перед ЦДПИ (либо перед пациентом). Сканирующие магниты направляют сходящийся пучок протонов на мишень в водном фантоме детектора ЦДПИ согласно заданной программе. Наполнение ПК "теплой жидкостью" осуществляется на установке, описанной в работе [3]. Кроме "теплой жидкости" тетраметилсилана ПК может наполняться изооктаном. В случае наполнения ПК изооктаном количество заряда, собранное с каждого пада при прочих равных условиях, будет в примерно в четыре раза меньше, чем при использования тетраметилсилана.

### 2. ВАРИАНТ ИСПОЛНЕНИЯ СЭ ПК НА "ТЕПЛОЙ ЖИДКОСТИ"

В работе использована СЭ прототипа ПК, состоящая из 64-х каналов. Каждый пад прототипа имеет размер 1.98 × 1.98 мм (пады идут с шагом  $2 \times 2$  мм) и является частью анода ПК, на котором регистрируется заряд, подаваемый на СЭ. Диапазон заряда на входе в зарядово-чувствительные предусилители (ЗЧПУ) составляет от 1 до 400 пКл. Так как в самой ПК отсутствует внутреннее усиление, то она обладает линейной зависимостью величины собранного заряда от плотности пучка. При испытаниях одного канала прототипа все 64 пада ПК были объединены в один анодный электрод, что позволило при испытаниях СЭ применить всего один канал ЗЧПУ и УФ.

Ввиду того, что разрабатываемые ПК и СК, входящие в состав камеры многофункциональной ионизационной камеры (МИК), в зависимости от условий применения могут в дальнейшем иметь число каналов 256 и более, был использован подход, в котором вся СЭ выполняется в виде отдельных плат: П1 – плата многоканального электрометра, П2 – плата, запускающая на интегрирование П1, далее плата П3, где располагается программируемая матрица (FPGA), буфер памяти и интерфейсы для связи с компьютером. В варианте прототипа СЭ имеет П1, рассчитанную на 64 канала. Отметим, что известны (см., например, [4, 5]) аналогичные разработки СЭ в микроэлектронном исполнении в виде сложно функциональных специализированных интегральных микросхем, выполненных по современным КМОП-технологиям.

Анализ указанных структурных схем аналогоцифровых устройств [4, 5] привел к выбору схемы СЭдля ПК и СК, показанной на рис. 2. Структурная схема состоит из ЗЧПУ, УФ (медленного шейпера), устройства выборки хранения, компаратора и последующей цифровой обработки. УФ должен иметь фильтрующие каскады по частоте и должен получить отклик с хорошим отношением сигнал/шум. Весь канал должен иметь быстродействие ~1...2 мкс, так как нам необходимо за полный вывод (длительность импульса пучка протонов) ускорителя, составляющий около секунды, "опросить" все облученные за это время споты в мишени, количество которых может составлять около 100. На входе мы используем малошумящий ЗЧПУ с ем-



Рис. 3. Принципиальная схема ЗЧПУ из работы [6].

костью в цепи обратной связи, который имеет обратную связь по постоянному току для большого снижения коэффициента усиления в области низких частот. Устройство выборки хранения по тактовому сигналу позволяет считывать хранящуюся в ней информацию для оцифровки с помощью АЦП.

На рис. 3 приведена структурная схема ЗЧПУ из работы [6], который аналогичен используемому нами. Это схема каскода с параллельным питанием на транзисторах V1–V5, причем V1 – это полевой транзистор с малыми токами утечки, а V2, V3 и V5 поддерживают режимный ток и являются источниками динамических нагрузок. Роль каскодного элемента выполняет транзистор V4 для минимизации эффекта Миллера. Второй каскад является истоковым повторителем, построенном на транзисторах V6 и V7, и играет роль усилителя мощности. Чтобы добавить запас по фазе, т.е. подавить колебания в переходном процессе, в схему добавлены конденсаторы C3 и C4.

На рис. 4 приведена структурная схема аналогового канала, используемая в СЭ МИК для прототипа, рассчитанного на 64 канала. Элементная база позволяет объединить разрозненные электронные блоки, обычно применяемые для выполнения аналогичной задачи, в одно устройство, которое размещается на внешней крышке ПК и на небольшом удалении от ускорителя. Пример использования разрозненных готовых элементов СЭ, которые применялись для решения задачи по регистрации синхротронного излучения, приведен в работе [7]. Предлагаемая СЭ функционально объединяет все перечисленные устройства, применяемые в работе [7], и располагается на корпусе камеры МИК.

## 3. ЭКСПЕРИМЕНТЫ ПО ТЕСТИРОВАНИЮ ПК

Предварительную проверку каналов прототипа ПК проводили при помощи импульсного рентгеновского источника (ИРИ) [8], который позволяет подводить экспозиционную дозу в чувствительную область ПК. Также было проведено тестирование чувствительной части прототипа ПК площадью 2.5 см<sup>2</sup> от источника гамма-квантов Co<sup>60</sup>.



Рис. 4. Структурная схема СЭ прототипа ПК, рассчитанного на 64 канала.

При проектировании ПК и оценке заряда, собираемого камерой, использовали формулу (2) из работы [8]. Важной характеристикой для "теплых" жидкостей является зависимость собранного с электродов заряда в активной среде ионизационной камеры от дозы ИРИ [8] за один импульс облучения камеры при достаточно большой напряженности поля между электродами. Из работ [9–11] следует, что эта зависимость описывается линейной функцией.

Все расчеты по количеству образования заряда за импульс облучения камеры ПК проводили по приведенной ниже формуле

$$Q = G_{fi} D\rho v \times 10^{-10},$$

где  $G_{fi}$  — выход пар свободных ионов; D — поглощенная доза (мР);  $\rho$  — плотность жидкости (г/см<sup>3</sup>); v — объем измерительной ячейки (см<sup>3</sup>).

