
СОДЕРЖАНИЕ

Том 67, номер 1, 2022

ОБЗОР

Цифроаналоговые преобразователи на основе дельта-сигма-модуляторов

М. С. Енученко, А. С. Коротков

3

ЭЛЕКТРОДИНАМИКА И РАСПРОСТРАНЕНИЕ РАДИОВОЛН

Спектральная методика расчета щелевых антенн со слоистым диэлектриком

Г. Ф. Заргано, А. М. Лерер, А. О. Пелевин

20

Исследование диэлектрических свойств белого мрамора в диапазоне миллиметровых волн методами радиометрии

В. А. Голунов

30

Плазмонные резонансы в звездообразном наноцилиндре из золота

А. П. Анятин

38

АНТЕННО-ФИДЕРНЫЕ СИСТЕМЫ

Интерферометр для контроля формы выпуклых зеркал оптических и радиотелескопов, построенный по схеме ортогональных лучей

В. И. Батшев, Д. А. Новиков, А. Е. Гавлина, И. А. Баландин

44

ТЕОРИЯ И МЕТОДЫ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ

Структурно-параметрический синтез систем оптимальной текстурно-фрактальной обработки многомерных радиолокационных изображений

А. А. Потапов, В. А. Кузнецов, Е. А. Аликулов

51

Оптимизация управления беспилотными летательными аппаратами, обеспечивающая их согласованное движение по маршруту с заданной топологией

В. С. Верб

68

ЭЛЕКТРОННАЯ И ИОННАЯ ОПТИКА

Возбуждение колебаний заряженных частиц в быстроосциллирующих электрических полях на границе устойчивости диаграммы Матве

Е. В. Мамонтов, Р. Н. Дятлов

78

НОВЫЕ РАДИОЭЛЕКТРОННЫЕ СИСТЕМЫ И ЭЛЕМЕНТЫ

Аналитические условия для выравнивания и уменьшения амплитуд составляющих временного отклика в витке меандровой линии

Р. С. Суровцев

84

Правила для авторов по подготовке материалов

91

УДК 621.396.69

ЦИФРОАНАЛОГОВЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ НА ОСНОВЕ ДЕЛЬТА-СИГМА-МОДУЛЯТОРОВ

© 2022 г. М. С. Енученко^а *, А. С. Коротков^а

^аСанкт-Петербургский политехнический университет Петра Великого,
ул. Политехническая, 29, Санкт-Петербург, 195251 Российская Федерация

*E-mail: enuchenko_ms@spbstu.ru

Поступила в редакцию 24.03.2021 г.

После доработки 04.07.2021 г.

Принята к публикации 07.07.2021 г.

Представлен обзор цифроаналоговых преобразователей на основе дельта-сигма модуляторов ($\Delta\Sigma$ -модуляторов). Рассмотрена структура и принцип работы цифроаналоговых дельта-сигма преобразователей. Обсуждаются особенности построения основных блоков, включая интерполяционный фильтр, цифровой $\Delta\Sigma$ -модулятор, базовый цифроаналоговый преобразователь, выходной фильтр. Представлены достигнутые результаты за последние пять лет. Обзор ориентирован на специалистов в области микроэлектронной компонентной базы в части разработки цифроаналоговых преобразователей.

DOI: 10.31857/S003384942201003X

ВВЕДЕНИЕ

Неотъемлемой частью телекоммуникационных систем является цифроаналоговый преобразователь (ЦАП), который формирует информационный сигнал, переносимый на несущую частоту и излучаемый в эфир. Наблюдаются следующие тенденции в развитии телекоммуникационных систем: возрастающая доля цифровой части в передающем тракте, стремление уменьшить площадь, занимаемую компонентами системы на кристалле, повышение требований к динамическим характеристикам при сохранении приемлемыми иных параметров. Перенос функций передатчика в цифровую область позволяет повысить гибкость и функциональность устройства, а также получить наибольший выигрыш при переходе на технологические процессы с меньшей проектной нормой. Аналоговые блоки не обладают такой способностью к масштабированию, и переход к более передовым технологическим процессам, как правило, не обеспечивает сопоставимый выигрыш в производительности.

Повышение динамических характеристик требует повышения разрядности ЦАП, что приводит к увеличению площади кристалла ЦАП. Решением в данной ситуации выступает дополнение ЦАП дельта-сигма-модулятором ($\Delta\Sigma$ -модулятором). Аналоговые $\Delta\Sigma$ -модуляторы широко используются в аналогоцифровых преобразователях (АЦП), в которых выполняют функции повышения эффективной разрядности. Для низ-

кочастотных приложений обычно используются дискретные во времени $\Delta\Sigma$ -модуляторы на переключаемых конденсаторах, отличающиеся низкой потребляемой мощностью [1–4]. В быстродействующих схемах предпочтение отдается непрерывным во времени схемам. Для ЦАП используются цифровые $\Delta\Sigma$ -модуляторы, принцип работы которых идентичен аналоговым [1, 5, 6].

Включение $\Delta\Sigma$ -модулятора в структуру преобразователя, т.е. построение дельта-сигма-ЦАП ($\Delta\Sigma$ -ЦАП), позволяет решить ряд практически значимых задач. В частности, повысить функциональность устройства (благодаря простоте реконfigurирования цифровой части), сократить площадь, занимаемую ЦАП на кристалле, увеличить выигрыш от перехода на технологические процессы с меньшей проектной нормой. Перечисленные преимущества оказываются востребованными в системах передачи данных, где требуется полоса частот порядка 10...100 МГц и разрядность 12...16 бит, например в мобильных сетях 4-го и 5-го поколения и Wi-Fi. Однако в настоящее время в зарубежной и отечественной литературе отсутствуют публикации, обобщающие текущий опыт разработки цифроаналоговых преобразователей на основе $\Delta\Sigma$ -модуляторов.

Целью данной работы является систематизация базовых сведений об устройстве $\Delta\Sigma$ -ЦАП, сопоставительный анализ современных решений и подходов к разработке $\Delta\Sigma$ -ЦАП.

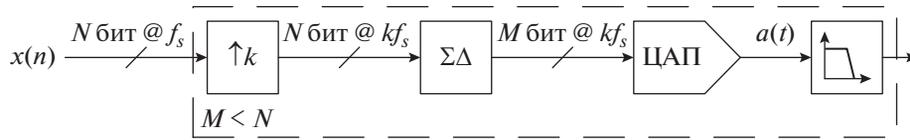


Рис. 1. Цифроаналоговый преобразователь с передискретизацией ($\Delta\Sigma$ -ЦАП).

В обзоре рассмотрены архитектуры $\Delta\Sigma$ -ЦАП, т.е. возможные комбинации $\Delta\Sigma$ -модулятора и ЦАП; обсуждается вопрос интерполяции входного сигнала; также рассмотрены цифровые $\Delta\Sigma$ -модуляторы, применяемые в $\Delta\Sigma$ -ЦАП, и представления цифровых модуляторов, частотные свойства, многокаскадные, конвейерные, реконфигурируемые модуляторы. Кратко описаны особенности построения ЦАП, входящего в состав $\Delta\Sigma$ -ЦАП; обсуждаются вопросы, связанные с фильтрацией выходного аналогового сигнала, в частности, аналоговые, цифровые и полудигитальные способы фильтрации шума квантования в выходном аналоговом сигнале.

1. $\Delta\Sigma$ -ЦАП

1.1. Архитектуры $\Delta\Sigma$ -ЦАП

Цифроаналоговые преобразователи по принципу работы делятся на два класса согласно соотношению частоты дискретизации и частоты обработки кода: ЦАП со скоростью Найквиста, ЦАП с передискретизацией, т.е. $\Delta\Sigma$ -ЦАП. Кроме того, возможны комбинированные решения. В случае N -разрядного цифроаналогового преобразователя со скоростью Найквиста на вход поступает N -разрядный код с частотой дискретизации f_s . Цифроаналоговый преобразователь за период дискретизации T_s обрабатывает один отсчет и формирует соответствующий выходной аналоговый сигнал, то есть ЦАП работает со скоростью f_s отсчетов в секунду. При этом полоса частот восстанавливаемых сигналов оказывается равной полосе частот, определяемой формулой Найквиста, то есть половине частоты дискретизации f_s . Структура $\Delta\Sigma$ -ЦАП показана на рис. 1 [5, 6]. На

первом этапе частота дискретизации входного кода $x(n)$ повышается в k раз (k – коэффициент передискретизации, OverSampling Rate, OSR) с помощью цифрового интерполяционного фильтра, далее код поступает на вход цифрового $\Delta\Sigma$ -модулятора. В результате на выходе модулятора формируется код меньшей разрядности M ($M < N$) с частотой дискретизации kf_s . Код подается на M -разрядный ЦАП со скоростью Найквиста (далее – “базовый” ЦАП). При этом выходной аналоговый сигнал $a(t)$ базового ЦАП помимо информационного сигнала содержит и сигнал шума квантования, созданный $\Delta\Sigma$ -модулятором, который впоследствии должен быть отфильтрован, например, аналоговым фильтром нижних частот.

Таким образом, в $\Delta\Sigma$ -ЦАП снижается разрядность базового ЦАП, но возрастает требуемое быстродействие. Снижение разрядности базового ЦАП является главным преимуществом и целью использования $\Delta\Sigma$ -ЦАП, так как достижение показателей по линейности, площади и быстродействию ЦАП непосредственно зависит от разрядности. На рис. 2 представлены области применения $\Delta\Sigma$ -ЦАП и ЦАП со скоростью Найквиста (ось абсцисс эквивалентна полосе рабочих частот ЦАП) [7]. Как видно из рисунка, они неэквивалентны, т.е. не удастся сохранять широкую полосу частот сигнала, снижая разрядность и увеличивая быстродействие базового ЦАП, что следует из формулы для отношения сигнал/шум (SNR – Signal-to-Noise Ratio) [5, 6, 8–10]:

$$\text{SNR} = 10 \lg \frac{3(2^N - 1)^2 (2L + 1) \text{OSR}^{2L+1}}{2\pi^{2L}}, \quad (1)$$

где N – разрядность квантователя, L – порядок модулятора. Зависимость SNR от разрядности приблизительно линейная, а от OSR – логарифмическая. Как следствие, динамические характеристики при уменьшении разрядности падают быстрее, чем растут с увеличением коэффициента передискретизации. Этот эффект может быть скомпенсирован увеличением порядка модулятора. Однако снижение разрядности и повышение порядка увеличивает амплитуду шума ошибки квантования, что повышает требования к фильтрации выходного сигнала. Тем не менее использование передискретизации позволяет достигать более высоких динамических характеристик в узкой полосе частот, которых не удастся достичь ЦАП со скоростью Найквиста.

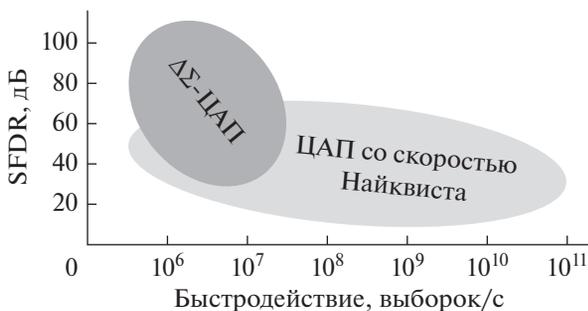


Рис. 2. Области применения ЦАП (SFDR – Spurious-Free Dynamic Range).

Построение цифровых телекоммуникационных систем требует высокоскоростных ЦАП (со скоростью более 1 Гвыборк/с) и широкой полосой частот (более 20 МГц) [11–17]. В этом качестве широко распространены ЦАП со скоростью Найквиста. Как отмечалось, для упрощения аналоговой части необходимо снижать разрядность ЦАП без заметного ухудшения характеристик, чего можно добиться использованием $\Delta\Sigma$ -модулятора и введением передискретизации. В предельном случае удается снизить разрядность базового ЦАП до одного разряда, что позволяет использовать в качестве ЦАП фактически любое ключевое устройство. Например, в построенных таким образом передатчиках – полностью цифровые передатчики (ADT – All-Digital Transmitter) – выходной код с $\Delta\Sigma$ -модулятора подается, например, на ключевой усилитель мощности [18–28]. Тем самым аналоговая часть передающего тракта сводится к минимуму: усилитель мощности, выходной полосовой фильтр, антенна.

Так как в телекоммуникационных системах требуются полосы рабочих частот от нескольких десятков мегагерц, то достижимые уровни значений OSR оказываются значительно меньше, чем в типовых приложениях $\Delta\Sigma$ -ЦАП, таких как звуковые тракты и измерительное оборудование. Обычно значение OSR для низкочастотных приложений $\Delta\Sigma$ -ЦАП составляет не менее 100, что в случае полосы в несколько десятков мегагерц потребует от базового ЦАП работы на частотах в единицы-десятки гигагерц. Поэтому коэффициент OSR обычно меньше 100 и находится в пределах от 4 до 64 [10, 14, 15, 29–34]. При этом следует учитывать следующие аспекты.

1. Повышение OSR снижает требования к аналоговому фильтру по крутизне передаточной характеристик, но повышает требования к базовому ЦАП по быстродействию. При этом обеспечивается логарифмический рост динамических характеристик.

2. Повышение разрядности увеличивает требования к базовому ЦАП, но снижает требования к аналоговому фильтру. При этом обеспечивается линейный рост динамических характеристик.

3. Повышение порядка модулятора, на первый взгляд, позволяет не менять требования к базовому ЦАП ни по разрядности, ни по быстродействию, но повышает требования к аналоговому фильтру по подавлению, так как происходит рост амплитуды ошибки квантования вне полосы рабочих частот. При этом обеспечивается практически линейный рост динамических характеристик. Однако повышение порядка модулятора приводит к повышению разрядности базового ЦАП, так как модуляторы выше 2-го порядка с одноразрядными квантователями неустойчивы.

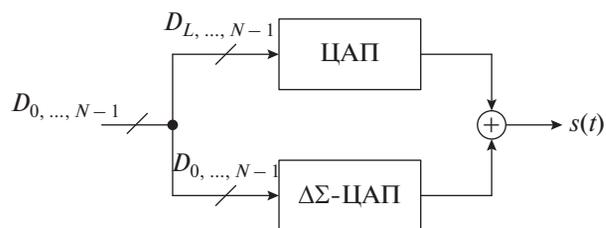


Рис. 3. Гибридный ЦАП.

Для обеспечения устойчивости следует либо повышать разрядность квантователя, либо переходить к многокаскадным структурам и также повышать разрядность выходного кода модулятора.

Как видно, определение параметров OSR, порядка модулятора и разрядности базового ЦАП является решением задачи оптимального поиска при заданных ограничениях. Причем решением могут быть не только одноразрядные (например, в ADT), но и многоразрядные базовые ЦАП. Стоит отметить, что эффект повышения требований к аналоговому фильтру (например, при росте порядка модулятора) может быть компенсирован предварительной цифровой или полуцифровой фильтрацией. В некоторых случаях удается добиться полного отказа от аналогового фильтра для выходного сигнала [35, 36].

Существуют также работы, в которых рассматриваются комбинированные структуры на основе ЦАП со скоростью Найквиста и $\Delta\Sigma$ -ЦАП. Такое решение – гибридный ЦАП – описано в [7, 15, 30, 37–39] и имеет структуру, показанную на рис. 3. В гибридном ЦАП старшие разряды входного кода $D_{L, ..., N-1}$ обрабатываются ЦАП со скоростью Найквиста, а младшие разряды $D_{0, ..., L-1}$ обрабатываются $\Delta\Sigma$ -ЦАП. Затем выходные сигналы ЦАП складываются для формирования общего выходного сигнала $s(t)$. Такой подход позволяет, с одной стороны, упростить аналоговую часть за счет снижения разрядностей ЦАП, а с другой – уменьшить шумы квантования вне полосы, так как через $\Delta\Sigma$ -ЦАП проходит лишь часть сигнала.

Для формирования высокочастотного выходного сигнала передатчика дельта-сигма ЦАП могут быть модифицированы. Как известно, типовой $\Delta\Sigma$ -модулятор содержит интегратор, а значит, подавление шумов квантования происходит в области низких частот. Однако структура $\Delta\Sigma$ -модулятора допускает изменения для формирования высокочастотных или полосовых сигналов. В таком случае коэффициент передискретизации будет уже считаться не по наибольшей частоте в спектре, а по полосе самого сигнала, что позволяет понизить требования по OSR.

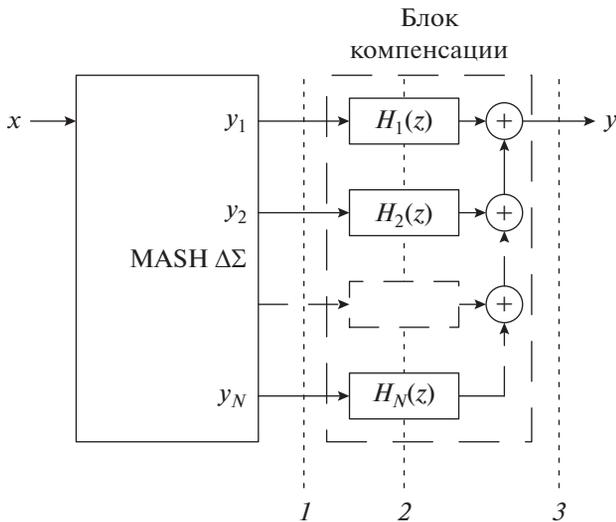


Рис. 4. Варианты расположения базового ЦАП.

1.2. Особенности использования многокаскадных модуляторов

При использовании многокаскадных $\Delta\Sigma$ -модуляторов — MASH (Multi-stAge noise-SHaping) модуляторов [40, 41] — существует три варианта включения базового ЦАП, показанные на рис. 4, где $H_1(z)$, $H_2(z)$, ..., $H_N(z)$ — передаточные функции блока компенсации, x — входной сигнал $\Delta\Sigma$ -модулятора, y — выходной сигнал $\Delta\Sigma$ -модулятора, y_1, y_2, \dots, y_N — выходные сигналы каскадов $\Delta\Sigma$ -модулятора. Как отмечалось, цель использования $\Delta\Sigma$ -модулятора при построении преобразователя — снизить разрядность базового ЦАП. Как следствие, чем “ближе” базовый ЦАП будет расположен к квантователю каскада (т.е. к MASH-структуре), тем больше выигрыш от использования $\Delta\Sigma$ -модулятора.

Возможно включение базового ЦАП в трех сечениях структуры (см. рис. 4, пунктир). Размещение в сечении 1 потребует использования N базовых ЦАП, а блок компенсации должен быть реализован полностью в аналоговом виде. Этот подход позволяет получить наибольший выигрыш от снижения разрядности базового ЦАП. Однако аналоговый блок компенсации будет подвержен рассогласованию элементов, и компенсация ошибки первого каскада может происходить не полностью. Такие реализации блока компенсации можно встретить в работах [42, 43].