Результаты оценки показывают, что ПК на тетраметилсилане и изооктане возможно калибровать и проверять с помощью ИРИ в области поглощенной дозы в диапазоне 0.1...1 сГр.

При проведении эксперимента для каждой экспериментально измеренной точки на рис. 5 подбиралось свое расстояние от ИРИ до ПК, при котором поглощенная доза в ПК составляла за

РАДИОТЕХНИКА И ЭЛЕКТРОНИКА том 66 № 12 2021

импульс ИРИ от 0.1 до 1 сГр. Условно один импульс ИРИ (экспозиционное время) составлял 60 с.

Для расчета по формуле использовали значения величин из табл. 1, где приведено сравнение



Рис. 5. Зависимости накопленного заряда Q от поглощенной дозы D, рассчитанные по формуле (1) (прямые линии) и полученные экспериментально (точки) для изооктана (нижняя кривая) и тетраметилсилана (верхняя кривая).

Жидкость	$T_{\rm k}$ , °C	ε	μ, см <sup>2</sup> /(В с)	$G_{fi}$	ρ, г/см <sup>3</sup>
Изооктан	99.24	1.936	5.3	0.33	0.69
Тетраметилпентан	140.3	2.05	29	0.42	0.72
Тетраметилсилан	26.65	1.84	105	0.74	0.65
Тетраметилгерманий	44.0	2.01	90	0.63	1.006

Таблица 1. Физические параметры "теплых жидкостей", используемых в ионизационных камерах

Принятые обозначения: *T*<sub>к</sub> — температура кипения, ε — относительная диэлектрическая константа, μ — подвижность свободных носителей заряда, *G*<sub>*fi*</sub> — выход пар свободных ионов, ρ — плотность жидкости.

параметров, наиболее часто применяемых "теплых жидкостей" с высокой степенью очистки [12]. Расчетные кривые и экспериментально измеренные величины заряда, собираемого с ПК при различном уровне поглощенной в камере дозы, приведены на рис. 5. Изменение уровня дозы в камере ПК создавали перемещением ИРИ относительно камеры. Заряд *Q* измеряли электрометром сертифицированного клинического дозиметра РРС-40.

Были также проведены измерения чувствительной области ПК площадью 2.5 см<sup>2</sup> от источника гамма-квантов Co<sup>60</sup>. Передвигая камеру ПК относительно источника гамма-квантов, выбрали две фиксированные мощности дозы фотонного излучения: 24 и 6 мГр/мин за 1 мин. С помощью того же дозиметра измеряли плотность *j* тока ионизации ПК в зависимости от величины высокого напряжения *V*, подаваемого на высоковольтный электрод камеры, т.е. фактически измеряли вольт-амперные характеристики структуры (см. рис. 6). Погрешность при измерении экспериментальных точек на рис. 5 и 6 равна погрешности дозиметра, которая по его паспортным дан-



**Рис. 6.** Вольт-амперные характеристики ПК j(V) при облучении ее источником Со<sup>60</sup> при мощности дозы 0.06 мГр/мин (нижняя кривая) и 0.24 мГр (верхняя кривая).

ным составляет  $\pm 15\%$ . Полученные результаты согласуются с данными работ по камерам на "теплых жидкостях" [11, 12].

#### выводы

Проведены испытания прототипа ПК, позволяющие регистрировать мощность дозы излучения проходящего через нее пучка. Предложен вариант СЭ прототипа ПК. Применение ПК позволит улучшить безопасность протонной терапии за счет более точного измерения подводимой высокой дозы к мишени во время сеанса протонной терапии с точностью, рекомендуемой МАГАТЭ [13]. В случае отклонения пучка во время сеанса протонной терапии от области мишени система СЭ ПК будет мгновенно отключать ускоритель, чтобы пучок не повредил здоровые ткани пациента.

# БЛАГОДАРНОСТИ

Автор выражает благодарность: В.Е. Балакину за обсуждение испытаний электронного тракта СЭ камеры МИК на ускорителе "Прометеус"; А.И. Львову за консультации по проведению испытаний электронного тракта СЭ камеры МИК на ускорителе "Пахра" и за поддержку работы; О.Д. Далькарову и А.В. Колобову за консультации и обсуждения дальнейшего применения детекторов на основе камеры МИК и ЦДПИ в протонной терапии и в современных физических экспериментах и за поддержку работы.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- Сиксин В.В. // Краткие сообщения по физике ФИАН. 2018. Т. 45. № 12. С. 78. https://doi.org/10.3103/S1068335619010068
- Сиксин В.В. // Краткие сообщения по физике ФИАН. 2019. Т. 46. № 2. С. 47. https://doi.org/10.3103/S1068335619020076
- 3. Сиксин В.В. // Изв. вузов. Материалы электронной техники. 2019. Т. 22. № 2. С. 118. https://doi.org/10.17073/1609-3577-2019-2-117-126
- 4. *Baumeister D.* Development and Characterization of a Radiation Hard Readout Chip for the LHCb-Experiment. PhD thesis. Heidelberg: Ruperto-Carola Univ.,

2003. 196 p. https://inspirehep.net/files/ 29603525aa 5608600d33a0b3002ccb07.

- 5. Аткин Э.В., Волков Ю.А., Воронин А.Г. и др. // ПТЭ. 2010. № 4. С. 57.
- 6. Силаев А.С. Аналого-цифровые микроканальные устройства амплитудной обработки сигналов микрополосковых детекторов. Дис. ... канд. физ.-мат. наук. М.: НИЯУ "МИФИ", 2010. 160 с.
- 7. Дорохов Д.В., Купер Э. А. // Автометрия. 2015. Т. 51. № 1. С. 92.
- Сиксин В.В. // Краткие сообщения по физике ФИАН. 2018. Т. 45. № 7. С. 9. https://doi.org/10.3103/S1068335618070023

- Hummel A., Allen A.O. // J. Chem. Phys. 1967. V. 46. № 5. P. 1604.
- Schmidt W.F., Allen A.O. // J. Chem. Phys. 1970. V. 52. № 5. P. 2345.
- 11. *Wickmann G., Nystrom H.* // Physics in Medicine and Biology. 1992. V. 37. № 9. P. 1789. https://doi.org/10.1088/0031-9155/37/9/005
- 12. *Hummel A., Schmidt W.F.*// Radiation Research Rev. 1974. V. 5. № 3–4. P. 199.
- 13. Серия технических докладов № 398. Международные практические рекомендации по дозиметрии, основанные на эталонах единицы поглощенной дозы в воде. При поддержке IAEA, WHO, PAHO и ESTRO. МАГАТЭ Вена, 2004. https://wwwpub.iaea.org/mtcd/publications/pdf/trs398r web.pdf.