При включении в сечение 3 потребуются один базовый ЦАП, а блок компенсации реализуется в цифровом виде. При этом будет наблюдаться рост разрядности выходного кода блока компенсации по сравнению с разрядностью выходных сигналов каскадов. Это потребует увеличения разрядности базового ЦАП, и эффект от использования $\Delta\Sigma$ -ЦАП будет снижен по сравнению с предыду-

щим случаем. Тем не менее, данный подход является наиболее распространенным, так как обеспечивает полную компенсацию ошибки первого каскада [7, 14, 44–47].

Включение базового ЦАП в сечение 2 является промежуточным — полудицировым — вариантом. В этом случае требуется несколько ЦАП, формирующих коэффициенты в передаточных функциях $H_1(z)$, ..., $H_N(z)$, т.е. выполняющих роль умножителей. При этом разрядность ЦАП оказывается равной разрядности квантователя, а все операции суммирования выполняются для аналоговых сигналов. Как следствие, проблема согласования передаточных функций в этом случае также присутствует, поэтому для компенсации рассогласований дополнительно вводится динамическое согласование элементов. Такие реализации можно найти в работах [48–51].

Выходной сигнал $\Delta\Sigma$ -ЦАП содержит высокий уровень шума вне полосы, который должен быть отфильтрован. Соответственно, при включении базового ЦАП в сечение 1 фильтрация полностью производится аналоговым фильтром. Если ЦАП размещается в сечениях 2 или 3, то требования к аналоговому фильтру могут быть ослаблены за счет введения цифровой или полудицировой предварительной фильтрации (подробнее см. далее, в разд. 5).

2. ИНТЕРПОЛЯЦИЯ

В структуре $\Delta\Sigma$ -ЦАП первым блоком, принимающим входной код, является цифровой интерполяционный фильтр. Задача данного фильтра — повысить частоту дискретизации в число раз, равное коэффициенту передискретизации OSR.

$\Delta\Sigma$ -Модуляторы работают на частотах, в десятки или сотни раз превосходящих полосу рабочих частот, поэтому интерполяционный фильтр должен формировать выходные отсчеты с той же частотой. При этом модулятор и интерполяционный фильтр обладают различной вычислительной эффективностью, поскольку модулятор реализует, как правило, только операции сложения, а фильтр — дополнительно “длительные” операции умножения. Как следствие, критический путь в интерполяционном фильтре может оказаться больше, чем в модуляторе. Действительно, как правило, интерполяционные фильтры строятся на основе фильтров с конечной импульсной характеристикой (КИХ), так как последние способны обеспечить строго линейную фазочастотную характеристику (ФЧХ). В прямой структуре критический путь фильтра (путь через один умножитель и N сумматоров, где N — порядок фильтра) оказывается больше, чем критический путь $\Delta\Sigma$ -модулятора. Поэтому из соображений быстродействия реализация интерполяционного фильтра на

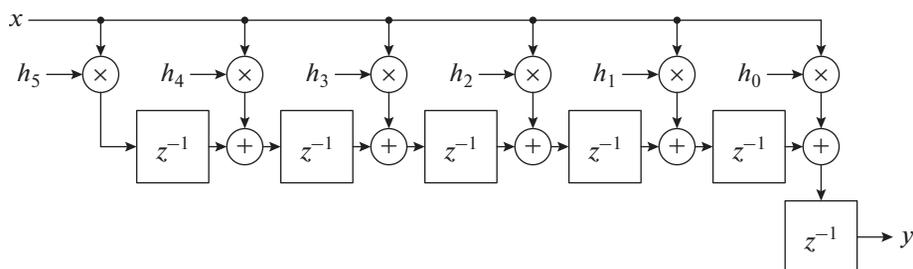


Рис. 5. Транспонированная структура КИХ-фильтра.

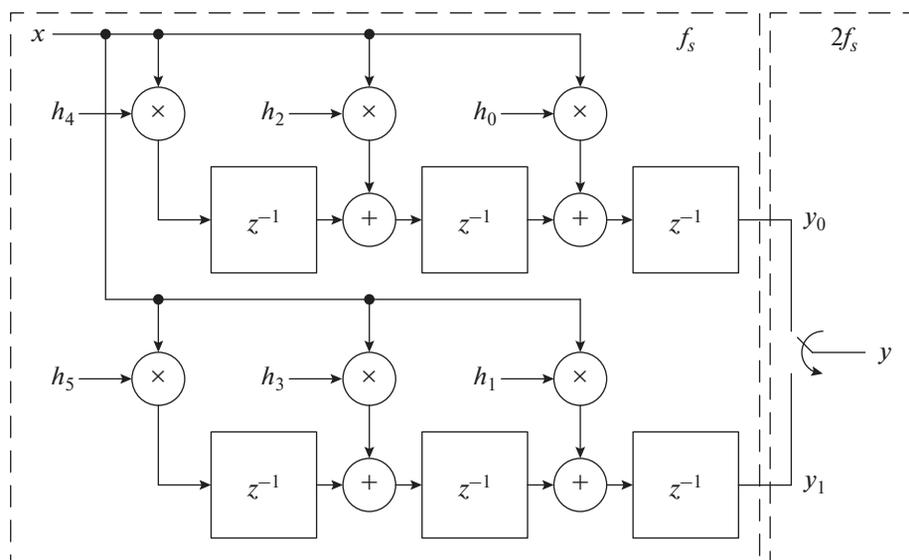


Рис. 6. Интерполяционный КИХ-фильтр с полифазной структурой.

основе такого однокаскадного КИХ-фильтра может оказаться невозможной.

В качестве решения проблемы повышения быстродействия интерполяционного фильтра в $\Delta\Sigma$ -ЦАП используются следующие решения: переход к транспонированной форме, полифазная фильтрация, многокаскадная интерполяция. В первую очередь применяют транспонированную форму (рис. 5). В результате критический путь может быть сокращен до пути, содержащего один умножитель и один сумматор, вне зависимости от порядка фильтра.

Полифазная фильтрация позволяет перенести критический путь из домена с частотой выходного сигнала в домен с частотой входного сигнала. Например, предположим, что частота входных отсчетов f_s , а структура фильтра на рис. 5 используется для интерполяции с коэффициентом 2. Тогда все элементы задержки фильтра должны работать с частотой выходных отсчетов $2f_s$. Полифазный фильтр, эквивалентный данному фильтру (рис. 6) состоит из двух фильтров меньшего порядка. Входные данные подаются одновременно

на оба фильтра с частотой f_s . С той же частотой обновляются состояния элементов задержки. Выходной сигнал циклически переключается между двумя фильтрами с частотой $2f_s$, тем самым обеспечивая удвоенную частоту выходных отсчетов. В результате требования к фильтру по быстродействию ослаблены, а переключение между фильтрами выполняется с помощью мультиплексора.

Многокаскадный интерполяционный фильтр реализуется, как показано на рис. 7 [19, 29, 43, 52–56]. Первые каскады представляют интерполяционные КИХ-фильтры. Коэффициент интерполяции каждого каскада M_i при этом не превышает 10. Обычно коэффициент интерполяции каскада выбирается равным двум. При этом по мере повышения частоты дискретизации порядок фильтров K_i уменьшается ($K_{i+1} < K_i$), чтобы снизить требования к разрядности коэффициентов и упростить умножители. С целью снижения аппаратных затрат могут использоваться полуполосные КИХ-фильтры, требующие, примерно, в два раза меньшее число умножителей. Наиболее критичные к быстродействию последние каскады

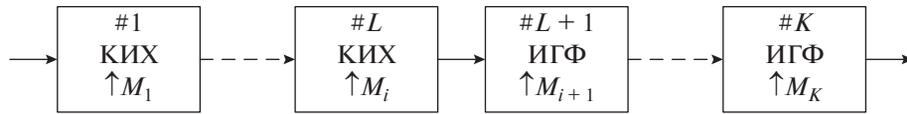


Рис. 7. Многокаскадный интерполяционный фильтр.

могут выполняться с использованием фильтров скользящего среднего или, как их еще называют, интеграторно-гребенчатых фильтров (ИГФ). Такие фильтры не требуют операций умножения, а критический путь распространения сигнала проходит лишь через один двухвходовой сумматор.

3. ЦИФРОВОЙ $\Delta\Sigma$ -МОДУЛЯТОР

3.1. Структуры цифрового $\Delta\Sigma$ -модулятора

При рассмотрении цифровых модуляторов $\Delta\Sigma$ -ЦАП используется структура модулятора с обратной связью по ошибке (рис. 8) [5, 6]. В такой структуре на вход блока с дискретной во времени передаточной функцией $W(z)$ поступает сигнал ошибки с квантователя $e(n)$. Порядок модулятора в таком случае зависит от вида передаточной функции $W(z)$. Выражения для выходного сигнала в такой структуре принимают вид

$$y = w + e; \quad w = x - W(z)e; \quad (2)$$

$$y = x - W(z)e + e = x + (1 - W(z))e. \quad (3)$$

Как видно из выражений, в такой структуре передаточные функции модулятора для сигнала (STF – Signal Transfer Function) и шума квантования (NTF – Noise Transfer Function) имеют вид

$$\text{STF}(z) = 1; \quad \text{NTF}(z) = (1 - W(z)). \quad (4)$$

Если принять

$$W(z) = z^{-1}, \quad (5)$$

то для $\Delta\Sigma$ -модулятора 1-го порядка, который осуществляет подавление шума квантования в области низких частот, получаем выражение

$$y = x + (1 - z^{-1})e. \quad (6)$$

Кроме того, цифровые $\Delta\Sigma$ -модуляторы могут изображаться так, как показано на рис. 9. Для сигналов в цифровом представлении процесс квантования эквивалентен отбрасыванию L младших зна-

чащих разрядов (МЗР) и передаче на выход только M старших значащих разрядов (СЗР). В таком случае ошибкой квантователя являются L МЗР.

Подавление сигнала ошибки может быть осуществлено не только в области низких частот, поэтому возможны модуляторы полосового и высокочастотного типов. Для этого необходимо изменить передаточную функцию $W(z)$. Например, при $W(z) = -z^{-1}$ подавление сигнала ошибки будет осуществляться в области частоты $f_s/2$, то есть $\Delta\Sigma$ -модулятор будет высокочастотным. При $W(z) = -z^{-2}$ модулятор будет полосовым, так как подавление будет наблюдаться на частоте $f_s/4$. В общем случае для модулятора k -го порядка выражения приведены в табл. 1.

Реализация цифровых $\Delta\Sigma$ -модуляторов имеет ряд особенностей, в частности, выбор разрядностей сумматоров. Рассмотрим этот вопрос на примере модулятора первого порядка (рис. 10). На вход поступает сигнал N -разрядного кода $x(n)$. На выходе сумматора генерируется сигнал $y(n)$, M старших разрядов которого формируют выходной сигнал $y_{\text{СЗР}}(n)$, а сигнал $y_{\text{МЗР}}(n)$, содержащий L младших разрядов $y(n)$, поступает по петле обратной связи на сумматор ($M + L = N + 1$). Фактически $\Delta\Sigma$ -модулятор обрабатывает L младших разрядов входного кода, а M старших разрядов остаются без изменений.

Реализация цифрового $\Delta\Sigma$ -модулятора представлена на рис. 11. Входной код разделяется на старшие M и младшие L разряды. Младшие разряды обрабатываются $\Delta\Sigma$ -модулятором. Возникающий при этом на выходе модулятора бит переноса складывается со старшими разрядами, формируя выходной код $\Delta\Sigma$ -модулятора. Быстродействие такого $\Delta\Sigma$ -модулятора ограничивается свойствами сумматора (см. рис. 11, черный кружок), который в отличие от второго сумматора не может быть конвейеризован, так как стоит в петле обратной

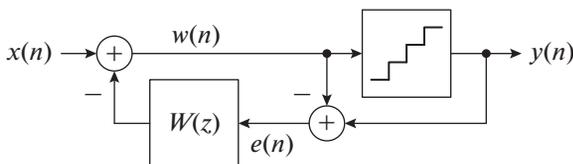


Рис. 8. Обобщенная структура $\Delta\Sigma$ -модулятора с обратной связью по ошибке.

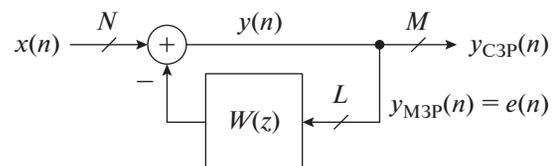


Рис. 9. Цифровой $\Delta\Sigma$ -модулятор первого порядка с обратной связью по ошибке.

Таблица 1. Передаточные функции фильтров для различных типов модуляторов

Тип модулятора	Передаточная функция фильтра	Подавление шума квантования
Низкочастотный	$W(z) = 1 - (1 - z^{-1})^k$	В области 0
Полосовой	$W(z) = 1 - (1 + z^{-2})^k$	В области $f_s/4$
Высокочастотный	$W(z) = 1 - (1 + z^{-1})^k$	В области $f_s/2$

связи. При этом чем меньше разрядность выходного кода модулятора, тем больше младших разрядов обрабатывает $\Delta\Sigma$ -модулятор и, следовательно, больше становится разрядность и задержка сумматора.

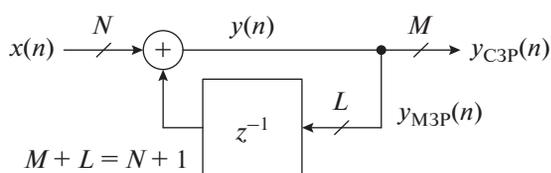
3.2. Квантователь цифрового $\Delta\Sigma$ -модулятора

Квантование в $\Delta\Sigma$ -модуляторах может быть в двух вариантах: одноразрядное и многоразрядное. При одноразрядном квантовании на выход $\Delta\Sigma$ -модулятора подается один старший разряд результата суммирования. Преимуществом такого вида квантования является максимальная простота интерфейсной части — требуется одноразрядный ЦАП, который всегда линеен. Кроме того, простота одноразрядного ЦАП приводит к тому, что в роли переключающейся ячейки ЦАП может выступать любое ключевое устройство, например, непосредственно усилитель мощности передающего тракта. Тем не менее есть ряд недостатков такого решения:

- 1) невысокий порядок, при котором модулятор сохраняет устойчивость (не более 2);
- 2) высокая амплитуда шумового сигнала, что повышает требования к фильтрации выходного аналогового сигнала.

Оба недостатка могут быть устранены за счет использования многокаскадных структур $\Delta\Sigma$ -модулятора, но при этом возникают иные проблемы, связанные с реализацией блока компенсации.

Переход к многоразрядному квантователю в однокаскадном $\Delta\Sigma$ -модуляторе позволяет решить указанные выше проблемы одноразрядных $\Delta\Sigma$ -модуляторов: повысить порядок модулятора, сохраняя устойчивость, снизить амплитуду шумового сигнала вне полосы, ослабив требования к фильтрации выходного сигнала. Однако это тре-

**Рис. 10.** Цифровой $\Delta\Sigma$ -модулятор первого порядка.

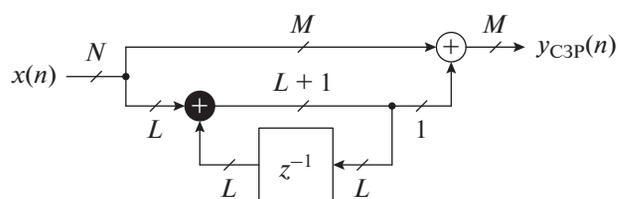
бует увеличения разрядности и усложнения схемы базового ЦАП.

3.3. Многокаскадные цифровые $\Delta\Sigma$ -модуляторы

В настоящее время наиболее распространенными являются многокаскадные цифровые модуляторы. Они позволяют увеличить порядок и уменьшить амплитуду ошибки, сохраняя невысокую разрядность выходных сигналов каскадов. Несмотря на то, что в цифровых многокаскадных $\Delta\Sigma$ -модуляторах согласование передаточных функций каскадов сложности не вызывает, имеются иные особенности, которые необходимо учитывать при выборе структуры модулятора.

Первым вопросом является реализация блока компенсации. Анализ, представленный в разд. 1.2, позволяет сделать следующий общий вывод: оптимальным является промежуточный — полудигитальный — вариант включения базового ЦАП. Причем модифицированная структура многокаскадного (MASH) $\Delta\Sigma$ -модулятора — так называемая Sturdy MASH (SMASH) структура [57–62] — оказывается более выигрышной по сравнению с MASH-структурой, так как для формирования выходного сигнала требуется выполнить лишь вычитание сигналов каскадов, а все необходимые передаточные функции формируются в цифровом виде [33]. Кроме того, возможно сочетание MASH- и SMASH-структур, рассмотренное в работах [59, 63, 64].

Вторым вопросом является выбор MASH-структуры $\Delta\Sigma$ -модулятора. Как отмечалось, многокаскадные структуры решают две задачи: повышение порядка модулятора и уменьшение амплитуды шума. При этом повышение порядка модулятора не всегда оказывается полезным, так как уменьше-

**Рис. 11.** Цифровой $\Delta\Sigma$ -модулятор с учетом изменения разрядов входного кода.

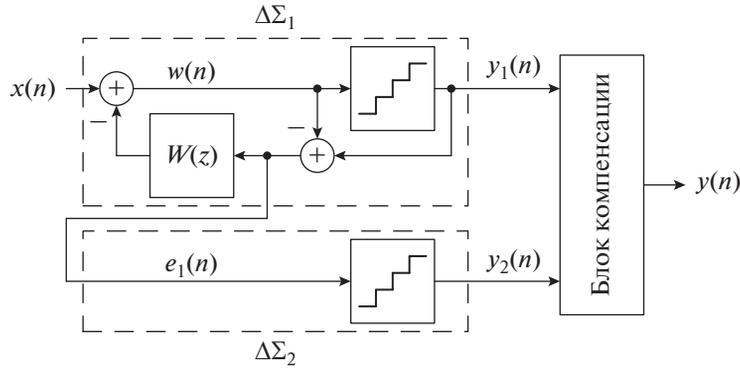


Рис. 12. Структура многокаскадного $\Delta\Sigma$ -модулятора с двойным округлением.

ние уровня шума в полосе достигается за счет увеличения уровня шума вне полосы, что повышает в свою очередь требования к фильтрации выходного аналогового сигнала. По этой причине в некоторых случаях используют многокаскадные структуры с так называемым двойным округлением. Пример такой структуры показан на рис. 12 [5, 42, 43, 48, 49]. Фактически это MASH-структура, где второй каскад имеет нулевой порядок, т.е. петля обратной связи отсутствует. Выражения для выходных сигналов в такой структуре имеют вид

$$y_1 = x + (1 - W(z))e_1; \quad y_2 = e_1 + e_2, \quad (7)$$

где e_1 и e_2 – сигналы ошибки квантователей. Поскольку e_2 представляет ошибку квантования сигнала e_1 , то выполняется неравенство $e_2 < e_1$. Блок компенсации обеспечивает для второго каскада повторение передаточной функции шума первого каскада. Тогда выходной сигнал модулятора принимает вид

$$y = y_1 - (1 - W(z))y_2 = x - (1 - W(z))e_2. \quad (8)$$

В результате после объединения сигналов в блоке компенсации порядок модуляции сигнала ошибки остается равным порядку первого каскада, а амплитуда ошибки квантования будет равной ошибке второго каскада, что в общем виде можно выразить как

$$y_1 = STFx + NTFe_1, \quad y = STFx + NTFe_2. \quad (9)$$

Формально такого же эффекта можно было достичь без использования многокаскадной структуры за счет увеличения разрядности квантователя в однокаскадном модуляторе. Однако использование двойного округления может дать выигрыш, если блок компенсации будет реализован не цифровым, а полуцифровым, так как тогда не будет происходить роста разрядности базового ЦАП.

3.4. Подавление гармоник цифрового $\Delta\Sigma$ -модулятора

Так как цифровой $\Delta\Sigma$ -модулятор – это конечный автомат, то при подаче повторяющегося сигнала ошибка квантования также будет повторяться, что создаст в спектре сигнала паразитные гармоники, ухудшив тем самым динамические характеристики в полосе рабочих частот. Особенно явно данный эффект проявляется при подаче на вход $\Delta\Sigma$ -модулятора постоянного уровня. Существует несколько способов решения данной проблемы, которые можно разделить на две группы: стохастические и детерминистские.

К стохастическим способам относится дithering – подмешивание во входной сигнал псевдослучайного шума [10, 65–68]. Шум может быть как белым, так и окрашенным. Данный подход позволяет исказить последовательность состояний $\Delta\Sigma$ -модулятора и тем самым повысить период повторения, уменьшая амплитуду паразитных гармоник. Недостатками данного подхода являются: повышение уровня шумов внутри полосы сигнала, которые не могут быть впоследствии отфильтрованы, а также ухудшение устойчивости системы.

Детерминистские подходы предполагают заранее внесенные изменения в структуру $\Delta\Sigma$ -модулятора, позволяющие распределить энергию паразитных гармоник по как можно большему числу частот. Среди детерминистских подходов известны следующие.

1. Предварительная инициализация [69, 70];
2. Квантователь по простому числу [71, 72];
3. НК-MASH-структура $\Delta\Sigma$ -модулятора [73–77];
4. SP-MASH-структура $\Delta\Sigma$ -модулятора [77–79].

Способ предварительной инициализации предполагает, что необходимо изменить начальное состояние регистров $\Delta\Sigma$ -модулятора так, чтобы увеличить минимальный период повторения сигнала. Как правило, необходимо выбирать начальное состояние, равное нечетным числам. Такой под-

Таблица 2. Сравнение структур модуляторов MASH 1-1-1

Архитектура	Длина последовательности		Входной диапазон значений
	max	min	
MASH	M	2	0, ..., $M - 1$
Предварительная инициализация	$2M$	$2M$	0, ..., $M - 1$
Квантователь по простому числу	P	P	0, ..., $P - 1$
НК-MASH	$(M - a)^3$	$(M - a)^3$	0, ..., $M - a - 1$
SP-MASH	ML^2	$2L^2$	0, ..., $M - 1$

Введены следующие обозначения: P – максимальное простое число, меньшее M ; a – масштабирующий множитель; $L = 2^r$, где r – разрядность входного кода второй и третьей стадии, причем $r \geq N$.

ход позволяет увеличить минимальную длину последовательности до $2M$ (длина последовательности считается для случая постоянного уровня на входе $\Delta\Sigma$ -модулятора), где M – количество возможных уровней входного сигнала, т.е. $M = 2^N$ (N – разрядность входного кода).

Другой способ предполагает использование квантователя с числом уровней, равным простому числу. Этот способ также позволяет увеличить минимальную длину последовательности, однако при этом сужается диапазон входных сигналов. К недостаткам перечисленных способов относится то, что длина последовательности не зависит от структуры $\Delta\Sigma$ -модулятора, а определяется только разрядностью входного кода.

Структура $\Delta\Sigma$ -модулятора НК-MASH предполагает, что сигнал с выхода каскада $\Delta\Sigma$ -модулятора масштабируется и складывается с входным сигналом каскада. В работе [73] были определены оптимальные коэффициенты масштабирования для разрядностей входного кода от 5 до 25. Длина последовательности в такой структуре зависит по степенному закону от числа каскадов. Однако входной диапазон значений, хоть и незначительно, но уменьшается на величину масштабирующего коэффициента.

Авторы [78] обратили внимание на то, что сигнал через НК-MASH-структуру $\Delta\Sigma$ -модулятора передается с коэффициентом, отличным от единицы, что требует дополнительных преобразований выходного сигнала $\Delta\Sigma$ -модулятора, если требуется обеспечить одинаковые абсолютные значения для входного и выходного сигналов. Поэтому была предложена структура SP-MASH, в которой выходной сигнал с каскада $\Delta\Sigma$ -модулятора передается на вход следующего, а не текущего каскада. Это позволило обеспечить точную передачу абсолютного значения для низкочастотных сигналов. Однако передаточная функция для полезного сигнала имеет вид фильтра высоких частот (ФВЧ), что ограничивает применение такой структуры. Данные по входному диапазону и длине последовательности для случая $\Delta\Sigma$ -модуля-

тора со структурой MASH 1-1-1 и различными способами подавления паразитных гармоник представлены в табл. 2 [78].

3.5. Конвейерный цифровой $\Delta\Sigma$ -модулятор

Как обсуждалось ранее, $\Delta\Sigma$ -модулятор должен работать на частотах в десятки и сотни раз больших, чем рабочая полоса частот. Это приводит к тому, что несмотря на простоту структуры $\Delta\Sigma$ -модулятора (отсутствие операций умножения), даже операции сложения многоразрядных отсчетов могут ограничивать быстродействие устройства. Одним из выходов является введение конвейера. Наиболее распространенная структура цифрового $\Delta\Sigma$ -модулятора с обратной связью по ошибке имеет ряд сложностей для введения конвейера. Во-первых, наличие обратной связи не позволяет ввести конвейер в сумматор для петли обратной связи. Во-вторых, с ростом порядка модулятора количество операндов для такого сумматора будет возрастать, увеличивая критический путь. Критический путь может быть сокращен, если выполнить переход к структуре, где фильтрующая функция модулятора реализуется каскадно. В таком случае критический путь проходит только через два двухходовых сумматора при любом порядке модулятора. Тем не менее оба сумматора все равно выполняют суммирование с многоразрядным сигналом из петли обратной связи, в которое не удается ввести конвейер.

По этой причине авторы [14, 29, 80] предлагают альтернативное решение для введения конвейера (рис. 13). Входные сигналы x_0, \dots, x_{N-1} представляют разряды входного N -разрядного отсчета, выходной сигнал y – одноразрядный выход $\Delta\Sigma$ -модулятора. Исходный $\Delta\Sigma$ -модулятор разбит на несколько одноразрядных $\Delta\Sigma$ -модуляторов. Выходной сигнал – бит переноса – каждого каскада $\Delta\Sigma$ -модулятора, кроме последнего, передается на вход следующего каскада $\Delta\Sigma$ -модулятора. Для синхронизации операций с сигналами разных разрядов введены задержки. Таким образом, сумматоры в петле обратной связи здесь упроще-

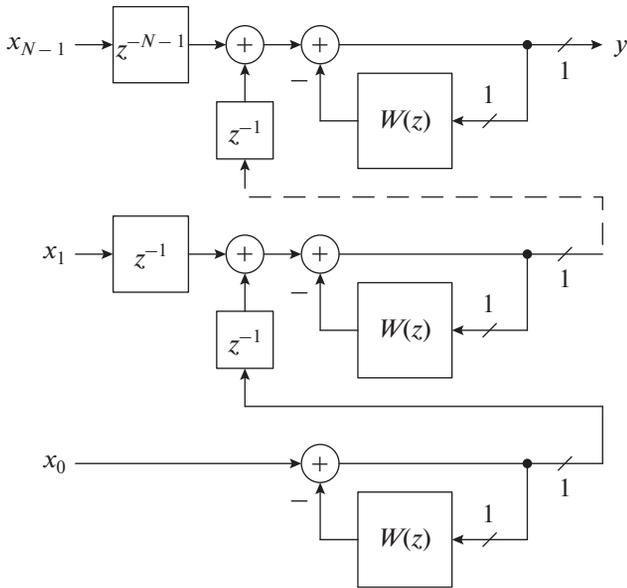


Рис. 13. Структура конвейерного ΔΣ-модулятора.

ны до одноразрядных, что снижает задержку суммирования и повышает быстродействие схемы.

В работе [15] авторы предложили более общую форму введения конвейера в ΔΣ-модуляторы. В частности, авторы доказали, что структуры, представленные на рис. 14, эквивалентны. На рис. 14а показана типовая структура цифрового ΔΣ-модулятора в модели с обратной связью по ошибке. Обозначения СЗР{·} и МЗР{·} соответствуют операции взятия старших или младших значащих разрядов от аргумента соответственно. Типовая структура выполняет сжатие входных отсчетов с N до M разрядов, сигнал ошибки при этом имеет разрядность L . Критическим местом данной структуры, как уже обсуждалось ранее, является сумматор в петле обратной связи, разрядность которого определяется как $N - M$.

Структура, представленная на рис. 14б, представляет каскадное соединение двух ΔΣ-модуляторов. Первый ΔΣ-модулятор выполняет сжатие входных отсчетов с N до M_1 разрядов, второй – с M_1 до M_2 разрядов. Такое решение позволяет сократить разность между разрядностями входа и выхода ΔΣ-модулятора и, следовательно, упростив схему сумматора в петле обратной связи, повысить быстродействие ΔΣ-модулятора. Предложенная конвейерная структура может быть обобщена на произвольное число стадий. В предельном случае – при использовании на каждой стадии ΔΣ-модулятора с одноразрядным сигналом ошибки – формируется структура, показанная на рис. 13. Как известно, альтернативой введению конвейера является распараллеливание вычислений. Использование этого подхода рассмотрено в работах [7, 30, 39, 81]. Введение конвейера и распараллеливание могут использоваться совместно.

3.6. Реконфигурируемый цифровой ΔΣ-модулятор

Цифровое исполнение ΔΣ-модулятора открывает широкие возможности по реконфигурированию модулятора, в том числе: частотных свойств [14, 15, 19, 34, 39, 82–84], порядка [14, 15, 39, 84], разрядности [9, 85, 86]. Частотные свойства настраиваются с помощью изменения вида передаточной функции $W(z)$. Наиболее простым способом реконфигурирования является переключение между низкочастотным, полосовым и высокочастотным типами модулятора. Это достигается либо изменением знака в петле обратной связи для структур “низкочастотный–высокочастотный”, либо включением/отключением дополнительной задержки для перехода к полосовому типу.

Более сложные перестройки предполагают введение умножителей в петлю обратной связи для формирования нулей передаточной функции в нужной области частот. Однако следует учиты-

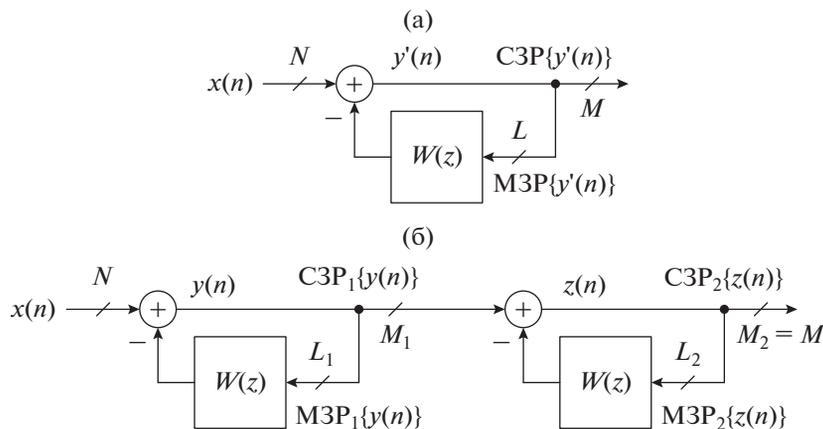


Рис. 14. Структура типового (а) и конвейерного (б) ΔΣ-модуляторов.

вать, что введение блока умножения снижает быстродействие $\Delta\Sigma$ -модулятора. Решением данной проблемы может быть использование специально подобранных коэффициентов, для которых операции умножения могут быть заменены комбинацией сдвигов и сложений. В работе [15] авторы заменили умножитель на блок памяти с предварительно рассчитанными выходными отсчетами умножителя.

Изменение порядка, в первую очередь, направлено на снижение потребляемой мощности. Так как большинство модуляторов строится по MASH-архитектуре, то включение/отключение каскадов в такой структуре может одновременно приводить к изменению порядка и потребляемой мощности модулятора. Кроме того, изменение порядка позволяет варьировать мощность шума внутри/вне полосы рабочих частот. Что, в свою очередь, определяет требования к фильтрации выходного аналогового сигнала.

Разрядность может варьироваться как для входных отсчетов, так и для выходных отсчетов $\Delta\Sigma$ -модулятора. В работе [85] предложена структура модулятора с возможностью изменения разрядности входных отсчетов. В предложенном решении, аналогичном конвейерному модулятору на рис. 13, используется отдельный $\Delta\Sigma$ -модулятор для обработки каждого разряда входного отсчета и перенос сигналов между этими $\Delta\Sigma$ -модуляторами. При этом $\Delta\Sigma$ -модуляторы младших разрядов могут отключаться, когда требования к разрядности снижаются, чтобы снизить потребляемую мощность.

4. БАЗОВЫЙ ЦИФРОАНАЛОГОВЫЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ

4.1. Архитектуры базового ЦАП

Цифроаналоговый преобразователь, входящий в состав $\Delta\Sigma$ -ЦАП, как правило, является стандартным ЦАП со скоростью Найквиста. Как следствие, все принципы и подходы к разработке базового ЦАП остаются теми же. Имеется множество работ, посвященных вопросам разработки ЦАП со скоростью Найквиста, например, [87–89]. В данном обзоре дана лишь краткая справка по основным понятиям и структурам ЦАП.

Цифроаналоговый преобразователь реализуется по одной из следующих основных архитектур: унарной, бинарной или сегментной [90]. Наиболее подверженной негативному влиянию отклонения взвешивающих элементов от номинальных значений является бинарная архитектура, поэтому разрядность таких ЦАП ограничена, как правило, 6. Унарные ЦАП наименее чувствительны к таким ошибкам и могут гарантировать монотонность характеристики преобразования, однако требуют большего числа управляющих сигналов.

Сегментная архитектура представляет компромиссное решение. Одним из возможных решений проблемы рассогласования элементов может служить методика размещения взвешивающих элементов на топологии кристалла [91–94].

В $\Delta\Sigma$ -ЦАП разрядность кода, поступающего на вход базового ЦАП, варьируется от 1 до 10 бит. Если разрядность не превышает 4 бит, то встречаются как полностью бинарные [15, 30, 39], так и полностью унарные реализации [9, 14, 29]. При более высоких разрядностях предпочтение отдается сегментной архитектуре [31, 36, 95].

С точки зрения используемых компонентов в качестве взвешивающих элементов ЦАП могут быть: емкостные, резистивные и на источниках тока. Как правило, в телекоммуникационных системах в силу своего высокого быстродействия предпочтение в $\Delta\Sigma$ -ЦАП отдается базовому ЦАП на источниках тока [31, 36, 95]. Однако в приложениях, где полоса частот не превышает нескольких мегагерц можно встретить емкостные реализации базового ЦАП [10, 46, 47, 53].

4.2. Динамическое согласование элементов

В $\Delta\Sigma$ -ЦАП одному цифровому отсчету сопоставляется несколько отсчетов меньшей разрядности. В процессе последующей фильтрации выходного сигнала происходит их усреднение. Этот прием усреднения во времени также используется и в динамическом согласовании элементов, которым часто дополняют $\Delta\Sigma$ -ЦАП [31, 47, 95, 96]. Динамическое согласование элементов применяется в унарном сегменте базового ЦАП и подразумевает вариативность формирования выходного сигнала за счет использования различных комбинаций элементов. То есть из всех взвешивающих элементов для каждого кода выбирается свой случайный – в более строгом смысле псевдослучайный с некоторым периодом повторения – набор элементов, формирующих выходной аналоговый сигнал. В результате для периодического сигнала с течением времени происходит усреднение ошибок, вызванных рассогласованием взвешивающих элементов, что снижает уровень паразитных гармоник и расширяет динамический диапазон. Причем чем длиннее период повторения этих случайных наборов, тем эффективнее динамическое согласование элементов.

5. ФИЛЬТРАЦИЯ ВЫХОДНОГО СИГНАЛА

5.1. Аналоговая фильтрация

Спектр выходного сигнала $\Delta\Sigma$ -ЦАП имеет шумовую составляющую, возрастающую по амплитуде с отстройкой от рабочей полосы частот. Причем чем больше порядок модулятора, тем меньше спектральная плотность шума в полосе сигнала и

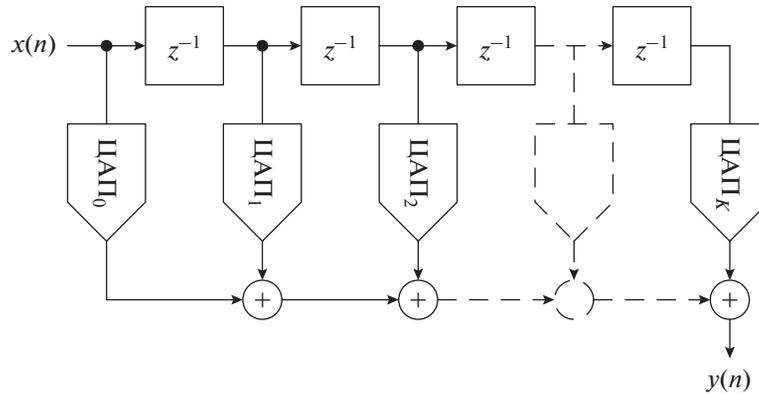


Рис. 15. Структура полуцифрового КИХ-фильтра.

тем больше вне полосы. Шум вне полосы должен быть подавлен аналоговым фильтром, расположенным после базового ЦАП. Такие аналоговые фильтры в зависимости от требований могут быть либо в составе кристалла $\Delta\Sigma$ -ЦАП, либо вне кристалла $\Delta\Sigma$ -ЦАП.