РАДИОТЕХНИКА И ЭЛЕКТРОНИКА, 2021, том 66, № 12, с. 1240–1244

\_\_\_ НОВЫЕ РАДИОЭЛЕКТРОННЫЕ СИСТЕМЫ И ЭЛЕМЕНТЫ

УДК 621.373.8

# МОНОИМПУЛЬСНЫЕ ЛАЗЕРЫ НА АЛЮМОИТТРИЕВОМ ГРАНАТЕ С ИОНАМИ НЕОДИМА С РЕЗОНАТОРАМИ НА ОСНОВЕ ОПТИЧЕСКОЙ СХЕМЫ ЧЕТЫРЕХПРОХОДОВОГО УСИЛИТЕЛЯ С ПОПЕРЕЧНОЙ ДИОДНОЙ НАКАЧКОЙ АКТИВНОГО ЭЛЕМЕНТА

© 2021 г. А. И. Ляшенко<sup>*a*, \*</sup>, Е. М. Володина<sup>*a*</sup>, С. М. Сапожников<sup>*b*</sup>, А. В. Подкопаев<sup>*b*</sup>

 <sup>а</sup> Научно-технологический центр уникального приборостроения РАН, ул. Бутлерова, 15, Москва, 117342 Российская Федерация
 <sup>b</sup> Научно-исследовательский институт "Полюс" им. М.Ф. Стельмаха, ул. Введенского, 3, корп. 1, Москва, 11734 Российская Федерация \*E-mail: alexs 1407@yandex.ru Поступила в редакцию 21.04.2021 г. После доработки 18.05.2021 г. Принята к публикации 25.05.2021 г.

Представлены результаты применения в моноимпульсных лазерах на алюмоиттриевом гранате с ионами Nd<sup>3+</sup> резонаторов на основе оптической схемы четырехпроходового усилителя с односторонней боковой накачкой активного элемента моноспектральными решетками лазерных диодов. Предложенные схемы резонаторов позволяют увеличить выходную энергию моноимпульсов лазерного излучения. Моноспектральные решетки с эффективным отводом тепла от лазерных диодов способны обеспечить работоспособность лазеров при увеличении частоты повторения моноимпульсов и расширении диапазона температур окружающей среды.

DOI: 10.31857/S0033849421120159

# введение

Моноимпульсные лазеры на алюмоиттриевом гранате с ионами Nd<sup>3+</sup> (АИГ: Nd<sup>3+</sup>) с поперечной накачкой активного элемента решетками лазерных диодов (РЛД) заменяют лазеры с ламповой накачкой в таких системах, в которых от лазеров требуется частота повторения импульсов в несколько десятков герц, длительный ресурс, низкое энергопотребление, низкий уровень электромагнитных помех, малые вес и габариты, работоспособность в широком диапазоне температур окружающей среды [1]. К недостаткам лазеров с диодной накачкой следует отнести прежде всего необходимость прецизионной термостабилизации лазерных диодов (ЛД) из-за смещения длины волны ЛД (808 нм) при увеличении их температуры со скоростью 0.3 нм/°С из-за повышения температуры окружающей среды и саморазогрева ЛД при повышении частоты повторения импульсов. Это обстоятельство приводит к рассогласованию со спектром поглощения ионов Nd<sup>3+</sup> и, как следствие, к падению эффективности системы накачки [2]. Для этого температуру корпуса РЛД, на который контактным способом отводится тепло, выделяющееся в ЛД, необходимо оперативно изменять с помощью термоэлементов Пельтье и си-

стемы обратной связи за время переходных процессов (~15 мин) в ЛД после включения лазера. Отказаться от сложной и габаритной системы прецизионного термостатирования позволяют многоспектральные РЛД, излучающие в диапазоне 790...830 нм и состоящие из нескольких (от двух до пяти) групп линеек ЛД [3, 4]. Каждая группа излучает в отличном от других групп спектральном поддиапазоне, который при определенной температуре хорошо согласуется со спектром поглощения ионов Nd<sup>3+</sup>. Однако при большой частоте повторения импульсов из-за саморазогрева ЛД, как показано в [5], эффективнее использовать моноспектральные решетки. Благодаря существенному снижению тепловыделения в активном элементе при диодной накачке (примерно в три раза по сравнению с ламповой накачкой) становится возможным его охлаждение контактным способом с отводом тепла на радиатор, через который прокачивается морозостойкая жилкость [5]. В отличие от часто применяемых осесимметричных конструкций квантронов [6] с активным элементом, помещенным в прозрачную трубку, по которой протекает охлаждающая жидкость, в конструкции квантрона с радиатором отсутствует воздействие изучения РЛД на хладагент. Поэтому в качестве хладагента могут применяться морозо-



**Рис. 1.** Оптическая схема 1: 1 - глухое зеркало, 2 - глухое зеркало с прямолинейным краем, 3 - 90-градусная призмакрыша, 4 - квантрон с активным элементом из АИГ: Nd<sup>3+</sup>, двумя РЛД и сегментом посеребренного отражателя, 5 пластина-поляризатор, 6 - электрооптический элемент из LiNbO<sub>3</sub>, 7 - пластина  $\lambda/4$ .

стойкие жидкости (тосол, антифриз, спирт), подверженные фотодиссоциации в случае "лампового" квантрона или "диодного" квантрона осесимметричной конструкции. Новая элементная база, содержащая РЛД, которые постоянно совершенствуются, стимулирует разработчиков изменять конструкции квантронов, оптические схемы излучателей, устройство источников питания и систем охлаждения. Одна из актуальных задач при разработке лазеров на АИГ:Nd<sup>3+</sup> с лиодной накачкой с энергией моноимпульсов излучения 50...100 мДж и длительностью ~10 нс по уровню 0.5 от амплитуды заключается в повышении частоты повторения моноимпульсов и обеспечении работоспособности в широком диапазоне температур окружающей среды. Это необходимо для систем экологического мониторинга, технологических комплексов, авиационных лидаров.

В данной работе для решения этой задачи исследованы дополнительные возможности применения лазерных резонаторов на основе оптических схем четырехпроходовых усилителей с накачкой активного элемента моноспектральными РЛД.

# 1. ОСОБЕННОСТИ КОНСТРУКЦИИ КВАНТРОНА

В работах авторов [4] была предложена и испытана конструкция квантрона с односторонней боковой накачкой активного элемента из АИГ:Nd<sup>3+</sup> цилиндрической формы (диаметр 8 мм, длина 100 мм) двумя последовательно соединенными многоспектральными РЛД. От корпусов РЛД и активного элемента тепло контактным способом отводилось на радиатор, охлаждаемый морозостойкой жидкостью. В результате исследования генерационных и тепловых режимов работы лазера была проведена оценка температуры лазерных диодов вследствие их саморазогрева и сделан вывод о целесообразности замены многоспектральных РЛД на моноспектральную РЛД, оптимизированную по спектральным характеристикам под выбранный режим накачки. В данной работе применен квантрон с указанным выше активным элементом, который накачивался двумя моноспектральными РЛД типа ИЛПИ-141.

Проведенные в конструкции РЛД изменения были направлены на повышение эффективности контактного отвода тепла от лазерных диодов к корпусу РЛД и на увеличение площади излучающей области. В новом квантроне был также улучшен теплоотвол от активного элемента и корпусов РЛД на радиатор и введено дополнительное воздушное охлаждение. Конструкция квантрона с односторонней боковой накачкой и односторонним теплоотводом обусловливает применение в резонаторе лазера призмы-крыши, устраняющей влияние на выходные параметры лазера как термического клина в активном элементе, так и неравномерности распределения коэффициента усиления в поперечном сечении активного элемента

# 2. ОПТИЧЕСКАЯ СХЕМА РЕЗОНАТОРА

Расположенная рядом с торцом активного элемента призма-крыша "делит" своим ребром при 90-градусной вершине поперечное сечение элемента пополам и тем самым создает условия для построения схемы резонатора с зеркалами. Одно из зеркал имеет полностью отражающее покрытие и прямоугольный край, который параллелен ребру призмы-крыши и также "делит" поперечное сечение активного элемента пополам, а второе зеркало является частично прозрачным. Для того чтобы уменьшить лучевую нагрузку на расположенный рядом с этим зеркалом электрооптический элемент, который обладает невысокой лучевой прочностью, коэффициент пропускания зеркала выбирают меньше оптимального, что приводит к уменьшению КПД лазера. Трансформация такого резонатора в резонатор с "поляризационным" выводом излучения (рис. 1, схема 1), в котором лучевая нагрузка на электрооптический элемент заметно (примерно в два раза) снижена, позволяет сформировать при соответствующей азимутальной ориентации четвертьволновой пластины оптимальный коэффициент отражения "поляризационного" зеркала.

При небольших коэффициентах усиления в активном элементе с помощью четвертьволновой пластины, расположенной между торцом активного элемента и призмой-крышей, как показано



**Рис. 2.** Оптическая схема 2: 1 - глухое зеркало, 2 - глухое зеркало с прямолинейным краем, 3 - электрооптический элемент из LiNbO<sub>3</sub>, 4 - пластина-поляризатор, 5 - пластина  $\lambda/4$ , 6 - дополнительная четвертьволновая пластина с кристаллографическими осями под углами 0° и 90° к плоскости чертежа, 7 - активный элемент из АИГ: Nd<sup>3+</sup>, 8 - 90-градусная призма-крыша.

в [5], возможно сформировать "поляризационное" зеркало с оптимальным коэффициентом отражения, несмотря на деполяризующее свойство призмы-крыши [7]. Сформировать более прозрачное оптимальное зеркало, что необходимо при повышении энергии импульсов накачки с целью увеличить выходную энергию моноимпульсов излучения лазера, как следует из [8], возможно, если принять во внимание периодическую природу поляризационных эффектов. Для этого необходимо ввести в оптическую схему еще одну четвертьволновую пластину, которая компенсирует деполяризующее свойство призмы-крыши (рис. 2, схема 2).

Как следует из расчета состояний поляризации лазерного излучения, проведенного с помощью матриц Джонса [9], на выходе четырехпроходового усилителя, положенного в основу этих оптических схем при соответствующей азимутальной ориентации четвертьволновых пластин, отношение мощности излучения, отраженного от пластины-поляризатора (5 на рис. 1 и 4 на рис. 2), к мощности излучения, падающего на него, составляет величину  $T_1$  для схемы 1 и величину  $T_2$ для схемы 2. Величины  $T_1$  и  $T_2$  рассчитываются по следующим формулам:

$$T_1 = \left(\sin^2 2\varphi \cos^2 2\varphi\right) \times \\ \times \left(\sin \delta + \cos \delta \cos 2\varphi + \cos 2\varphi\right)^2, \tag{1}$$