Если полоса частот ограничена единицами мегагерц, то аналоговый фильтр может быть включен в состав кристалла $\Delta\Sigma$ -ЦАП. В таком случае фильтр строится на основе дискретных во времени схем на переключаемых конденсаторах при полосе частот несколько сотен килогерц [46, 47, 53, 97] или на основе непрерывных во времени схем при полосе частот до единиц мегагерц [9, 29]. Аналоговый фильтр может занимать на кристалле до половины площади кристалла $\Delta\Sigma$ -ЦАП и потреблять значительную мощность. Если полоса частот составляет десятки и более мегагерц, то аналоговый фильтр выносится за пределы кристалла $\Delta\Sigma$ -ЦАП и реализуется как внешний компонент. При этом возможны два варианта исполнения такого фильтра: либо пассивная цепь (RC- или RLC-цепь) [7, 98], либо фильтр на акустических волнах [36, 52, 86, 98–100]. Так как использование внешних фильтров уменьшает степень интеграции и повышает стоимость изделия, то все большее распространение получают решения, в которых использована цифровая и полуцифровая фильтрация выходного сигнала $\Delta\Sigma$ -ЦАП. Такие типы фильтрации позволяют ослабить требования к аналоговым фильтрам или вовсе отказаться от них.

5.2. Цифровая и полуцифровая фильтрация

В строгом смысле цифровая фильтрация выходного сигнала $\Delta\Sigma$ -модулятора не применяется. Это связано с тем, что при цифровой фильтрации будет расти разрядность кода, подаваемого на базовый ЦАП, что противоречит исходной задаче снижения разрядности последнего за счет введения $\Delta\Sigma$ -модулятора. Такой эффект можно наблюдать в $\Delta\Sigma$ -АЦП, когда одноразрядный выходной

код $\Delta\Sigma$ -модулятора, пройдя через децимирующий фильтр, становится многоразрядным. Как следствие, цифровую фильтрацию используют только в комбинации с полуцифровой фильтрацией в многокаскадных $\Delta\Sigma$ -модуляторах.

В случае полуцифровой фильтрации, как обсуждалось в разд. 1.2, предполагается включение в цифровой фильтр базовых ЦАП вместо умножителей (рис. 15). Как следствие, умножение отсчета на коэффициент фильтра выполняет базовый ЦАП, а суммируются сигналы в аналоговой форме. Формирование коэффициентов происходит за счет масштабирования полной шкалы каждого базового ЦАП в ветвях полуцифрового фильтра. При этом не происходит роста разрядности базовых ЦАП, так как все операции, приводившие к росту разрядности, — умножение и сложение — теперь переведены в аналоговую форму. Полуцифровая фильтрация требует увеличения количества базовых ЦАП до величины, равной числу ветвей фильтра. При этом рассогласования, возникающие между этими ЦАП, не вносят нелинейных искажений, так как отклонения коэффициентов фильтра от номинальных значений приводят лишь к искажениям передаточной характеристики фильтра, т.е. к линейным искажениям. Тем не менее нелинейность преобразования каждого базового ЦАП все равно продолжает оказывать влияние на нелинейность преобразования всего $\Delta\Sigma$ -ЦАП.

Как правило, полуцифровая фильтрация используется для одноразрядного выходного кода $\Delta\Sigma$ -модулятора [32, 100–102]. Это позволяет сохранить простоту и строгую линейность, присущую одноразрядному ЦАП. Если модулятор многокаскадный, то первый каскад имеет одноразрядный выходной сигнал, который подается на полуцифровой фильтр, а выходные сигналы последующих каскадов обрабатываются цифровым фильтром, передаточная характеристика которого повторяет передаточную характеристику полу-

цифрового фильтра [33, 45, 46]. В зависимости от порядка фильтра и точности исполнения коэффициентов полуцифрового фильтра удается добиться подавления внеполосного шума до величин, достаточных для отказа от аналогового фильтра [35, 36].

Существует также иной подход к полуцифровой фильтрации – фильтр с аппроксимацией во времени (TAF – Time-Approximation Filter) [39, 44]. Идея фильтра состоит в изменении способа аппроксимации импульсной характеристики $\Delta\Sigma$ -ЦАП. А именно: амплитудно-импульсный способ аппроксимации заменяется на широтно-импульсный. Это позволяет перенести формирование коэффициентов фильтра в цифровую форму и при необходимости обеспечить перестройку фильтра.

Достигнутые на текущий момент результаты представлены в табл. 3. Характеристика “Интерполяция” показывает, как реализован блок интерполяции кристалла дельта-сигма ЦАП. Параметры $\Delta\Sigma$ -модулятора раскрываются в графах: MASH (использование многокаскадной структуры), порядок (порядок $\Delta\Sigma$ -модулятора), частотные свойства (тип фильтра, входящего в состав $\Delta\Sigma$ -модулятора), квантователь. Тип используемого на кристалле $\Delta\Sigma$ -ЦАП выходного фильтра указан в графе “Выходной фильтр”. Как видно из табл. 3, разрядность входного кода $\Delta\Sigma$ -модулятора варьируется от 12 до 16 для телекоммуникационных приложений и 24 разряда для звуковых. Порядок модулятора варьируется от 1 до 4, наиболее распространенные порядки – второй и третий. Потребляемая мощность $\Delta\Sigma$ -ЦАП варьируется от десятков милливатт до единиц ватт. Частота дискретизации $\Delta\Sigma$ -ЦАП для телекоммуникационных приложений изменяется от 20 Мвыборок/с до 12 Гвыборок/с, а полосы рабочих частот от десятков мегагерц до единиц гигагерц. Причем для достижения быстродействия более 1 Гвыборок/с требуется введение конвейера в цифровой $\Delta\Sigma$ -модулятор.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Использование $\Delta\Sigma$ -модуляторов при разработке ЦАП позволяет решить ряд проблем, присущих ЦАП со скоростью Найквиста. Во-первых, $\Delta\Sigma$ -модулятор снижает разрядность ЦАП с сохранением динамических характеристик. Удастся понизить разрядность до единицы и использовать для формирования выходного аналогового сигнала любое ключевое устройство, например, ключевой усилитель мощности [18–28]. Во-вторых, понижение разрядности ЦАП достигается за счет введения цифровой схемы – цифрового $\Delta\Sigma$ -модулятора, что снижает долю аналоговых блоков в устройстве и дает положительный эффект при переходе на технологии с меньшей проектной нор-

мой [18, 21, 22]. В-третьих, увеличение доли цифровых устройств позволяет обеспечить высокий уровень реконфигурируемости параметров преобразователя, в том числе за счет цифровых управляющих сигналов.

В обзоре рассмотрены основные блоки, входящие в состав $\Delta\Sigma$ -ЦАП, а именно: интерполяционный фильтр, цифровой $\Delta\Sigma$ -модулятор, базовый ЦАП и выходной фильтр. Отмечено, что блок интерполяции может ограничивать быстродействие $\Delta\Sigma$ -ЦАП. В этой связи могут применяться транспонированные структуры, полифазные фильтры, многокаскадная интерполяция [19, 54]. Цифровые $\Delta\Sigma$ -модуляторы, с одной стороны, лишены недостатков, присущих аналоговым $\Delta\Sigma$ -модуляторам: влияние разброса, перегрузка, ограниченная полоса рабочих частот из-за конечного коэффициента усиления и полосы пропускания активных компонентов, нелинейность ЦАП в петле обратной связи, ошибки квантователя и пр. С другой стороны, при разработке цифровых $\Delta\Sigma$ -модуляторов решаются проблемы повышения быстродействия, подавления паразитных гармоник и обеспечения точности компенсации ошибки в многокаскадных структурах [7, 14, 15, 33, 77]. При этом переход в цифровую область обеспечил широкие возможности по реконфигурированию $\Delta\Sigma$ -модуляторов как по частотным свойствам, так и по порядку и разрядности. Базовый ЦАП $\Delta\Sigma$ -преобразователя является в строгом смысле ЦАП со скоростью Найквиста, но со сниженной разрядностью. Как следствие, все принципы разработки остаются теми же. Дополнением является динамическое согласование элементов. Обратной стороной понижения разрядности базового ЦАП является повышенная частота работы и повышенный шум квантования вне полосы рабочих частот, иногда превосходящий по своей амплитуде сам сигнал. В связи с этим выходной аналоговый сигнал базового ЦАП должен быть отфильтрован с высоким подавлением вне полосы пропускания. В низкочастотных приложениях для этого используются активные фильтры на переключаемых конденсаторах [46, 47, 53, 97]. В высокочастотных приложениях используются внешние фильтры на основе поверхностных и объемных акустических волн или пассивные частотно-избирательные цепи [7, 36, 52, 86, 98–100]. Однако такое решение не всегда приемлемо, так как уменьшает степень интеграции. Поэтому развитие получили методы цифровой и полуцифровой фильтрации, которые позволяют либо ослабить требования к аналоговому фильтру до приемлемых для реализации на кристалле, либо отказаться от использования аналоговых фильтров [35, 36].

$\Delta\Sigma$ -ЦАП имеют тенденцию к расширению возможностей по перестройке за счет введения более сложных цифровых схем и упрощению аналоговых блоков. В связи с этим в настоящее время

Таблица 3. Сравнение параметров $\Delta\Sigma$ -ЦАП по данным разных авторов за 2016–2020 гг.

Источник	Год	Технология, нм	S , мм ²	N	ЧД, Мвыб./с	ПЧ, МГц	OSR	Питание, В	$P_{\text{потр}}$, мВт	Интерполяция	MASH	Порядок	ЧС	Квантователь	ВФ	ОСШ	SNDR	SFDR	УШ дБ/Гц	Назначение
[47]	2020	350	2.43	24	6.4	0.025	128	5	26.5	ППФ + ИГФ	2-1	3	ФНЧ	24 в 4	Аналоговый SC	–	122	137	–	Аудио
[56]	2020	65	0.35	12	1350	17	32	1.2	36	КИХ + БИХ + ИГФ	да	3	ПФ	11 в 6	Полупроводниковый	–	–	–145	Wi-Fi, WiMAX, 64 QAM	
[39, 44]	2020	65	1.68	16	625	20	15.625	1/2.5	–	Внешняя	1-1-1	3	ФНЧ	12 в 4	Полупроводниковый – TAF	–	–	–155	256QAM	
[98]	2019	28 FD-SOI	0.047	16	450	20	22.5	1	40	Внешняя	нет	3	ПФ	16 в 1	Полупроводниковый	61	–	–125	LTE	
[15]	2018	65	1.62	16	12000	3000	1–8	1/2.5	1760	Внешняя	нет	2/3	ПФ	13 в 4	нет	–	60	–130	5G	
[32]	2018	28	0.3	–	600	27.3	22	1/1.2	36.3	ППФ + фильтр Фарроу на основе интерполяции Лагранжа	нет	4	ФНЧ	Выход 1 бит	Полупроводниковый ФВЧ	–	–	–143	Wi-Fi 5	
[31]	2018	16	0.43	14	850	20	42.5	1	290	Внешняя	–	1	ПФ	14 в 9	RISC на кристалле	–	–	–143	LTE	
[95]	2018	180	4	14	20	11.67	40	1.8	1381	Внешняя	–	–	ФНЧ	14 в 12	нет	–	76	–	ВК-устройства	
[36]	2017	28	0.82	15	895	20	44.75	0.9/1.5	150	Внешняя	нет	2	ПФ	15 в 10	нет	–	–	–158	4G/LTE	
[30]	2016	65	0.57	12	2000	100	4	1/2.5	681	–	–	–	ФНЧ	8 в 4	нет	–	74.4	–157	Радиолокация	
[14]	2016	130 SiGe	15	14	3000	150	20	3.3/1.5	843	–	1-1	1/2	ФВЧ/ПФ	14 в 3	нет	–	55.7	–110	WCDMA/LTE	

Введены следующие сокращения: ПЧ – полоса частот, S – площадь, ЧД – частотный диапазон, ЧС – частотные свойства, ВФ – выходной фильтр, ОСШ – отношение сигнал/шум, УШ – уровень шума, $P_{\text{потр}}$ – потребляемая мощность, N – разрядность входного кода, ВК – высоковольтные.

основными направлениями развития в разработке $\Delta\Sigma$ -ЦАП являются следующие.

1. Повышение быстродействия цифровой части за счет введения конвейеров и распараллеливания вычислений [7, 14, 15, 29, 30, 39, 80, 81].

2. Развитие методов реконфигурирования цифровых $\Delta\Sigma$ -модуляторов по основным параметрам (частотные свойства, порядок, разрядность) [14, 15, 39, 84, 85].

3. Развитие цифровых и полуматричных методов фильтрации для повышения степени интеграции $\Delta\Sigma$ -ЦАП [33, 45, 46].

4. Развитие цифровых методов перестройки частотных параметров выходных фильтров [39, 44].

ФИНАНСИРОВАНИЕ РАБОТЫ

Работа выполнена при финансовой поддержке Российского фонда фундаментальных исследований (проект № 20-17-50021\20).

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Коротков А.С., Теленков М.В. // Зарубеж. радиоэлектроника. 2002. № 12. С. 53.
2. Коротков А.С., Теленков М.В. // Микроэлектроника. 2007. Т. 36. № 1. С. 66.
3. Коротков А.С., Пилипко М.М., Морозов Д.В., Хауэр Й. // Микроэлектроника. 2010. Т. 39. № 3. С. 230.
4. Морозов Д.В., Пилипко М.М., Коротков А.С. // Микроэлектроника. 2011. Т. 40. № 1. С. 64.
5. Pavan S., Schreier R., Temes G.C. Understanding Delta-Sigma Data Converters. N.Y.: IEEE, 2017.
6. de la Rosa J.M. Sigma-Delta Converters: Practical Design Guide. N.Y.: IEEE, 2018.
7. Su S., Tsai T., Sharma P.K., Chen M.S. // IEEE J. Solid-State Circuits. 2015. V. 50. № 4. P. 896.
8. Safi-Harb M., Roberts G.W. // IEEE Trans. 2005. V. CS-I-52. № 10. P. 2075.
9. Qiu D., Yi T., Hong Z. // Proc. 16th Asia and South Pacific Design Automation Conf. Yokohama. 25–28 Jan. N.Y.: IEEE, 2011. P. 119.
10. Yaya C., Shifeng Z., Tianlin C. et al. // Proc. 2016 IEEE Int. Conf. on Solid-State and Integrated Circuit Technology. Hangzhou. 25–28 Oct. N.Y.: IEEE, 2016. P. 894.
11. Greshishchev Y.M., Pollex D., Wang S.-C. et al. // Proc. IEEE Int. Solid-State Circuits Conference. San Francisco. 20–24 Feb. N.Y.: IEEE, 2011. P. 194.
12. Xiao J., Chen B., Kim T.Y. et al. // Proc. Symp. VLSI Circuits. Kyoto. 12–14 June. N.Y.: IEEE, 2013. P. C262.
13. Huang H., Heilmeyer J., Grözinger M., Berroth M. // Proc. IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symp. Tampa. 1–3 June. N.Y.: IEEE, 2014. P. 65.
14. McCue J.J., Dupaix B., Duncan L. et al. // IEEE J. of Solid-State Circuits. 2016. V. 51. № 5. P. 1109.
15. Su S., Chen M.S. // IEEE J. Solid-State Circuits. 2018. V. 53. № 12. P. 3517.
16. Erdmann C., Cullen E., Brouard D. et al. // Proc. IEEE Int. Solid-State Circuits Conf. San Francisco. 5–9 Feb. N.Y.: IEEE, 2017. P. 280.
17. Lin C., Wong K.L.J., Kim T.-Y. et al. // Proc. IEEE Int. Solid-State Circuits Conf. San Francisco. 11–15 Feb. N.Y.: IEEE, 2018. P. 360.
18. Cordeiro R.F., Oliveira A.S.R., Vieira J., Silva T.O. // Proc. 2016 IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. (IMS) San Francisco. 22–27 May. N.Y.: IEEE, 2016. P. 7540117.
19. Dinis D.C., Cordeiro R.F., Oliveira A.S.R., Vieira J. // Proc. 2016 IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. (IMS) San Francisco. 22–27 May. N.Y.: IEEE, 2016. P. 7540148.
20. Dinis D.C., Cordeiro R.F., Barradas F.M. et al. // IEEE Trans. 2016. V. MTT-64. № 12. P. 4720.
21. Hühn F., Wentzel A., Heinrich W. // Proc. Europ. Microwave Conf. London, 4–6 Oct. N.Y.: IEEE, 2016. P. 839.
22. Sotiriadis P.P., Basetas C. // 2017 6th Int. Conf. on Modern Circuits and Systems Technologies (MOCAS). Thessaloniki, 4–6 May. N.Y.: IEEE, 2017. P. 7937680.
23. Raptakis A., Oustoglou C., Sotiriadis P.P. // Proc. 2017 Panhellenic Conf. on Electronics and Telecommunications (PACET). Xanthi, 17–18 Nov. N.Y.: IEEE, 2017. P. 8259964.
24. Marin R., Frappé A., Kaiser A. // IEEE Trans. 2018. V. CS-I-65. № 1. P. 343.
25. Basetas C., Temenos N., Sotiriadis P.P. // Proc. 2018 IEEE Int. Frequency Control Symp. Olympic Valley. 21–24 May. N.Y.: IEEE, 2018, P. 8597469.
26. Liu W., Li F., Xue P., Hong Z. // Proc. 2018 14th IEEE Int. Conf. on Solid-State and Integrated Circuit Technology (IC SICT). Qingdao. 31 Oct.–3 Nov. N.Y.: IEEE, 2018. P. 8565003.
27. Xue P., Shao H., Fang D. et al. // 2018 Int. SoC Design Conf. (ISOCC). Daegu. 12–15 Nov. N.Y.: IEEE, 2018. P. 27.
28. Arfi A.B., Jouzdani M., Helaoui M., Ghannouchi F.M. // IEEE Trans. 2019. V. CS-II-66. № 11. P. 1795.
29. Seddighrad P., Ravi A., Sajadieh M. et al. // Proc. Europ. Solid-State Circuits Conf. Edinburgh, 15–19 Sept. N.Y.: IEEE, 2008. P. 202.
30. Su S., Chen M.S. // IEEE J. Solid-State Circuits. 2016. V. 51. № 12. P. 2963.
31. Roverato E., Kosunen M., Cornelissens K. et al. // IEEE Solid-State Circuits Lett. 2018. V. 1. № 5. P. 126.
32. Gebreyohannes F.T., Frappé A., Cathelin P. et al. // IEEE Trans. 2018. V. CS-I-65. № 11. P. 3956.
33. Luo Y., Qi L., Jain A., Ortmanns M. // 2018 IEEE Int. Symp. on Circuits and Systems. (ISCAS). Florence, 27–30 May. N.Y.: IEEE, 2018. P. 8351088.
34. Kumar N., Rawat K., Ghannouchi F.M. // IEEE Trans. 2020. V. CS-I-67. № 7. P. 2455.
35. Roverato E., Kosunen M., Lemberg J. et al. // IEEE Trans. 2014. V. CS-I-61. № 11. P. 3256.
36. Roverato E., Kosunen M., Cornelissens K. et al. // IEEE J. Solid-State Circuits. 2017. V. 52. № 12. P. 3434.