$$T_2 = \sin^2 2\varphi(\sin \delta + \cos \delta \cos 2\varphi)^2, \qquad (2)$$

где  $\delta$  — фазовый сдвиг между волнами с ортогональными поляризациями из-за разного скачка фаз при полном внутреннем отражении от граней призмы-крыши,  $\phi$  — угол кристаллографической оси *z* пластины  $\lambda/4$ , с плоскостью максимального пропускания пластины-поляризатора. Фазовый сдвиг  $\delta$  при падении излучения по нормали на входную грань призмы-крыши составляет величину, близкую к 90° [7]:

$$\delta = 4 \operatorname{arctg} \sqrt{1 - 2n^{-2}},\tag{3}$$

где n — показатель преломления материала призмы-крыши (при n = 1.55,  $\delta = 90^{\circ}$ ). Из формул (1), (2) следует, что в резонаторе с оптической схемой 2 (см. рис. 2) коэффициент пропускания "поляризационного" зеркала может быть установлен оптимальным в более широком диапазоне энергий импульсов накачки. Таким образом, в лазере с оптической схемой 2 возможно увеличить выходную энергию моноимпульсов излучения без увеличения лучевой нагрузки на электрооптический элемент. К тому же в схеме 2 величина коэффициента отражения "поляризационного" зеркала менее критична к повороту четвертьволновой пластины (по сравнению со схемой 1), что делает установку оптимального зеркала в режиме генерации моноимпульсов излучения более безопасной.

## 3. РЕЖИМЫ РАБОТЫ ЛАЗЕРА

Изменение коэффициента поглощения излучения накачки в активном элементе из-за рассогласования спектров приводит как к изменению эффективности системы накачки, так и к изменению распределения инверсной населенности в поперечном сечении активного элемента. Отвод тепла контактным способом от активного элемента не обеспечивает прецизионной стабилизации его температуры, что сопровождается изменениями величины поперечного сечения стимулированного излучения ионов Nd<sup>3+</sup>. Эти обстоятельства могут привести к тому, что в момент включения "холодного" лазера или включения лазера после небольшой паузы длительностью несколько минут максимальная плотность энергии моноимпульсов может превысить допустимую величину и привести к оптическому пробою наиболее нестойких к излучению компонентов резонатора. Благодаря применению призмы-крыши в оптической схеме резонатора на рис. 2 создается равномерное распределение инверсной населенности в направлении активный элемент-РЛД при любом значении энергии импульсов накачки и любом спектральном составе ее излучения. При переводе лазера в режим включения добротности после окончания свободной генерации, в котором стабилизируется максимальная плотность энергии, становится возможным работать как в стационарном, так и в переходных режимах, не



**Рис. 3.** Зависимость энергии *E* моноимпульсов излучения от частоты их повторения  $F_{\rm H}$  при различных режимах охлаждения и при температуре окружающей среды  $T_{\rm oc} = 20^{\circ}$ С: треугольники – жидкость + воздух, ромбы – жидкость, квадраты – воздух.

подвергая лучевой перегрузке компоненты резонатора [4, 10]. Тогда дальнейшая задача стабилизации выходных энергетических параметров сводится к контролю и управлению тепловыми режимами лазера.

Оценка изменения температуры ЛД в моноспектральных РЛД в результате саморазогрева с увеличением частоты повторения импульсов, проведенная по методике, изложенной в [5], свидетельствует о значительном увеличении (в 1.5 раза) эффективности контактного отвода тепла от ЛД на корпус РЛД по сравнению с многоспектральными РЛД, рассмотренными в работах [4, 5]. Это обстоятельство вместе с конструктивными изменениями квантрона и применением воздушного (дополнительно к жидкостному) охлаждения позволяет увеличить частоту повторения импульсов и обеспечить работоспособность лазера в более широком диапазоне температур окружающей среды за счет коммутации режимов охлаждения (воздушно-жидкостного, только жидкостного, только воздушного). На рис. 3 представлены экспериментальные зависимости энергии моноимпульсов излучения от частоты повторения моноимпульсов при различных режимах охлаждения. Значения температуры лазерных диодов  $T_{\Pi\Pi}$ , определенных по методике из [5] приведены для режима воздушно-жидкостного охлаждения.

Как видно из рисунка, при увеличении частоты повторения на 10 Гц температура лазерных диодов увеличивается на 10° вследствие их саморазогрева, а длина волны излучения диодов смещается на 3 нм, что приводит к рассогласованию спектров поглощения ионов неодима и излучения диодной накачки и, как следствие, к падению энергии моноимпульсов излучения. Увеличение



Рис. 4. Рассчитанная и экспериментальная зависимости энергии моноимпульсов излучения E от частоты их повторения  $F_{\rm u}$  при различных температурах окружающей среды  $T_{\rm oc}$ : эксперимент при 20°С (ромбы) и 15°С (треугольники), расчет при 15°С (кружочки) и 0°С (крестики).

температуры лазерных диодов при снижении охлаждения приводит к более быстрой деградации энергии моноимпульсов с увеличением частоты повторения. Однако при отрицательных температурах окружающей среды отключение жидкостного охлаждения должно привести к росту энергии моноимпульсов.

Используя данные, представленные на рис. 3, с учетом эквивалентности нагрева лазерных диодов при увеличении температуры окружающей среды  $T_{\rm oc}$  на 10°С или увеличении частоты повторения на 10 Гц можно построить предполагаемые зависимости энергии моноимпульсов от частоты повторения при температурах  $T_{\rm oc}$  15 и 0°С путем сдвига зависимости энергии моноимпульсов от частоты повторения при температурах  $T_{\rm oc} = 20$ °С на 5 и 20 Гц соответственно.

Из частотных энергетических характеристик в режиме свободной генерации, представленных на рис. 4, видно, что при  $T_{oc} = 0^{\circ}$ С выходные энергетические параметры лазера при частоте повторения 30 Гц полностью восстанавливаются. Такой же эффект можно ожидать при  $T_{oc} = 20^{\circ}$ С, стабилизируя температуру охлаждающей жидкости вблизи 0° с помощью термоэлементов Пельтье, расположенных непосредственно в системе охлаждения, удаленной от излучателя.

### ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Применение резонатора на основе оптической схемы четырехпроходового усилителя с двумя четвертьволновыми пластинами позволяет увеличить выходную энергию моноимпульсов излучения лазера на АИГ:Nd<sup>3+</sup> с односторонней боковой накачкой активного элемента моноспектральными решетками лазерных диодов. Моноспектральные решетки с эффективным отводом тепла от лазерных диодов обеспечивают работоспособность лазеров при увеличении частоты повторения моноимпульсов и расширении диапазона температур окружающей среды с помощью коммутации различных режимов охлаждения квантрона и стабилизации температуры охлаждающей жидкости.

# СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- 1. *Koechner W.* Solid-State Laser Engineering. N. Y.: Springer, 2006.
- 2. Дураев В.П., Мармалюк А.А., Падалица А.А. и др. // Квант. электрон. 2008. № 2. С. 97.
- 3. Overton G. // Laser Focus World. 2007. V. 43. № 8.
- 4. Гармаш В.М., Володина Е.М., Ляшенко А.И. и др. // Тр. Росс. научно-технол. о-ва радиотехники, электроники и связи имени А.С. Попова. Сер.: Акустооптические и радиолокационные методы из-

мерений и обработки информации. Вып. XI. М.: РНТОРЭС им. А.С. Попова, 2018. С. 199.

- Гармаш В.М., Володина Е.М., Ляшенко А.И. и др. // Тр. Росс. научно-технол. о-ва радиотехники, электроники и связи имени А.С. Попова. Сер.: Акустооптические и радиолокационные методы измерений и обработки информации. Вып. XII. М.: РНТОРЭС им. А.С. Попова, 2019. С.95.
- 6. *Гречин С.Г., Николаев П.П.* // Квантов. электрон. 2009. Т. 39. № 1. С. 1.
- 7. Ландсберг Г.С. Оптика. М.: Наука, 1976. С. 485.
- Ляшенко А.И., Володина Е.М. Моноимпульсный твердотельный лазер. Пат. РФ на полезную модель № 204719. Опубл. 08.06.2021 в офиц. бюл. "Изобретения. Полезные модели". № 16.
- 9. *Молчанов В.Я., Скроцкий Г.В.* // Квант. электроника. 1971. № 4. С. 3.
- 10. Ляшенко А.И. // Физические основы приборостроения. 2017. Т. 6. № 3(25). С. 38.

# АВТОРСКИЙ УКАЗАТЕЛЬ

DOI: 10.31857/S0033849421120214

Абдуханов А. А. 9 927-936 Аверин С. В. 2 181-184 Аккуратов В. И. 10 1011-1016 Алексеев С. Г. 11 1133-1139 Ангархаева Л. Х. 10 959-965 Андреев С. Е. 9 859-862 Андреева М. С. **2** 199-204 Андрианов М. Н. **8** 805-809 Анненков А. Ю. 12, 1216-1223 Анютин А. П. 3 245-252, 6 559-564, 10 951-958 Артюшкин Н. В. 2 199-204 Афанасьев С. А. 3 258-265 Бабаян В. А. 4 327-332, Бабенко В. П. 9 907-918, Бакулин М.Г., 12 1189-1197 Балышева О.Л. 12 1224-1232 Банков С. Е. 2 122-132, 4 315-326, 4 333-338, **5** 425–430, **6** 533–542, **6** 552–558, **7** 627–643, **10** 939–950 Барабанова Е. А. 11 1053-1060 Батшев В. И. 10 997-1003 Башкуев Ю. Б. 10 959-965 Битюков В. К. 9 907-918 Благов А. Е. 10 1011-1016 Богачев А.С. 12 1198-1206 Богачев Н. Н. 9 859-862 Бойков Д. В. 8 760-771 Борисенко Д. Н. 10 980-988 Брянцева Т. А. 5 490-499, 11 1133-1139 Бугаев А. С. 10 1024-1028 Будунова К. А. 11 1085-1099 Булычев Ю. Г. 5 468-475 Буряков А. М. 9 891-900 Бутылкин В. С. 1 3-17, 2 105-121, 12 1147-1154 Бухман Н. С. 3 209-225 Бушмелева К. И. 9 919-926 Буянова Д. Г. 10 959-965 Васильев А. Е. 3 291-308 Вдовин В. А. 1 82-90 Веденеев А. С. 10 1024-1028 Венецкий А. С. 11 1071-1077 Верба В. С. 12 1198-1206 Вилков Е. А. 4 395-401,

Вишневский В. М. 11 1053-1060 Власов В. С. 8 815-824, 11 1117-1124 Власова А. Г. 10 997-1003 Володина Е.М. 12 1240-1244 Воруничев Д. С. 9 872-883 Вострецов А. Г. 8 772-790 Вытовтов К. А. 11 1053-1060 Герус С. В. 7 662-672, 12 1216-1223 Гизатуллин З. М. 6 609-613 Гизатуллин Р. М. **6** 609-613 Гладков С. О. 6 577-580 Гончаров И. Н. 3 309-312 Грачев А. Н. 2 155-161 Григорьевский В. И. 7 654-661 Гринев А. Ю. 12, 1155-1164 Гуляев Ю. В. 1 82-90, 11 1133-1139 Гупта Д. Н. 7 644-648 Гусевский В. И. 4 373-379 Гусейн-заде Н. Г. 9 859-862 Давидович М. В. **7** 682-697 Давыдов В. В. 2 174-180, 3 285-290, 5 511-516, 10 1017-1023 Давыдов Р. В. 5 511-516, 10 1017-1023 Даниелян Г. Л. 1 91-96 Детков А. Н. 8 748-759 Дмитриев А. С. **1** 27-38, **5** 476-482 Дмитриев П. Н. **4** 410-416 Доможаков Д. А. 7 717-724, 8 825-832 Дудкин В. И. 2 174–180, 5 511–516, 10 1017–1023 Дупленкова М. Д. 4 373-379, 12 1165-1171 Елисеев Д. Ю. 4 356-364 Емельянов А. В. **10** 1024-1028 Емельянов Е. С. **6** 523-532 Ермаков А. Б. 4 410-416 Ермилов Д. В. 9 863-871 Жаворонкова Л. А. **10** 1004–1010 Житов В. А. 2 181-184 Жохов А. А. 10 980-988 Завьялов М. А. 5 500-510 Задерновский А. А. 9 901-906 Зайцев Г. В. 5 443-456 Залетов Д. В. 3 285-290 Замятин А. А. 3 279-284