37. *Su S., Chen M.S.* // Proc. IEEE Int. Solid-State Circuits Conf. San Francisco, 31 Jan.–4 Feb. N.Y.: IEEE, 2016. P. 456.
38. *Su S., Chen M.S.* // Proc. IEEE Int. Solid-State Circuits Conf. San Francisco, 11–15 Feb. N.Y.: IEEE, 2018. P. 362.
39. *Su S., Chen M.S.* // Proc. IEEE Int. Solid-State Circuits Conf. San Francisco, 16–20 Feb. N.Y.: IEEE, 2020. P. 174.
40. *Uchimura K., Hayashi T., Kimura T., Iwata A.* // Proc. IEEE Int. Conf. on Acoustics, Speech, and Signal Processing. Tokyo, 7–11 April. N.Y.: IEEE, 1986. P. 1545.
41. *Hayashi T., Inabe Y., Uchimura K., Kimura T.* // Digest of Technical Papers IEEE Int. Solid-State Circuits Conf. Anaheim. 19–21 Feb. N.Y.: IEEE, 1986. P. 182.
42. *Xu X., Temes G., Schreiber R.* // IEEE Intern. Symp. on Circuits and Systems. San Diego, 10–13 May. N.Y.: IEEE, 1992. P. 597.
43. *Sonika, Neema D.D., Patel R.N.* // Proc. 2015 Int. Conf. on Advanced Computing and Communication Systems. Coimbatore. 5–7 Jan. N.Y.: IEEE, 2015. P. 7324089.
44. *Su S., Chen M. S.-W.* // IEEE J. Solid-State Circuits. Early Access Article. <https://doi.org/10.1109/JSSC.2020.3036342>
45. *Barkin D.B., Lin A.C.Y., Su D.K., Wooley B.A.* // IEEE J. Solid-State Circuits. 2004. V. 39. № 4. P. 585.
46. *Francesca P.A., Ferrat P., Huang Q.* // IEEE J. Solid-State Circuits. 2004. V. 39. № 12. P. 2098.
47. *Gao Z., Luan B., Lin S. et al.* // Proc. 2020 15th IEEE Int. Conf. on Solid-State & Integrated Circuit Technology (IC SICT). Kunming. 3–6 Nov. N.Y.: IEEE, 2020. P. 9278342.
48. *Jian H., Xu Z., Chang M.F.* // IEEE Trans. 2008. V. CS-II-55. № 1. P. 6.
49. *Jian H., Xu Z., Wu Y., Chang F.* // Proc. Symp. on VLSI Circuits. Kyoto. 16–18 June. N.Y.: IEEE, 2009. P. 186.
50. *Jian H., Xu Z., Wu Y., Chang M.F.* // IEEE J. of Solid-State Circuits. 2010. V. 45. № 4. P. 768.
51. *Westerveld H., Schinkel D., van Tuijl E.* // Digest of Technical Papers 2015 IEEE Solid-State Circuits Conf. (ICSSC) San Francisco. 22–26 Feb. N.Y.: IEEE, 2015. P. 7063033.
52. *Frappe A., Flament A., Stefanelli B. et al.* // IEEE J. Solid-State Circuits. 2009. V. 44. № 10. P. 2722.
53. *Wang Y., Cai M., Zhang Y., Yu M.* // Proc. Int. Conf. on Optoelectronics and Microelectronics. Changchun. 23–25 Aug. N.Y.: IEEE, 2012. P. 478.
54. *Caza-Szoka M., Massicotte D.* // Proc. 2020 IEEE Int. Instrumentation and Measurement Technology Conf. (I2MTC) Dubrovnik. 25–28 May. N.Y.: IEEE, 2020. P. 9128668.
55. *Roverato E., Kosunen M., Lemberg J. et al.* // 2013 Europ. Conf. on Circuit Theory and Design (ECCTD). Dresden. 8–12 Sept. N.Y.: IEEE, 2013. P. 6662279.
56. *Pozsgay A., Zounes T., Hossain R. et al.* // Digest of Technical Papers IEEE Int. Solid-State Circuits Conf. San Francisco. 3–7 Feb. 2008. N.Y.: IEEE, 2008. P. 360.
57. *Maghari N., Kwon S., Temes G.C., Moon U.* // Electronics Lett. 2006. V. 42. № 22. P. 1269.
58. *Maghari N., Kwon S., Temes G.C., Moon U.* // Proc. IEEE Int. Symp. on Circuits and Systems. New Orleans. 27–30 May. N.Y.: IEEE, 2007. P. 257.
59. *Maghari N., Moon U.-K.* // Proc. IEEE Int. Symp. on Circuits and Systems. Seattle. 18–21 May. N.Y.: IEEE, 2008. P. 1216.
60. *Maghari N., Kwon S., Moon U.* // Proc. IEEE Custom Integrated Circuits Conf. San Jose. 21–24 Sept. N.Y.: IEEE, 2008. P. 101.
61. *Maghari N., Kwon S., Moon U.* // IEEE J. Solid-State Circuits. 2009. V. 44. № 8. P. 2212.
62. *Han C., Park B., Maghari N.* // 2018 IEEE Int. Symp. on Circuits and Systems (ISCAS) Florence. 27–30 May. N.Y.: IEEE, 2018. P. 8351710.
63. *Abhilash K.N., Srinivas M.B.* // Proc. IEEE Int. System-on-Chip Conf. Las Vegas. 2–5 Sept. N.Y.: IEEE, 2014. P. 347.
64. *Han C., Kim T., Maghari N.* // Proc. 2016 14th IEEE Int. New Circuits and Systems Conf. (NEWCAS) Vancouver. 26–29 June. N.Y.: IEEE, 2016. P. 7604817.
65. *Zhang R., Han Y., Liu Q., Qing K.* // Intern. Conf. on Communications, Circuits and Systems. Chengdu. 15–17 Nov. N.Y.: IEEE, 2013. P. 425.
66. *Mo H., Kennedy M.P.* // IEEE Trans. 2016. V. CS-I-63. № 8. P. 1131.
67. *Mo H., Tan X., Kennedy M.P.* // IEEE Intern. Conf. on Electronics, Circuits and Systems. Monte Carlo. 11–14 Dec. N.Y.: IEEE, 2016. P. 472.
68. *Mo H., Kennedy M.P.* // IEEE Trans. 2017. V. CS-I-64. № 6. P. 1390.
69. *Borkowski M.J., Riley T.A.D., Hakkinen J., Kostamovaara J.* // IEEE Trans. 2005. V. CS-II-52. № 10. P. 626.
70. *Mo H., Kennedy M.P.* // IEEE Trans. 2017. V. CS-II-64. № 4. P. 372.
71. *Level P., Ramet S., Camino L.* Digital to Digital Sigma-Delta Modulator and Digital Frequency Synthesizer Incorporating the Same. US Pat. № 6822593 B2. Publ. 23 Nov. 2004.
72. *Hosseini K., Kennedy M.P.* // IEEE Trans. 2007. V. CS-II-54. № 12. P. 1105.
73. *Hosseini K., Kennedy M.P.* // IEEE Trans. 2007. V. CS-I-54. № 12. P. 2628.
74. *Hosseini K., Kennedy M.P.* // IEEE Trans. 2008. V. CS-II-55. № 11. P. 1104.
75. *Fitzgibbon B., Kennedy M.P.* // IEEE Int. Symp. on Circuits and Systems. Paris, 30 May–2 June. N.Y.: IEEE, 2010. P. 245.
76. *Mo H., Kennedy M.P.* // 2013 Europ. Conf. on Circuit Theory and Design (ECCTD). Dresden. 8–12 Sept. N.Y.: IEEE, 2013. P. 6662197.
77. *Luong T.-K., Hoang H.-H., Nguyen-Minh H.-A. et al.* // IEEE Asia Pacific Conf. on Circuits and Systems. Ha Long. 8–10 Dec. N.Y.: IEEE, 2020. P. 19.
78. *Song J., Park I.* // IEEE Trans. 2010. V. CS-I-57. № 9. P. 2426.
79. *Liao Y., Fan X., Hua Z.* // IEEE Trans. 2019. V. CS-II-66. № 1. P. 66.

80. *Madoglio P., Ravi A., Cuellar L. et al.* // IEEE J. of Solid-State Circuits. 2010. V. 45. № 7. P. 1410.
81. *Parikh V.K., Feygin G., Balsara P.T. et al.* // IEEE Dallas/CAS Workshop on Architecture, Circuits and Implementation of SOCs. Richardson. 10–10 Oct. N.Y.: IEEE, 2005. P. 207.
82. *Nzeza C.N., Gorisse J., Frappe A. et al.* // Proc. Europ. Conf. on Circuit Theory and Design. Seville. 27–30 Aug. N.Y.: IEEE, 2007. P. 480.
83. *Nzeza C.N., Flament A., Frappe A. et al.* // Proc. Europ. Conf. on Circuits and Systems for Communications. Bucharest. 10–11 July. N.Y.: IEEE, 2008. P. 320.
84. *McCue J. J., Dupaix B., Duncan L. et al.* // Proc. IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symp. Phoenix. 17–19 May. N.Y.: IEEE, 2015. P. 103.
85. *Qazi S.A., Shah S.A.A., Omer H., Winker J.J.* // Proc. 2017 IEEE Nordic Circuits and Systems Conf. (NORCAS): NORCHIP and Int. Symp. of System-on-Chip (SoC). Linkoping. 23–25 Oct. N.Y.: IEEE, 2017. P. 8124973.
86. *Li F., Liu W., Xue P. et al.* // Proc. 2018 14th IEEE Int. Conf. on Solid-State and Integrated Circuit Technology. Qingdao. 31 Oct.–3 Nov. N.Y.: IEEE, 2018. P. 8565681.
87. *Radulov G., Quinn P., Hegt H., A.H.M. van Roermund A.H.M.* Smart and Flexible Digital-to-Analog Converters (Analog Circuits and Signal Processing). Dordrecht: Springer Netherlands, 2011.
88. *Pelgrom M.* Analog-to-Digital Conversion. Cham: Springer International Publishing AG, 2016.
89. *Veeder K.* Digital Converters for Image Sensors. Bellingham: SPIE, 2015.
90. *Енученко М.С., Морозов Д.В., Пилипко М.М.* // РЭ. 2017. Т. 62. № 1. С. 81.
91. *Константинов А.И., Енученко М.С., Коротков А.С.* // Изв. вузов. Радиоэлектроника. 2017. Т. 60. № 5. С. 287.
92. *Yenuchenko M.S., Korotkov A.S., Morozov D.V. et al.* // IEEE Trans. 2019. V. CS-I-66. № 6. P. 2230.
93. *Yenuchenko M.S., Pilipko M.M.* // IEEE Trans. 2020. V. CS-II-67. № 11. P. 2317.
94. *Yenuchenko M.S., Pilipko M.M.* // IEEE Trans. 2021. V. CS-II-68. № 3. P. 883.
95. *Eom W., Kwon K., Lee K. et al.* // IEEE Trans. 2018. V. CS-II-65. № 7. P. 874.
96. *Kobayashi H., Wei J.-L., Murakami M. et al.* // Proc. 2018 14th IEEE Int. Conf. on Solid-State and Integrated Circuit Technology (IC SICT). Qingdao. 31 Oct.–3 Nov. N.Y.: IEEE, 2018. P. 8565014.
97. *Wang Y., Dong L., Guo X. et al.* // Proc. 2014 12th IEEE Int. Conf. on Solid-State and Integrated Circuit Technology (IC SICT). Guilin. 28–31 Oct. N.Y.: IEEE, 2014. P. 7021301.
98. *Marin R., Frappé A., Stefanelli B. et al.* // IEEE Trans. 2019. V. MTT-67. № 7. P. 3200.
99. *Shi Z.* // Digest of Papers 1999 IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symp. (RFIC). Anaheim. 14–15 June. N.Y.: IEEE, 1999. P. 57.
100. *Taleie S.M., Copani T., Bakaloglu B. et al.* // IEEE Trans. 2008. V. MTT-56. № 5. P. 1059.
101. *Flament A., Frappe A., Kaiser A. et al.* // Proc. Europ. Solid-State Circuits Conf. Edinburgh. 15–19 Sept. N.Y.: IEEE, 2008. P. 418.
102. *Sadeghifar M.R., Afzal N., Wikner J.J.* // Proc. IEEE 20th Int. Conf. on Electronics, Circuits, Systems. Abu Dhabi. 8–11 Dec. N.Y.: IEEE, 2013. P. 641.

ЭЛЕКТРОДИНАМИКА И РАСПРОСТРАНЕНИЕ РАДИОВОЛН

УДК 621.372.829

СПЕКТРАЛЬНАЯ МЕТОДИКА РАСЧЕТА ЩЕЛЕВЫХ АНТЕНН СО СЛОИСТЫМ ДИЭЛЕКТРИКОМ

© 2022 г. Г. Ф. Заргано^а*, А. М. Лерер^а, А. О. Пелевин^б

^аЮжный федеральный университет,
ул. Зорге, 5, Ростов-на-Дону, 344090 Российская Федерация

^бГлавный радиочастотный центр,
просп. Буденновский, 50, Ростов-на-Дону, 344002 Российская Федерация

*E-mail: zargano@yandex.ru

Поступила в редакцию 15.04.2021 г.

После доработки 07.06.2021 г.

Принята к публикации 23.07.2021 г.

Представлено решение задачи о возбуждении щелевой антенной решетки (АР) со слоистым диэлектрическим заполнением прямоугольного волновода. Изложен спектральный метод анализа, обладающий существенными преимуществами при численной реализации разработанного алгоритма. Эффективность предложенной методики подтверждена результатами расчетов АР на прямоугольном волноводе с тонким диэлектрическим слоем, примыкающим к щелевым излучателям. Установлено, что введение такого диэлектрического слоя позволяет сместить рабочий диапазон АР вниз по частоте по сравнению с ее аналогом на прямоугольном волноводе с воздушным заполнением без увеличения поперечного сечения волновода.

DOI: 10.31857/S0033849422010119

ВВЕДЕНИЕ

Перспективные технологии, использующие волноводно-щелевые антенные решетки (АР), такие как радары слежения за дорожной обстановкой [1, 2], антенные системы сотовой связи [3], всепогодные радары [4], испытывают острую необходимость в постоянном совершенствовании антенных структур. Практический интерес вызывают расширение рабочей полосы частот, увеличение диапазонных свойств, применение новых материалов для защиты антенн от неблагоприятных погодных условий. Возможными вариантами получения положительного эффекта являются использование слоистого диэлектрического заполнения полости волновода, укрытие апертуры антенны диэлектрическим листом или заполнение щелей диэлектрическим материалом.

Достаточное количество научных работ посвящено исследованию применения диэлектрических материалов в конструкциях волноводно-щелевых антенн. В ряде работ проводится подробный анализ характеристик антенн, апертура которых укрыта диэлектриком. Снижение побочных максимумов диаграммы направленности в результате применения диэлектрического слоя поверх щелей, достигнуто в работах [5, 6]. Расширение рабочей полосы АР и устойчивое поведение луча были получены с помощью диэлектрических пластин [7] и

частичного заполнения полости волновода диэлектриком [8]. Щелевая АР с продольными щелями, укрытая диэлектрическим слоем с целью защиты антенны от погодных условий, представлена в работе [9], многослойное укрытие поверх апертуры щелевой антенны – в работе [10], в которой приведены результаты, полученные методом моментов. Использование диэлектрика как укрывного материала для щелевой антенны, а также с целью поддержания давления воздуха в полости волновода для повышения напряжения пробоя показано в работах [11, 12]. Результаты получены также с помощью метода моментов, проведено сравнение его точности с пакетом электромагнитного моделирования. Спектральный метод анализа щелевых антенн на прямоугольных волноводах, укрытых диэлектриком, представлен в работах [13, 14]. Поле на щели было определено с помощью преобразования Фурье, а полученные результаты были сравнены с пакетом электромагнитного моделирования. Теоретический анализ двумерной АР щелевых излучателей, прорезанных в плоском проводящем экране и заполненных магнитодиэлектрическим составом представлен в работе [15].

Диэлектрическое заполнение полости волновода оказывает воздействие на его внутренние характеристики, изменяя среду распространения электромагнитных волн. Критическая частота ос-

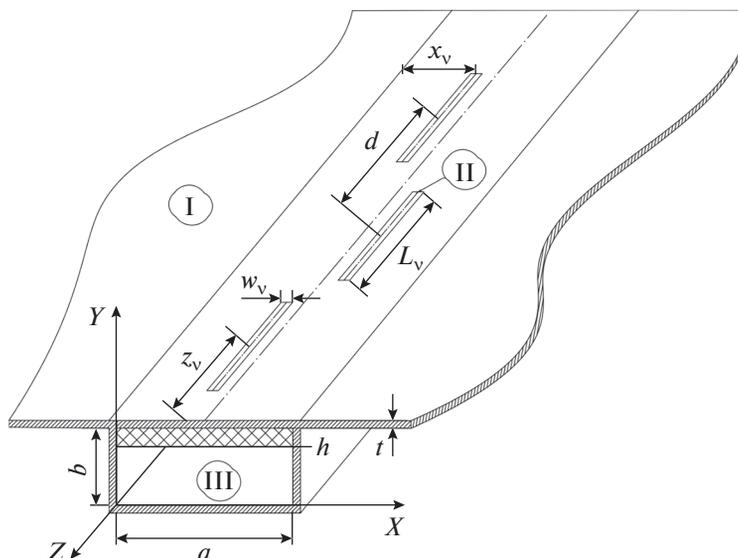


Рис. 1. Элемент щелевой АР со слоистым диэлектрическим заполнением: I – область внешнего пространства, II – область полости щели, III – внутренняя область волновода.

новой волны снижается, расширяется рабочий диапазон, улучшается согласование антенны.

Цель данной работы – исследовать влияние горизонтального слоистого диэлектрического заполнения прямоугольного волновода на характеристики АР с продольными щелями. В настоящее время в известной литературе недостаточно полно представлены методы анализа волноводно-щелевых АР с диэлектрическим слоем, расположенным вплотную к широкой стенке волновода, в которой расположены прямоугольные щелевые излучатели с диэлектрическим заполнением. Чтобы восполнить этот недостаток, требуется разработать методику анализа такого класса антенн, оценить ее эффективность и получить улучшенные характеристики антенных структур, рассчитанных на основе разработанной методики.

1. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Решение задачи об излучении щелевой АР (рис. 1) может быть сведено к решению интегродифференциальных уравнений (ИДУ) или спектральных интегральных уравнений (СИУ) относительно преобразований Фурье тангенциальных компонент напряженности электрического поля на щелях. Тензорное ядро ИДУ имеет бисингулярную особенность, которую при численном решении задачи необходимо выделять и учитывать при аналитических преобразованиях. В СИУ при численном решении бисингулярная особенность проявляется в медленной сходимости рядов и интегралов. Улучшить сходимость оказывается проще, чем аналитически выделить и преобразовать

бисингулярную особенность, поэтому для решения данной задачи будем использовать СИУ. Подробно использование спектрального метода представлено в работах [16, 17], а его применение для решения задачи об излучении щелевой АР с воздушным заполнением прямоугольного волновода – в работе [18].

При расчете щелевых АР со слоистым диэлектрическим заполнением полости волновода для получения СИУ необходимо использовать LM - и LE -волны, которые являются собственными волнами прямоугольных волноводов со слоистым диэлектрическим заполнением, а электромагнитное поле – суперпозицией этих волн. Неизвестные спектральные амплитуды электромагнитных волн выражаются через преобразования Фурье тангенциальных компонент напряженности электрического поля на щелях. Затем находятся и сшиваются тангенциальные компоненты напряженности магнитного поля на щелях. Полученные таким способом СИУ учитывают произвольное количество диэлектрических слоев. Потери в диэлектрике не учитываются. Зависимость от времени берется в виде $\exp(-i\omega t)$.

2. РЕШЕНИЕ ЗАДАЧИ

Рассмотрим излучение щелевой АР, прямоугольный волновод которой заполнен сплошными слоями диэлектрика, расположенными параллельно широкой стенке (рис. 1).

Выражения для электромагнитных полей в области внешнего пространства I и полости щели II, получены в работе [18]. Для определения компо-

нент электромагнитных полей во внутренней области волновода III, а именно в заполненном диэлектриком прямоугольном волноводе, используем аппарат LM - и LE -волн. Для этого запишем векторные потенциалы с одной y -компонентой $\vec{A}(0, A_y, 0)$ и $\vec{F}(0, F_y, 0)$ (далее индекс y не приводим). Введение таких потенциалов подробно описано в работе [19].

Определим функции $Y_{a,f}(y, \alpha_n, \beta)$, которые являются решениями уравнений (1) и удовлетворяют граничным условиям на стенках волновода и граничным условиям на границах раздела сред в случае многослойного диэлектрика:

$$\left(\frac{d^2}{dy^2} + k^2 \varepsilon(y) - \alpha_n^2 - \beta^2 \right) Y_{a,f}(y, \alpha_n, \beta) = 0, \quad (1)$$

где k – волновое число в свободном пространстве, $\varepsilon(y)$ – относительная диэлектрическая проницаемость слоя, (α_n, β) – волновые числа по x и z соответственно.

Запишем векторный потенциал для LM -волн:

$$A(x, y, z) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \sum_{n=1}^{\infty} B_a(\alpha_n, \beta) \sin(\alpha_n x) \times \frac{\varepsilon_1 Y_a(y, \alpha_n, \beta)}{Y'_a(b, \alpha_n, \beta)} \exp(i\beta z) d\beta, \quad (2)$$

где ε_1 – относительная диэлектрическая проницаемость слоя, контактирующего со щелями, $B_{a,f}(\alpha_n, \beta)$ – неизвестные амплитудные коэффициенты, штрих в функции $Y'_{a,f}(y, \alpha_n, \beta)$ означает производную по y .

Находим тангенциальные компоненты электромагнитных полей для LM -волн:

$$\begin{aligned} \tilde{E}_{x,z}(x, y, z) &= \eta \left\{ \begin{array}{l} \alpha_n \cos(\alpha_n x) \\ i\beta \sin(\alpha_n x) \end{array} \right\} \times \\ &\times \exp(i\beta z) \frac{\varepsilon_1 Y'_a(y, \alpha_n, \beta)}{\varepsilon(y) Y'_a(b, \alpha_n, \beta)} B_a(\alpha_n, \beta), \end{aligned} \quad (3)$$

$$\begin{aligned} \tilde{H}_{x,z}(x, y, z) &= \left\{ \begin{array}{l} -i\beta \sin(\alpha_n x) \\ \alpha_n \cos(\alpha_n x) \end{array} \right\} \times \\ &\times \exp(i\beta z) \frac{\varepsilon_1 Y_a(y, \alpha_n, \beta)}{Y'_a(b, \alpha_n, \beta)} B_a(\alpha_n, \beta), \end{aligned} \quad (4)$$

где $\eta = -iZ_0/k$, $Z_0 = (\mu_0/\varepsilon_0)^{1/2}$, $i = \sqrt{-1}$.

Аналогичным образом запишем векторный потенциал и тангенциальные компоненты электромагнитных полей для LE -волн:

$$F(x, y, z) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \sum_{n=1}^{\infty} B_f(\alpha_n, \beta) \cos(\alpha_n x) \times \frac{Y_f(y, \alpha_n, \beta)}{Y'_f(b, \alpha_n, \beta)} \exp(i\beta z) d\beta, \quad (5)$$

$$\begin{aligned} \tilde{E}_{x,z}(x, y, z) &= \\ &= \left\{ \begin{array}{l} i\beta \cos(\alpha_n x) \\ \alpha_n \sin(\alpha_n x) \end{array} \right\} \exp(i\beta z) \frac{Y_f(y, \alpha_n, \beta)}{Y'_f(b, \alpha_n, \beta)} B_f(\alpha_n, \beta), \end{aligned} \quad (6)$$

$$\begin{aligned} \tilde{H}_{x,z}(x, y, z) &= \hat{\eta} \left\{ \begin{array}{l} -\alpha_n \sin(\alpha_n x) \\ i\beta \cos(\alpha_n x) \end{array} \right\} \times \\ &\times \exp(i\beta z) \frac{Y'_f(y, \alpha_n, \beta)}{Y'_f(b, \alpha_n, \beta)} B_f(\alpha_n, \beta), \end{aligned} \quad (7)$$

где $\hat{\eta} = \eta/Z_0^2$.

Складываем выражения (3) и (6) при $y = b$. В результате получаем спектральные представления суперпозиции тангенциальных составляющих электрического поля на нижней апертуре щелей для LM - и LE -волн в пространстве волновых чисел α_n и β :

$$\tilde{E}_{x,z}(x, b, z) = \tilde{\tilde{E}}_{x,z}(\alpha_n, \beta) \left\{ \begin{array}{l} \cos(\alpha_n x) \\ \sin(\alpha_n x) \end{array} \right\} \exp(i\beta z), \quad (8)$$

где

$$\tilde{\tilde{E}}_{x,z}(\alpha_n, \beta) = \eta \left\{ \begin{array}{l} \alpha_n \\ i\beta \end{array} \right\} B_a(\alpha_n, \beta) + \left\{ \begin{array}{l} i\beta \\ \alpha_n \end{array} \right\} B_f(\alpha_n, \beta). \quad (9)$$

Неизвестные амплитудные коэффициенты $B_{a,f}(\alpha_n, \beta)$ определяем через Фурье-образы компонент электрического поля на щелях (9):

$$\begin{aligned} B_a(\alpha_n, \beta) &= \frac{1}{\eta \rho^2} (\alpha_n \tilde{\tilde{E}}_x(\alpha_n, \beta) - i\beta \tilde{\tilde{E}}_z(\alpha_n, \beta)), \\ B_f(\alpha_n, \beta) &= \frac{1}{\rho^2} (-i\beta \tilde{\tilde{E}}_x(\alpha_n, \beta) + \alpha_n \tilde{\tilde{E}}_z(\alpha_n, \beta)), \end{aligned} \quad (10)$$

$$\rho^2 = \alpha_n^2 + \beta^2.$$

Далее записываем Фурье-образы тангенциальных компонент $\tilde{\tilde{H}}_{x,z}(\alpha_n, \beta)$ напряженности магнитного поля LM - и LE -волн. Для этого складываем выражения (4) и (7) при $y = b$:

$$\tilde{\tilde{H}}_{x,z}(x, b, z) = \tilde{\tilde{H}}_{x,z}(\alpha_n, \beta) \left\{ \begin{array}{l} \sin(\alpha_n x) \\ \cos(\alpha_n x) \end{array} \right\} \exp(i\beta z), \quad (11)$$

где

$$\begin{aligned} \tilde{\tilde{H}}_{x,z}(\alpha, \beta) &= \left\{ \begin{array}{l} -i\beta \\ \alpha \end{array} \right\} \varepsilon_1 \frac{Y_a(b, \alpha_n, \beta)}{Y'_a(b, \alpha_n, \beta)} B_a(\alpha_n, \beta) + \\ &+ \hat{\eta} \left\{ \begin{array}{l} -\alpha \\ i\beta \end{array} \right\} \frac{Y'_f(b, \alpha_n, \beta)}{Y'_f(b, \alpha_n, \beta)} B_f(\alpha_n, \beta). \end{aligned} \quad (12)$$

Подставляя $B_{a,f}(\alpha_n, \beta)$ из выражения (10) в формулы (12), получаем Фурье-образы тангенциальных компонент $\tilde{H}_{x,z}(\alpha_n, \beta)$ напряженности магнитного поля:

$$\tilde{H}_x(\alpha_n, \beta) = \frac{\hat{\eta}}{\rho^2} [\tilde{E}_z(\alpha_n, \beta) f^{11} + \tilde{E}_x(\alpha_n, \beta) f^{12}], \quad (13)$$

$$\tilde{H}_z(\alpha_n, \beta) = \frac{\hat{\eta}}{\rho^2} [\tilde{E}_z(\alpha_n, \beta) f^{21} + \tilde{E}_x(\alpha_n, \beta) f^{22}], \quad (14)$$

в которых введены следующие обозначения:

$$\begin{aligned} f^{11} &= \beta^2 \varphi_a k^2 - \alpha^2 \varphi_f, \quad f^{12} = f^{21} = i\alpha\beta(\varphi_a k^2 + \varphi_f), \\ f^{22} &= -\alpha^2 \varphi_a k^2 + \beta^2 \varphi_f, \quad \varphi_a = \varepsilon_1 \frac{Y_a(b, \alpha_n, \beta)}{Y'_a(b, \alpha_n, \beta)}, \quad (15) \\ \varphi_f &= \frac{Y'_f(b, \alpha_n, \beta)}{Y_f(b, \alpha_n, \beta)}. \end{aligned}$$

В результате в компактной форме получены соотношения между тангенциальными компо-

нентами электрического и магнитного полей в пространстве волновых чисел (α_n, β) . Координатное представление магнитного поля имеет следующий вид:

$$H_{x,z}(x, y, z) = \frac{1}{2\pi} \times \int_{-\infty}^{\infty} \sum_{n=1}^{\infty} \left\{ \begin{array}{l} \sin(\alpha_n x) \\ \cos(\alpha_n x) \end{array} \right\} \tilde{H}_{x,z}(\alpha_n, \beta) \exp(i\beta z) d\beta. \quad (16)$$

Полученные выражения для напряженности магнитного поля справедливы для любого количества горизонтальных слоев диэлектрика.

Определим теперь собственные функции $Y_a(y, \alpha_n, \beta)$, $Y_f(y, \alpha_n, \beta)$ для случая заполнения волновода двуслойным диэлектриком. Зададим эти функции в соответствии с условиями на границе слоев для функции $Y_{a,f}(y)$, имеющей аналитическое представление:

$$Y_{a,f}(y) = \begin{cases} \frac{\text{sh}[\gamma_1(b-y)] + D_{a,f} \text{sh}[\gamma_1(y-h_2)]}{\text{sh}(\gamma_1 h_1)}, & h_2 \leq y \leq b; \\ \frac{\text{ch}(\gamma_2 y)}{\text{ch}(\gamma_2 h_2)}, & 0 \leq y \leq h_2; \end{cases} \quad (17)$$

$$Y'_{a,f}(y) = \begin{cases} \gamma_1 \frac{-\text{ch}[\gamma_1(b-y)] + D_{a,f} \text{ch}[\gamma_1(y-h_2)]}{\text{sh}(\gamma_1 h_1)}, & h_2 \leq y \leq b; \\ \gamma_2 \frac{\text{sh}(\gamma_2 y)}{\text{ch}(\gamma_2 h_2)}, & 0 \leq y \leq h_2; \end{cases} \quad (18)$$

В j -м слое постоянная распространения γ_j вдоль оси y будет равна:

$$\gamma_j = \sqrt{-k^2 \varepsilon_j + (m\pi/a_n)^2 + \beta^2}, \quad \bar{\gamma}_j = \gamma_j / \varepsilon_j, \quad j = 1, 2. \quad (19)$$

Неизвестные коэффициенты D_a и D_f находим из условия непрерывности $Y'_a(y)/\varepsilon$ и $Y'_f(y)$ на границе диэлектрических слоев:

$$D_a = (\bar{T}_1 + \bar{C}_2) \frac{1}{\bar{S}_1}, \quad D_f = (T_1 + T_2) \frac{1}{S_1}, \quad (20)$$

где

$$S_j = \frac{\gamma_j}{\text{sh}(\gamma_j h_j)}, \quad \bar{S}_j = \frac{\bar{\gamma}_j}{\text{sh}(\gamma_j h_j)},$$

$$T_j = \gamma_j \text{cth}(\gamma_j h_j), \quad \bar{T}_j = \bar{\gamma}_j \text{cth}(\gamma_j h_j), \\ \bar{C}_j = \bar{\gamma}_j \text{th}(\gamma_j h_j).$$

Тогда, используя введенные обозначения, получаем

$$\varphi_a = \frac{D_a}{-\bar{S}_1 + D_a \bar{T}_1}, \quad \varphi_f = -\frac{S_1}{D_f} + T_1. \quad (21)$$

В итоге компоненты напряженностей магнитного поля на нижней апертуре щели можем определить, подставив функции $\varphi_{a,f}$ (21) в выражения (13) и (14):

$$H_x(x, y = b - 0, z) = -\frac{i}{2\pi k Z_0 \rho^2} \times \int_{-\infty}^{\infty} \sum_{n=1}^{\infty} \sin(\alpha_n x) \sum_{v=1}^M \int_{-\infty}^{\infty} d\beta \iint_{S_v} [\tilde{E}_{vz}(x', z') \sin(\alpha_n x') f^{11} + \tilde{E}_{vx}(x', z') \cos(\alpha_n x') f^{12}] \exp(-i\beta(z' - z)) dx' dz', \quad (22)$$

$$H_z(x, y = b - 0, z) = -\frac{i}{2\pi k Z_0 \rho^2} \times \sum_{n=0}^{\infty} \frac{\cos(\alpha_n x)}{1 + \delta_{0n}} \sum_{v=1}^M \int_{-\infty}^{\infty} d\beta \iint_{S_v} [\tilde{E}_{vz}(x', z') \sin(\alpha_n x') f^{21} + \tilde{E}_{vx}(x', z') \cos(\alpha_n x') f^{22}] \exp(-i\beta(z' - z)) dx' dz', \quad (23)$$

где $x, z \in S_{v'}$, $v' = 1, 2, \dots, M$, M – количество щелей.

Система интегральных уравнений относительно преобразований Фурье тангенциальных компонент напряженности электрического поля на щелях образуется из условий непрерывности тангенциальных компонент магнитного поля на внешней и внутренней апертурах щелей.

Для этого приравниваем соответствующие компоненты магнитных полей на границе области внешнего полупространства I и верхней апертуры щели II, затем на границе области волновода III и нижней апертуры щели II.

Прямоугольный волновод возбуждается основной волной LM_{10} :

$$\begin{aligned} H_{v',x,z}(y = b + t - 0) - H_{x,z}(y = b + t + 0) &= 0 \\ H_{x,z}(y = b - 0) - H_{v',x,z}(y = b + 0) &= H_{x,z}^{\text{inc}} \end{aligned} \quad (24)$$

где $H_{x,z}(y = b + t + 0)$ – напряженность поля во внешнем полупространстве I, $H_{v',x,v',z}(y = b + t - 0)$, $H_{v',x,v',z}(y = b + 0)$ – напряженность поля внутри щели II, $H_{x,z}(y = b - 0)$ – напряженность поля внутри волновода III, $H_{x,z}^{\text{inc}}$ – напряженность поля волны, питающей волновод (LM_{10}), $v' = 1, 2, \dots, M$.

В результате преобразований получаем систему СИУ, которую решаем с помощью метода Галеркина с базисами в виде ортогональных полиномов Чебышева 1-го и 2-го рода, учитывающих особенность поведения электрического поля на ребрах щелей.

Компоненты тангенциального электрического поля на внешних и внутренних апертурах щелей аппроксимируем функциями

$$E_{v',x}^{\pm}(x, z) = \sum_{i=0}^{N_x-1} \sum_{k=0}^{N_z} u_{ik}^{\pm, vx} \bar{U}_i \left(\frac{2(x - x_v)}{w_v} \right) \bar{T}_k \left(\frac{2(z - z_v)}{L_v} \right), \quad (25)$$

$$E_{v',z}^{\pm}(x, z) = \sum_{i=0}^{N_x} \sum_{k=0}^{N_z-1} u_{ik}^{\pm, vz} \bar{T}_i \left(\frac{2(x - x_v)}{w_v} \right) \bar{U}_k \left(\frac{2(z - z_v)}{L_v} \right), \quad (26)$$

где $\bar{T}_i(x) = (1 - x^2)^{-1/2} T_i(x)$, $\bar{U}_i(x) = (1 - x^2)^{1/2} \times U_i(x)/(i + 1)$ – взвешенные полиномы Чебышева 1-го и 2-го рода, $u_{ik}^{\pm, vx}$, $u_{ik}^{\pm, vz}$ – неизвестные коэффициенты, x_v , z_v – координаты центра v -й щели ($v = 1, 2, \dots, M$).

Выбор в качестве базисных функций взвешенных полиномов Чебышева, учитывающих особенность поведения поля на острых ребрах щелей, обеспечивает быструю сходимость решения и позволяет реализовать эффективные алгоритмы вычисления присутствующих интегралов.

В результате представленной методики решения получаем систему линейных алгебраических уравнений. Преобразования Фурье базисных функций определяются через функции Бесселя, поэтому спектральные матричные элементы системы линейных алгебраических уравнений выражаются в явном виде.

Вычисление интеграла Фурье в матричных элементах зависит от расположения точек истока и наблюдения. Если точки расположены на разных щелях, то интеграл вычисляется с помощью

теории вычетов. В результате интеграл Фурье заменяется рядом по LM - и LE -волнам. Этот ряд очень быстро (экспоненциально) сходится. Когда точки расположены на одной щели, то применять напрямую теорию вычетов нельзя. Для такого интеграла, содержащего сингулярность на контуре интегрирования, разработана квадратурная формула в работе [20]. Также была разработана процедура улучшения сходимости рядов, представляющая собой двумерный аналог способа Куммера. При нахождении матрицы рассеяния и диаграммы направленности антенны интегралы вычисляются с помощью теории вычетов.

3. ВЕРИФИКАЦИЯ МЕТОДА РЕШЕНИЯ

Перейдем к анализу численной реализации полученного метода расчета щелевых АР с двухслойным диэлектрическим заполнением прямоугольного волновода. Для этого зададим конфигурацию щелевой антенны на прямоугольном волноводе шириной $a = 23$ мм, высотой $b = 10$ мм, с толщиной стенки $t = 1$ мм. В широкой стенке волновода прорезаны 20 прямоугольных про-

Таблица 1. Сходимость решения по количеству базисных функций

N_x	N_z	$f = 8.898$ ГГц				$f = 7.935$ ГГц			
		$ S_{11} $	КСВ	$ S_{21} $	КПД	$ S_{11} $	КСВ	$ S_{21} $	КПД
2	2	0.5785	3.7450	0.4398	0.4719	0.0352	1.0730	0.8477	0.2802
	3	0.5741	3.6960	0.4421	0.4750	0.0341	1.0700	0.8487	0.2785
	4	0.4801	2.8470	0.7338	0.2310	0.0962	1.2130	0.0728	0.9854
	5	0.4826	2.8650	0.7323	0.2309	0.0962	1.2130	0.0729	0.9854
	6	0.4799	2.8450	0.7357	0.2284	0.0959	1.2120	0.0696	0.9860
	7	0.4800	2.8460	0.7357	0.2284	0.0959	1.2120	0.0696	0.9860
3	3	0.5931	3.9150	0.4013	0.4872	0.0367	1.0760	0.8081	0.3456
	4	0.4776	2.8290	0.7380	0.2272	0.0956	1.2110	0.0669	0.9864
	5	0.4799	2.8460	0.7366	0.2271	0.0956	1.2110	0.0670	0.9864
	6	0.4778	2.8300	0.7393	0.2252	0.0950	1.2100	0.0661	0.9866
	7	0.4779	2.8300	0.7392	0.2252	0.0950	1.2100	0.0661	0.9866
4	4	0.4778	2.8300	0.7379	0.2272	0.0956	1.2110	0.0669	0.9864
	5	0.4801	2.8470	0.7364	0.2271	0.0956	1.2110	0.0670	0.9864
	6	0.4780	2.8320	0.7391	0.2252	0.0950	1.2100	0.0661	0.9866
	7	0.4781	2.8320	0.7391	0.2252	0.0950	1.2100	0.0661	0.9866

дольных щелей длиной $L_v = 15$ мм, шириной $w_v = 1.5$ мм (см. рис. 1). Все щели равноудалены от центральной оси волновода на расстояние $x = 2.3$ мм, период решетки $d = 22.5$ мм. Горизонтальный слой толщиной $h_1 = 1.5$ мм с диэлектрической проницаемостью $\epsilon_1 = 2.2$ вплотную примыкает к верхней широкой стенке волновода. Второй слой (h_2) является воздушным ($\epsilon_2 = 1$). Щелевые излучатели полностью заполнены диэлектрическим материалом с $\epsilon_3 = 1.58$. Волновод работает на основной волне. Анализируются следующие характеристики АР: модули коэффициентов отражения $|S_{11}|$ и прохождения $|S_{21}|$, коэффициенты стоячей волны (КСВ), усиления (КУ), полезного действия (КПД) и диаграмма направленности (ДН).

При расчете антенных структур, для которых еще не проведен эксперимент, крайне важен тщательный анализ точности полученного результата. Поэтому был проведен анализ численной сходимости результатов, полученных с помощью данного метода при задании разного количества базисных функций, описывающих поведение электрического поля на щелях. В табл. 1 приведены результаты расчета параметров щелевой АР на частоте $f = 8.898$ ГГц

максимального значения КСВ и на частоте $f = 7.935$ ГГц минимального значения $|S_{21}|$ при различном количестве базисных функций, аппроксимирующих поле как вдоль (N_z), так и поперек щели (N_x).

Погрешность порядка 1.5% получена при трех поперечных базисных функциях $N_x = 3$ и четырех функциях вдоль щели $N_z = 4$. Количество членов, учитываемых в матричных элементах итоговой системы линейных алгебраических уравнений, бралось 50 по каждому индексу.

Было проведено сравнение значений внутренних параметров и диаграмм направленностей АР, рассчитанных данным методом, с результатами, полученными с помощью пакетов электромагнитного моделирования. Методом конечного интегрирования, используемым в Dassault Systèmes Simulia Computer simulation software (CST), реализовано решение во временной области. Исходя из этого, скорость расчета нерезонансной щелевой АР будет зависеть от размеров исследуемой структуры и полосы рабочих частот. Точность расчета и его достоверность зависят от величины ячеек, на которые разбивается все пространство структуры. Методом конечных элементов, применяемым в

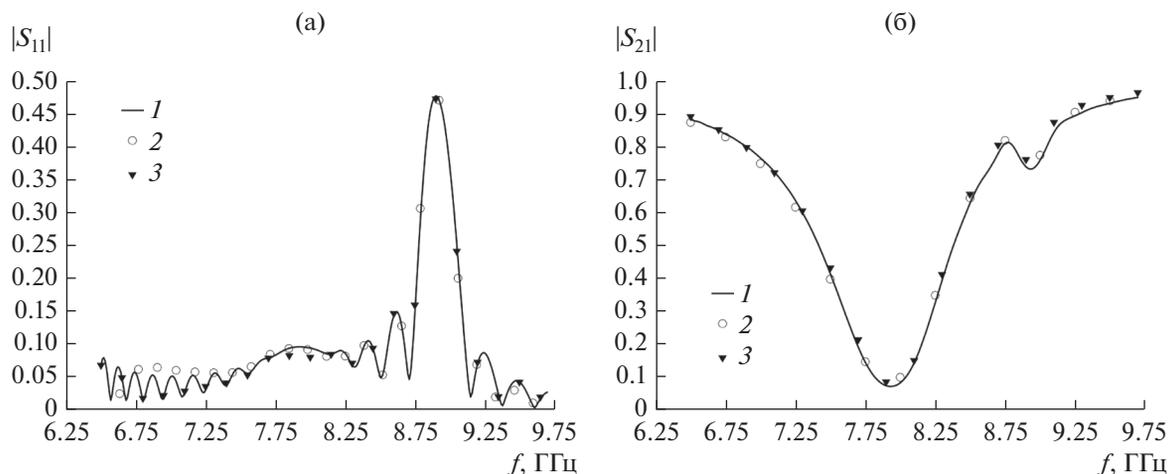


Рис. 2. Зависимости модулей элементов матрицы рассеяния от частоты, полученные с помощью спектральной методики (1), CST (2) и HFSS (3).

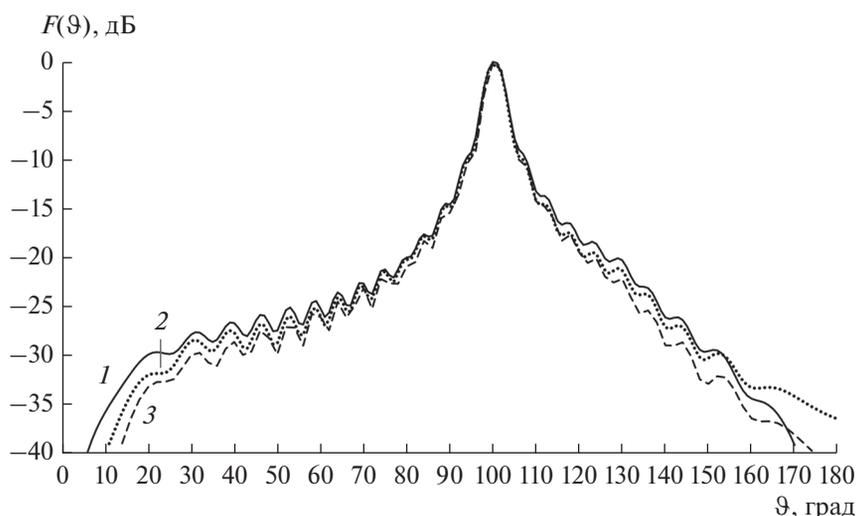


Рис. 3. Диаграммы направленности AP на частоте 8 ГГц, полученные с помощью спектральной методики (1), CST (2) и HFSS (3).

Ansys High Frequency Structural Simulator (HFSS), осуществлены вычисления в частотной области. Скорость решения напрямую зависит от количества частотных точек, а точность расчетов — от количества элементарных тетраэдров, на которые разбивается все исследуемое пространство.

Учитывая все сказанное выше, в работе проведена двойная верификация точности полученного метода с помощью пакетов электромагнитного моделирования CST и HFSS, использующих разные методы решения.

Модуль коэффициента отражения $|S_{11}|$, рассчитанный с помощью данного метода и пакетов моделирования CST и HFSS, представлен на рис. 2а. Положение максимума модуля коэффициента отражения $|S_{11}|$ одинаково для всех трех методов

расчета. Небольшое различие по величине, порядка 1%, наблюдается в значении максимума, однако на работу AP в режиме бегущей волны оно не повлияет. Сравнение результатов расчета модуля коэффициента прохождения $|S_{21}|$ представлено на рис. 2б. В диапазоне его минимальных значений наблюдается почти полное графическое совпадение полученных результатов.

На рис. 3 представлена нормированная ДН AP на частоте 8 ГГц. Главный и боковые лепестки диаграммы направленности хорошо графически совпадают, различия видны лишь на краях диаграммы, что не вносит различий в антенные характеристики, рассчитанные разными методами.

Анализ результатов, представленных на рис. 2 и 3, свидетельствует о графическом соответствии

Таблица 2. Сравнение скорости счета и используемых вычислительных ресурсов

Методы	T_f , с	$T_{\Delta f}$, с	ОЗУ, Мбайт	Количество ядер
Спектральная методика	4	120	80	4
CST	—	1200	350	2
HFSS	120	2400	4005	2

Примечание: T_f — время расчета одной частотной точки, $T_{\Delta f}$ — время расчета в диапазоне частот.

внутренних (S -параметров) и внешних характеристик (ДН) АР, рассчитанных данным методом и с помощью пакетов электромагнитного моделирования.

Сравнение скорости решения различных методов в диапазоне частот шириной $\Delta f = 2.4$ ГГц (6.5...9.7 ГГц) с шагом 0.05 ГГц представлено в табл. 2 по аналогии с работой [21]. При расчете с помощью пакета CST количество частотных точек T_f на время расчета не влияет. Разработанный в данной работе метод позволил эффективно задействовать все ядра процессора, что ускорило решение. Требования к объему оперативного запоминающего устройства (ОЗУ) оказываются значительно меньшими в пользу данного метода (см. табл. 2) ввиду применения аналитических преобразований, которые позволили значительно снизить количество неизвестных, участвующих в расчетах.

Таким образом, скорость расчета, быстрая сходимость численных решений и экономичные требования к вычислительным ресурсам являются основными достоинствами разработанного метода.

4. РАСЧЕТ АНТЕННЫХ СТРУКТУР

Перейдем теперь к расчету щелевых АР с различной толщиной и диэлектрической проницаемостью слоя внутри волновода. Рассмотрим характеристики АР исходя из смещения рабочего диапазона вниз по частоте. Смещение рабочего диапазона вниз по частоте на 1.9 ГГц относительно АР с воздушным заполнением (рис. 4, кривая 1) произошло благодаря диэлектрическому слою толщиной $h_1 = 1.5$ мм и $\epsilon_1 = 1.6$ (см. рис. 4, кривая 2). Значение максимального КУ составило 18.3 дБ (табл. 3), что на 0.4 дБ меньше, чем у АР с воздушным заполнением. Однако рабочая полоса частот расширилась до $\Delta f_{\text{раб}} = 1.45$ ГГц по уровню -3 дБ от максимального КУ. Необходимо отметить, что максимальное значение КСВ смещено вверх по частоте, относительно рабочего диапазона АР, и не разделяет его на два поддиапазона, как в случае с воздушным заполнением. Таким образом, появилась возможность избавиться от эффекта “ослепления” АР без внесения изменений в металлическую конструкцию антенны.

Диэлектрический слой толщиной $h_1 = 2.5$ мм и $\epsilon_1 = 1.6$ сместил рабочий диапазон частот АР на

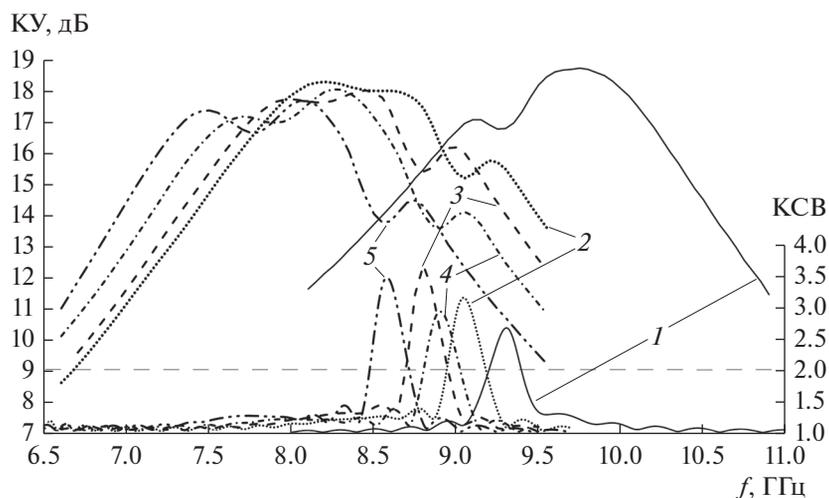


Рис. 4. Зависимость КУ и КСВ от частоты для различных ϵ_1 и h_1 : кривая 1 — $h_1 = 10$ мм и $\epsilon_1 = 1$; кривая 2 — $h_1 = 1.5$ мм и $\epsilon_1 = 1.6$; кривая 3 — $h_1 = 2.5$ мм и $\epsilon_1 = 1.6$; кривая 4 — $h_1 = 1.5$ мм и $\epsilon_1 = 2.2$; кривая 5 — $h_1 = 2.5$ мм и $\epsilon_1 = 2.2$.

Таблица 3. Характеристики волноводно-щелевой АР для разных значений ϵ_1 и h_1

Сочетание		$f_{\text{раб}}$, ГГц	$\Delta f_{\text{раб}}$, ГГц	КУ _{max} , дБ	КСВ	$\vartheta(f_{\text{раб}})$, град	$\Delta\vartheta$, град
ϵ_1	h_1 , мм						
1.6	1.5	7.5...8.9	1.45	18.3	<1.43	109...92	17
1.6	2.5	7.4...8.65	1.15	18.0	<1.40	108...92	16
2.2	1.5	7.25...8.7	1.45	18.2	<1.20	110...92	18
2.2	2.5	7.05...8.45	1.40	17.8	<1.50	111...92	19

2 ГГц (см. рис. 4, кривая 3). Значение максимального КУ меньше на 0.8 дБ относительно АР с воздушным заполнением, поскольку диэлектрик заполнил уже четверть волновода. Также максимальное значение КСВ больше, чем у АР с диэлектрическим слоем высотой $h_1 = 1.5$ и $\epsilon_1 = 1.6$, в результате чего наблюдается уменьшение рабочей полосы до 1.15 ГГц (см. табл. 3).

Антенная решетка с диэлектрическим слоем толщиной $h_1 = 1.5$ и $\epsilon_1 = 2.2$ (см. рис. 4, кривая 4) работает в рабочем диапазоне, смещенном на 2.2 ГГц вниз по частоте относительно АР с воздушным заполнением. Ширина рабочего диапазона частот составила 1.45 ГГц. Максимальное значение КУ в полосе составило 18.2 дБ, что на 0.5 дБ меньше, чем для АР с воздушным заполнением. При этом максимум КСВ находится за пределами рабочей полосы частот в отличие от АР с воздушным заполнением.

Увеличение толщины диэлектрического слоя до $h_1 = 2.5$ мм при той же $\epsilon_1 = 2.2$ позволило еще дальше сместить рабочий диапазон АР вниз по частоте (см. рис. 4, кривая 5). Увеличение толщины слоя диэлектрика уменьшило максимальное значение КУ на 1 дБ относительно АР с воздушным заполнением. Ширина рабочей полосы частот данной АР составила 1.4 ГГц (см. табл. 3), значение максимального КСВ находится справа от рабочей полосы.

В табл. 3 приведены предельные углы $\vartheta(f_{\text{раб}})$, показывающие положение главного лепестка ДН на крайних частотах рабочего диапазона, а также сектор частотного сканирования $\Delta\vartheta$ в рабочей полосе частот.

В результате анализа рассмотренных антенных структур установлено, что применение диэлектрического заполнения толщиной более $h_1 = 2.5$ мм и $\epsilon_1 > 2.2$ практически нецелесообразно, что также подтверждается работой [22]. При увеличении толщины диэлектрического слоя рабочий диапазон продолжает смещаться вниз по частоте, при этом снижается максимальное значение КУ и растет максимальное значение КСВ.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Определено строгое аналитическое представление для электромагнитных полей в прямоугольном волноводе, заполненном произвольным количеством горизонтальных диэлектрических слоев. На основе полученных выражений разработана методика расчета щелевых АР с двуслойным диэлектрическим заполнением полости прямоугольного волновода. Метод обладает быстрой сходимостью решения, высокой скоростью счета одной частотной точки и экономичными требованиями к вычислительным ресурсам.

С помощью данного метода определены антенные характеристики четырех волноводно-щелевых структур с различным диэлектрическим заполнением. Представлено сравнение результатов расчетов внутренних и внешних характеристик АР с пакетами электромагнитного моделирования CST и HFSS.

Рассчитана щелевая АР с диэлектрическим заполнением толщиной $h_1 = 1.5$ мм, $\epsilon_1 = 2.2$, с шириной полосы рабочих частот 1.45 ГГц и смещением рабочего диапазона на 2.2 ГГц вниз по частоте относительно щелевой АР с воздушным заполнением. Благодаря своим параметрам данная АР перспективна для построения фазированных АР на ее основе. Заполнение щелей диэлектрическим материалом с проницаемостью $\epsilon_3 = 1.56$ обеспечивает защиту от неблагоприятных погодных условий без потери качества антенных характеристик.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. *Menzel W., Moebius A.* // Proc. IEEE. 2012. V. 100. № 7. P. 2372.
2. *Qin L., Lu Y., You Q. et al.* // IEEE Trans. 2018. V. VT-67. № 11. P. 10574.
3. *Zhou J., Wang H., Cao J. et al.* // Proc. 2019 Cross Strait Quad-Regional Radio Science and Wireless Technology Conference (CSQRWC). Taiyuan. 18–21 Jul. N.Y.: IEEE, 2019. P. 8799118.
4. *Hermansyah R.Y., Zulkifli F.Y., Rahardjo E.T.* // Proc. 2016 Progress in Electromagnetic Research Symp. Shanghai 8–11 Aug. N.Y.: IEEE, 2016. P. 3988.