Заргано Г. Ф. 11 1061-1065 Захаров А. В. 2 190–198 Захаров Л. Ю. 2 181-184 Заярный В. П. 4 365-372 Здоровейшев А. В. 7 698-702 Зиялинов В. В. 12 1207-1215 Зулилин А. С. 1 62-68 Иванов А. А. 8 760-771 Иванов А. В. 8 760-771 Иванов А. П. 8 815-824 Измайлов А.А. 12 1155-1164 Ильина Н. С. 11 1109-1116 Ишков В. В. 1 27-38 Кабыченков А. Ф. 1 69-81 Кабышев А. М. 3 309-312 Каевицер В. И. 1 62-68, 8 791-797 Казанцев Ю. Н. 1 3-17, 2 105-121, 4 327-332, 12 1147-1154 Казанцева Н. Е. 4 327-332 Каленов Д.С. 12 1147-1154 Калентьева И. Л. 7 698-702 Калинин В. И. 6 614-624 Калиничев В. И. 2 122-132, 4 315-326, 5 425-430, 6 533-542, 7 627-643, 10 939-950 Калмыков В. М. 9 863-871 Калошин В. А. 3 253-257, 5 431-435, 6 565-570, **6** 594–601, **7** 649–653, **10** 974–979, **11** 1078–1084, 12 1165-1171 Кашин В. А. 10 966-973 Кершнер И. А. 10 989-996 Кинев Н. В. 3 266-278, 4 410-416 Киселев О. С. 4 410-416 Китаев А. Е. 5 483-489 Климов К. Н. 6 581-593 Клионовски К. 4 333-338 Коваленко А. Н. 9 837-844 Ковальчук М. В. 10 1011-1016 Козлов А. М. 10 1024-1028 Койгеров А. С. 12 1224-1232 Комаров В. В. 2 141-144 Кондратенко С. В. 7 717-724 Конов К. И. 6 581-593 Корбаков Д. А. 8 805-809 Корниенко В. Н. 7 644-648 Корчагин А. И. 2 141-144 Костин М. С. 9 872-883 Котов В. М. 2 181-184 Кочмарев Л. Ю. 1 91-96 Кошелец В. П. 3 266-278, 4 410-416 Кравченко В. Ф.11 1085-1099

Крафтмахер Г. А. 1 3–17, 2 105–121, 4 327–332, 12 1147-1154 Крейнделин В.Б. 12 1189-1197 Крымский К. М. **2** 199–204 Крысанов Д. В. 3 236-244 Кузнецов В. А. 5 457-467 Кузнецов П. И. 2 181-184 Кулагин В. В. 7 644-648, Куликовский К. В. 9 863-871 Курбатский С. А. 2 155-161 Курочкин П. С. 12 1207-1215 Кюркчан А. Г. 3 226-235, 3 236-244 Лаговский Б. А. 9 853-858 Лагунов И. М. 4 345-350. 5 419-424 Лаптев А. И. 2 199-204 Ле Д. Т. 10 974-979. Ле Д. Т. 11 1078-1084 Лежнева Н. А. 8 760-771 Лерер А. М. 6 543-551 Лисовский Ф. В. 1 69-81 Литвинов А. В. 4 356-364 Литвинцев С. H.2 190-198 Локк Э. Г. 7 662-672. 12 1216-1223 Луговской А. В. 7 662-672 Лузанов В. А. 10 1024-1028, 10 1029-1038 Луу Д. Т. 5 431-435 Любченко В. Е. 11 1133-1139 Ляшенко А.И. 12 1240-1244 Макаров П. А. 11 1117-1124 Макеев С. С. 5 511-516 Макеева Г. С. 6 543-551 Маковецкий А. А. 3 279-284 Максименко В. Г. 5 436-442 Маликов И. В. 4 395-401 Мальцев В. П. 1 3-17, 2 105-121, 4 327-332, 12 1147-1154 Маненков С. А. 3 226-235, 3 236-244 Маречек С. В. 1 91-96 Марков И. А. 5 490-499, 11 1133-1139 Мартьянов П. С. 7 725-728 Марышев С. Н. 4 395-401 Маслаков М. Л. 2 145-154 Маслаков М. П. 3 309-312 Мачихин А. С. 10 997-1003 Мельчинов В. П. 10 959-965 Меркулов В. И. 12 1198-1206 Мещанов В. П. 2 141-144 Миргородская Е. Н. 7 698-702 Мишина Е. Д. 9 891-900 Мищенко С. Е. 4 356-364 Мозоль А. А. 5 468-475

Моисеева Н. А. 10 1011-1016 Мороз А. В. 5 511-516, 10 1017-1023 Мохсени Т. И. 5 476-482 Мурашов Д. М. 10 989-996 Мязин Н. С. 2 174-180 Мясин Е. А., 7 673-681 Назаров Л. Е. 1 62-68, 8 791-797 Нгуен К. Т. 3 253-257 Неёлов В. В. 6 602-608 Нефёлов Е. И. 4 365-372 Никитин А. В. 2 162-173 Никитин А. К. 11 1140-1144 Никитин И. П. 1 3-17, 2 105-121, 10 1029-1038 Никитин П. А. 11 1140–1144 Николаев Д. И. 2 174-180, 5 511-516, 10 1017-1023 Николаев С. Н. 10 1024-1028 Нуриев М. Г. 6 609-613 Обухов Ю. В. 10 989-996. 10 1004-1010 Осташев В. Е. 11 1043-1052 Палкин Е. А. 1 18-26 Парамонов А. А. 9 884-890 Парфенов Д. В. 9 845-852 Перов Д. В. 4 386-394 Петров А. А. 3 285-290 Петров В. А. 2 162–173 Петрович А. А. 1 18-26 Пинчуков В. В. 11 1109-1116 Писаревский Ю. В. 10 1011-1016 Поборчая Н. Е. 8 798-804 Подкопаев А.В. 12 1240-1244 Пожар В. Э. 10 997-1003 Пожидаев В. Н. 8 805-809 Ползикова Н. И. 11 1133-1139 Полушин Н. И. 2 199-204 Польщикова О. В. 10 997-1003 Пономарев Д. С. 9 891-900 Пономарев И. Н. 4 365-372 Пономаренко В. И. 4 345-350, 5 419-424 Поройков А. Ю. 11 1109-1116 Потапов А. А. 5 457-467 Потоцкий А. Н. 5 457-467 Раевский А. О. 11 1133-1139 Раевский А. С. 2 133-140, 4 351-355 Раевский С. Б. 2 133-140, 4 351-355 Редькин Б. С. 10 980-988 Резнёв А.А. 12 1189-1197 Ринкевич А. Б. 4 386-394 Рогалин В. Е. 2 199-204 Розенко С. А. 2 190-198 Ростами Х. Р. 10 1029-1038

Рыжов А. И. 1 27-38 Рыльков В. В. 10 1024-1028 Ряховский Д. В. 3 279-284 Савченко В. В. 11 1100-1108 Савченко Л. В. 11 1100-1108 Сайфулин Д. А. 9 859-862 Самородов А. А. 6 602-608 Самохин А. Б. 6 571-576 Сапожников С.М. 12 1240-1244 Сапронова Т. М. 5 500-510 Седаков А. Ю. 2 133-140, 4 351-355 Семенов А. В. 2 185-189 Семенцов Д. И. 3 258-265 Серов А. В. 2 185–189 Сигов А. С. 9 835-836 Сизов В. Е. 7 698-702 Сиксин В.В. 12 1233-1239 Синкин М. В. 10 989-996 Смольянинов И. В. 1 62-68, 8 791-797 Соловьев А. Н. 7 673-681 Соловьев В. В. 12 1178-1188 Солодков А. Ф. **9** 901–906 Солосин В. С. 4 327-332 Стальков П. М. 5 500-510 Стариковский А. И. 9 927-936 Стародубцев В. Г. 4 380-385, 8 810-814 Степушкин М. В. 7 698-702 Стерлядкин В. В. 9 863-871 Сурков Д. А. 11 1109-1116 Сыровой В. А. 4 402-409, 5 500-510, 7 703-716 Таранов И. В. 1 82-90 Таргонский А. В. 10 1011-1016 Тезадов Я. А. 7 654-661 Темирязев А. Г. 7 698-702 Темирязева М. П. 7 698-702 Тен Ю. А. 5 490-499, 11 1125-1132 Терешонок М. В. 12 1207-1215 Терещенко Е. Д. 4 339-344 Терещенко П. Е. 4 339-344 Титаренко А. А. 2 133-140, 4 351-355 Тихонова О. В. 9 927-936 Толмачева Р. А. **10** 1004-1010 Увайсов С. У. 9 919-926 Увайсова А. С. 9 919-926 Ульянов А. В. 11 1043-1052 Ульянов Д. В. 11 1109-1116 Урумов В. В. **3** 309–312 Фам В. Ч. 6 565-570, 6 594-601, 7 649-653 Фам Л. К. Х. 9 919-926 Федорова И. В. 3 258-265

Филатова С. Г. 8 772-790 Филин С. А. 2 199-204 Филиппенко Л. В. 4 410-416 Фоминский М. Ю. **4** 410-416 Фролова Е. В. 2 122–132, 4 315–326, 6 533–542. 7 627–643, 10 939–950 Харланов А. В. 11 1061-1065 Хасанов И. Ш. 11 1066-1070 Хзмалян А. Д. 5 443-456 Хоанг Ван З. 9 884-890 Хомутов Г. Б. 1 82-90 Хомяков А. В. 2 155-161 Худак Ю. И. 9 845-852. 9 884-890 Шветкова О. Н. 4 373-379 Чапурский В. В. **6** 614-624 Черепанов В. В. 6 543-551 Черепенин В. А. 1 82-90, 6 614-624 Черных А. В. 4 395-401 Чигарев С. Г. 4 395-401 Шавров В. Г. 8 815-824, 11 1117-1124 Шалдаев С. Е. 6 602-608 Шаповалов Д. В. 3 285-290 Шахтарин Б. И. 8 782-790 Шацкий В. В. 4 356-364

Шеин А. Г. 11 1061–1065 Шибалко К. В. 2 185-189 Шилов И. П. 1 91-96 Шишкин В. Ю. 8 760-771 Шматко Е. В. 11 1109-1116 Шурыгина И. С. 10 966-973 Шеглов В. И. 8 815-824. 11 1117-1124 Щербаков В. В. 9 901-906 Элиович Я. А. 10 1011-1016 Ярлыков А. Д. 9 837-844 Ярлыков М. С. 1 39-61, 8 733-747 Ярлыкова С. М. 8 733-747 Авторский указатель 12 1245-1248 Василий Иванович Тихонов (21.08.1921-03.09.2006) 8 731-732 К 70-летию со дня рождения Александра Алексеевича Потапова 5 517-518 Памяти Сергея Борисовича Раевского 2 205-206 Раевский А. О. 11 1133-1139 Памяти Валентина Николаевича Кулешова 5 519-520 Памяти Владислава Ивановича Пустовойта 10 1039-1940 Правила для авторов по подготовке материалов 1 97-102