5. *Rengarajan S.R., Steinbeck M.* // Digest 1991 Antennas and Propagation Soc. Int. Symp. London (Ontario). 24–28 Jun. N.Y.: IEEE, 1991. V. 2. P. 1276.
6. *Joubert J.* // IEEE Microwave and Guided Wave Lett. 1995. V. 5. № 2. P. 37.
7. *Shan X., Shen Z.* // Proc. 12th Int. Conf. on Antennas and Propagation. Exeter. 31 Mar.–03 Apr. 2003. N.Y.: IEEE, 2003. V. 2. P. 682.
8. *Shan X., Shen Z.* // IEEE Trans. 2004. V. AP-52. № 4. P. 1030.
9. *Katehi P.B.* // IEEE Trans. 1990. V. AP-38. № 7. P. 1039.
10. *Jin Z., Montisci G., Mazzarella G. et al.* // IEEE Antennas Wireless Propag. Lett. 2012. V. 11. P. 1190.
11. *Hwang J.H., Oh Y.* // IEEE Antennas Wireless Propag. Lett. 2009. V. 8. P. 1050.
12. *Mazzarella G., Montisci G.* // Digest 1998 IEEE Antennas and Propagation Society Int. Symp. Atlanta. 21–26 Jun. N.Y.: IEEE, 1998. V. 4. P. 1910.
13. *Choi S.* // Proc. 2001 Asia-Pacific Microwave Conf. (APMC 2001). Taipei. 3–6 Dec. N.Y.: IEEE, 2001. V. 2. P. 441.
14. *Choi S., Lee Y.* // Proc. 11th Int. Conf. Microwave and Telecommunication Technology. Sevastopol. 10–14 Sept. 2001. N.Y.: IEEE, 2001. P. 379.
15. *Penkin Y., Katrich V., Nesterenko M., Berdnik S.* // Proc. 2020 IEEE Ukrainian Microwave Week (UkrMW). Kharkiv. 21–25 Sept. N.Y.: IEEE, 2020. P. 89.
16. *Cano G., Medina F., Horno M.* // IEEE Trans. 1992. V. MTT-40. № 2. P. 217.
17. *Kitazawa T.* // IEEE Trans. 1995. V. MTT-43. № 2. P. 445.
18. *Мануилов М.Б., Лерер В.А., Сияевский Г.П.* // РЭ. 2008. Т. 53. № 12. С. 1466.
19. *Егоров Е.В.* Частично заполненные прямоугольные волноводы. М.: Сов. радио, 1967.
20. *Lerer A.M., Schuchinsky A.G.* // IEEE Trans. 1993. V. MTT-41. № 11. P. 2002.
21. *Vandenbosch G., Vasylichenko A.* Microstrip Antennas/ Ed. by N. Nasimudin. Singapore: Inst. for Infocomm Research, 2011. P. 507
22. *Заргано Г.Ф., Лерер А.М., Пелевин А.О.* // Физические основы приборостроения. 2020. № 3. С. 28.

ЭЛЕКТРОДИНАМИКА
И РАСПРОСТРАНЕНИЕ РАДИОВОЛН

УДК 535.36,621.396.11

ИССЛЕДОВАНИЕ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИХ СВОЙСТВ БЕЛОГО МРАМОРА
В ДИАПАЗОНЕ МИЛЛИМЕТРОВЫХ ВОЛН
МЕТОДАМИ РАДИОМЕТРИИ

© 2022 г. В. А. Голунов*

Фрязинский филиал Института радиотехники и электроники им. В.А. Котельникова РАН,
пл. Введенского, 1, Фрязино Московской обл., 141190 Российская Федерация

*E-mail: golsnow@mail.ru

Поступила в редакцию 28.04.2021 г.

После доработки 21.06.2021 г.

Принята к публикации 23.07.2021 г.

Экспериментально исследованы диэлектрические характеристики двух плит из белого мрамора толщиной 20 мм с использованием радиометров на частотах 37,5, 60 и 94 ГГц и разработанных методик измерения коэффициентов отражения и пропускания образцов в лабораторных условиях. Обнаружено, что в диапазоне миллиметровых волн показатели преломления и поглощения белого мрамора практически не зависят от частоты излучения, при этом значения коэффициента поглощения ниже значений на более низких частотах.

DOI: 10.31857/S0033849422010041

ВВЕДЕНИЕ

Диэлектрические свойства горных пород, к которым относится мрамор, широко исследуются в различных диапазонах волн для решения задач геологии и исследования планет [1–7]. Мрамор, обладающий высокими декоративными качествами, широко используется в строительстве и архитектуре, в связи с чем его диэлектрические свойства необходимо учитывать также при моделировании миллиметровых каналов сотовой и беспроводной связи [8–10].

Из различных источников известно, что мрамор – кристаллически-зернистая метаморфическая карбонатная порода, продукт перекристаллизации известняка, реже – доломита. Благодаря тесному сцеплению между собой зерен кальцита порода хорошо полируется. Размер тесно сросшихся минеральных зерен – от долей миллиметра (мелкозернистые) до 1 см, реже до 3...5 см (средне- и крупнозернистые мраморы). Плотность камня составляет 2650...2900 кг/м³, пористость – ~0,4%. Цвет мрамора зависит от примесей. Наиболее чистым является белый мрамор. Чистый кальцитовый мрамор – диэлектрик, обладающий высокими электроизоляционными свойствами.

На интервале частот 100 Гц...100 кГц экспериментально обнаружена диэлектрическая дисперсия образцов мрамора, которая согласуется с феноменологической моделью Коула–Коула, а подгоночные параметры модели сильно зависят от

содержания Fe₂O₃ и Al₂O₃ [5]. К настоящему времени диэлектрические характеристики мрамора исследованы на частотах до 50 ГГц [6].

Основой определения диэлектрических характеристик материалов являются измерения коэффициентов отражения и пропускания электромагнитных волн. Как правило, такие измерения выполняются с помощью активных систем, таких как резонаторные [11, 12], волноводные [13–15] и приемопередающие комплексы в свободном пространстве [16, 17]. Для реализации таких измерений требуются специально изготовленные достаточно тонкие образцы мрамора.

Радиотепловое излучение материалов также зависит от их коэффициентов отражения и пропускания, поэтому радиометры могут быть использованы как инструмент исследования диэлектрических свойств. В сравнении с активными системами их основными недостатками являются ограниченный энергетический потенциал и широкая полоса частот принимаемого излучения. Однако последний недостаток можно рассматривать как преимущество, поскольку позволяет исследовать диэлектрические свойства материалов при достаточно толстом слое вследствие пренебрежимо слабого эффекта интерференции теплового излучения [18]. Это свойство теплового излучения обуславливает возможность использовать радиометрический метод контроля диэлектрических свойств строительных материалов, включая мрамор, без их разрушения.

Радиометрические методы используются в основном при дистанционном зондировании окружающей среды в целях измерения интенсивности ее теплового излучения, являющегося совокупностью излучений двух и более сред (например, покровы и атмосфера, атмосфера и космос и т.п.). В общем случае, это обстоятельство усложняет выделение только собственного излучения исследуемых сред или только отраженного ими фонового излучения, особенно если интенсивность фонового излучения сильно зависит от угла излучения, а исследуемые среды являются рассеивающими. Тем не менее к настоящему времени разработан ряд методов наземных измерений коэффициентов излучения и зеркального отражения [19] земных покровов в натуральных условиях.

Цель данной работы – показать возможности исследования диэлектрических свойств таких материалов, как плоскопараллельные мраморные плиты, с помощью радиометрических систем миллиметрового диапазона. Исследования выполнены на частотах 37,5, 60 и 94 ГГц в лабораторных условиях. Преимуществом радиометрических измерений в закрытом помещении является однородность яркостного фона.

1. ОСНОВНЫЕ СООТНОШЕНИЯ

Радиояркая температура плоского однородного сплошного слоя в соответствии с законами Кирхгофа, Релея–Джинса и сохранения энергии записывается в виде

$$T(\theta) = \kappa(\theta)T_0 + R(\theta)T_r + t(\theta)T_t, \quad (1)$$

где T_0 – термодинамическая температура исследуемого материала, T_r , T_t – радиояркие температуры подсвечивающего излучения спереди и сзади слоя, κ , r и t – коэффициенты излучения, зеркального отражения и пропускания соответственно, которые связаны законом сохранения энергии:

$$\kappa + R + t = 1.$$

Пренебрегая интерференцией широкополосного излучения внутри слоя толщиной $h \gg \lambda_0/n$ (λ_0 – центральная частота излучения, n – показатель преломления материала), коэффициенты отражения и пропускания слоя с учетом многократного зеркального отражения внутри слоя запишем в виде

$$R(\theta, h) = r_\phi(\theta) + \frac{[1 - r_\phi(\theta_1)]^2 r_\phi(\theta_1) \exp(-2k_a h \sec \theta_1)}{1 - r_\phi^2 \exp(-2k_a h \sec \theta_1)}, \quad (2)$$

$$t(\theta, h) = \frac{[1 - r_\phi(\theta_1)]^2 \exp(-2k_a h \sec \theta_1)}{1 - r_\phi^2 \exp(-2k_a h \sec \theta_1)}, \quad (3)$$

где r_ϕ – квадрат модуля коэффициента отражения Френеля на границах слоя, углы θ и θ_1 связаны законом Снеллиуса:

$$\sin \theta = n \sin \theta_1.$$

Квадраты модулей коэффициентов отражения на горизонтальной (г) и вертикальной (в) поляризациях можно вычислить по соотношениям, следующим из формул для коэффициентов отражения Френеля [20]:

$$r_{\phi,г}(\theta) = 1 - \frac{4A \cos \theta}{\cos^2 \theta + 2A \cos \theta + B}, \quad (4)$$

$$r_{\phi,в}(\theta) = 1 - \frac{4A(n^2 + m^2) \cos \theta}{(n^2 + m^2)^2 \cos^2 \theta + 2A(n^2 + m^2) \cos \theta + B}, \quad (5)$$

где n , m – показатели преломления и поглощения исследуемой среды,

$$A = \sqrt{0.5(B + n^2 - m^2 - \sin^2 \theta)},$$

$$B = \sqrt{(n^2 - m^2 - \sin^2 \theta)^2 + 4n^2 m^2}.$$

Если слой разместить на поверхности металлического листа, то его коэффициент отражения запишется в виде

$$R_{\text{мет}}(\theta, h) = r_\phi(\theta) + \frac{[1 - r_\phi(\theta_1)]^2 \exp(-2k_a h \sec \theta_1)}{1 - r_\phi^2 \exp(-2k_a h \sec \theta_1)}. \quad (6)$$

2. АППАРАТУРА И МЕТОДИКА ИЗМЕРЕНИЙ

На рис. 1 показана схема измерений в лабораторных условиях коэффициентов отражения и пропускания плоскопараллельных образцов с помощью радиометра с рупорно-линзовой антенной и “подсвечивающего” черного тела (ЧТ) при термодинамической температуре, отличающейся от температуры помещения. Исследуемую мраморную плиту размещали вертикально на поворотном столе, что обеспечивало возможность измерять угловые зависимости коэффициентов отражения и пропускания. При измерениях коэффициента отражения ЧТ устанавливали в позиции 3, а при измерениях коэффициента пропускания – в позиции 4.

Рассмотрим методику радиометрических измерений, необходимых для нахождения коэффициентов отражения (2), (6) и коэффициента пропускания (3). Пусть измерения проводятся внутри помещения, где термодинамическая температура всех объектов имеет одно и то же значение T_0 . Примем, что в лабораторных условиях термодинамические температуры помещения и мрамора равны T_0 . Тогда при отсутствии ЧТ радиояркие температуры подсвечивающих излучений T_r и T_t в (1) тоже будут равны T_0 . Позиции 3 и 4 для

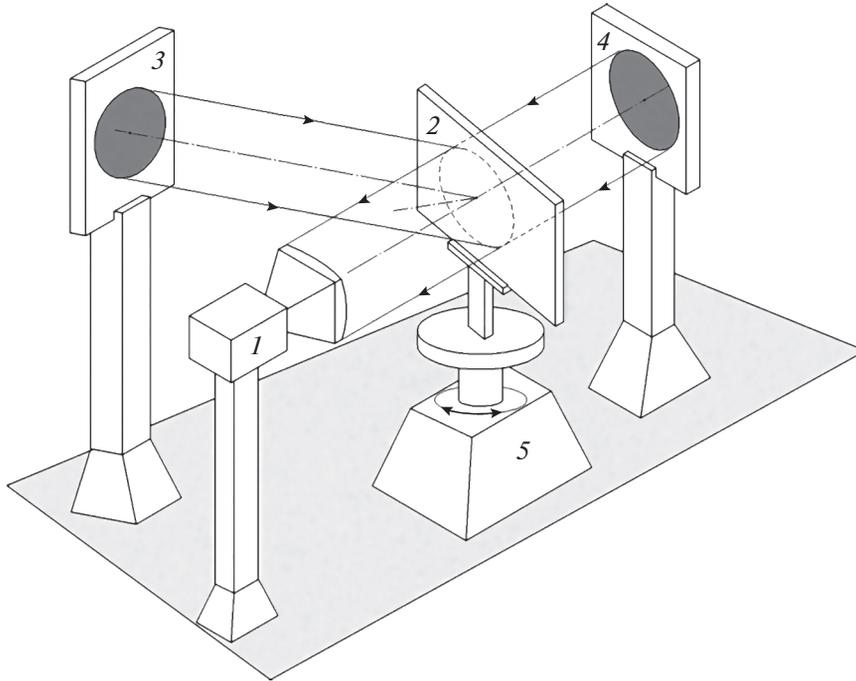


Рис. 1. Схема измерения коэффициентов отражения и пропускания мраморной плиты в лабораторных условиях: 1 – радиометр с рупорно-линзовой антенной, 2 – мраморная плита, 3 и 4 – «подсвечивающее» черное тело, 5 – поворотное устройство.

ЧТ (см. рис. 1) и его размеры выбирали такими, чтобы поперечный размер диаграммы направленности рупорно-линзовой антенны был не больше углового размера ЧТ относительно его расстояния до линзы вдоль направления приема. При каждом значении угла θ выполняли серию измерений радиояркостной температуры (1):

1) ЧТ и образец находятся вне диаграммы направленности антенны:

$$T_1 = T_0, \quad (7)$$

2) ЧТ установлено в позиции 4 (см. рис. 1), исследуемого образца нет:

$$T_2 = T_{\text{ЧТ}}, \quad (8)$$

3) ЧТ установлено в позиции 4 (см. рис. 1):

$$T_3 = \kappa T_0 + RT_0 + tT_{\text{ЧТ}} = (1 - t)T_0 + tT_{\text{ЧТ}}, \quad (9)$$

4) образец установлен в позиции исследования, ЧТ установлено в позиции 3 (см. рис. 1):

$$T_4 = \kappa T_0 + RT_{\text{ЧТ}} + tT_0 = (1 - R)T_0 + RT_{\text{ЧТ}}, \quad (10)$$

5) на переднюю грань образца наложен металлический лист:

$$T_5 = T_{\text{рЧТ}}. \quad (11)$$

В (8)–(11) $T_{\text{рЧТ}} = T_{\text{ЧТ}} = T_{\text{ЧТ}}$ ($T_{\text{ЧТ}}$ – радиояркостная температура ЧТ).

Из соотношений (8) и (9) следуют формулы для определения коэффициентов пропускания и отражения образца:

$$t(\theta) = \frac{T_0 - T_3}{T_0 - T_{\text{ЧТ}}}, \quad (12)$$

$$R(\theta) = \frac{T_0 - T_4}{T_0 - T_{\text{ЧТ}}}. \quad (13)$$

Учтем, что выходной сигнал радиометров в соответствии с законом Релея–Джинса зависит от радиояркостной температуры принимаемого излучения линейным образом, а соотношения (12) и (13) представляют собой отношения разностей радиояркостных температур. Из этого следует, что при измерениях коэффициентов пропускания и отражения по тепловому излучению образца не требуется абсолютной калибровки радиометров, а достаточно регистрации уровней их выходных откликов на радиояркостные температуры (7)–(11).

В качестве ЧТ была использована смесь древесной стружки и сажи толщиной 40 мм, помещенная в пенопластовую емкость с фольгированной задней стенкой. Диаметр излучающей части ЧТ составлял 0.5 м. При измерениях емкость со смесью наполнялась жидким азотом, за счет чего термодинамическая температура ЧТ была соизмерима с температурой жидкого азота 77 К. Контроль радиояркостной температуры ЧТ периодически осуществлялся косвенно, через регистра-

Таблица 1. Технические характеристики радиометров

Центральная частота, ГГц	Ширина полосы частот, ГГц	Чувствительность при постоянной времени 1 с, К
37.5	1.6	0.2
60	4	0.05
94	1.5	0.1

Таблица 2. Характеристики мраморных плит белого цвета

Номер образца	Ширина, м	Длина, м	Толщина, м	Плотность, г/см ³	Характерные размеры зерна, мм
1	0.3	0.45	0.022	2.63	2...5
2	0.45	0.81	0.02	2.47	<1

цию уровня выходных откликов радиометра на интенсивности его излучения (8), (11). При измерениях коэффициентов отражения и пропускания образцов расстояние между ЧТ и линзой не превышало 1.5 м, размеры апертуры рупорно-линзовой антенны 0.18×0.16 м. Характеристики радиометров приведены в табл. 1.

Были исследованы диэлектрические свойства образцов 1 и 2 из белого мрамора, характеристики которых приведены в табл. 2. Образцы отличались не только размерами, но и структурой мрамора. Образец мрамора 1 имел более крупную зернистую структуру. Оба образца имели незначительное количество синих включений, которых в мраморе 1 было больше, чем в мраморе 2.

3. РЕЗУЛЬТАТЫ ИЗМЕРЕНИЙ

Измерения выполняли на частоте 37.5 ГГц при вертикальной поляризации и на частотах 60 и 94 ГГц

при двух ортогональных поляризациях (рис. 2–4). На этих рисунках символы соответствуют экспериментальным значениям, сплошные, штриховые и пунктирные линии соответствуют результатам расчетов по формулам (2), (3), (6). Сплошные линии соответствуют расчетам при средних значениях n и m , а штриховые и пунктирные – при максимальных и минимальных значениях m на графиках $R_{\text{мет}}(\theta)$ и $t(\theta)$, а на графиках $R(\theta)$ – только n , которые охватывают диапазон разброса экспериментальных значений. Отметим, что коэффициенты отражения R практически не зависят от m , поскольку для мрамора на рассматриваемых частотах, как оказалось, $n \gg m$. В связи с этим значения n и m определяли методом подбора, начиная с n по экспериментальным значениям $R(\theta)$, и затем m , используя экспериментальные значения $R_{\text{мет}}(\theta)$ и $t(\theta)$. Результаты представлены на рис. 5 и 6.

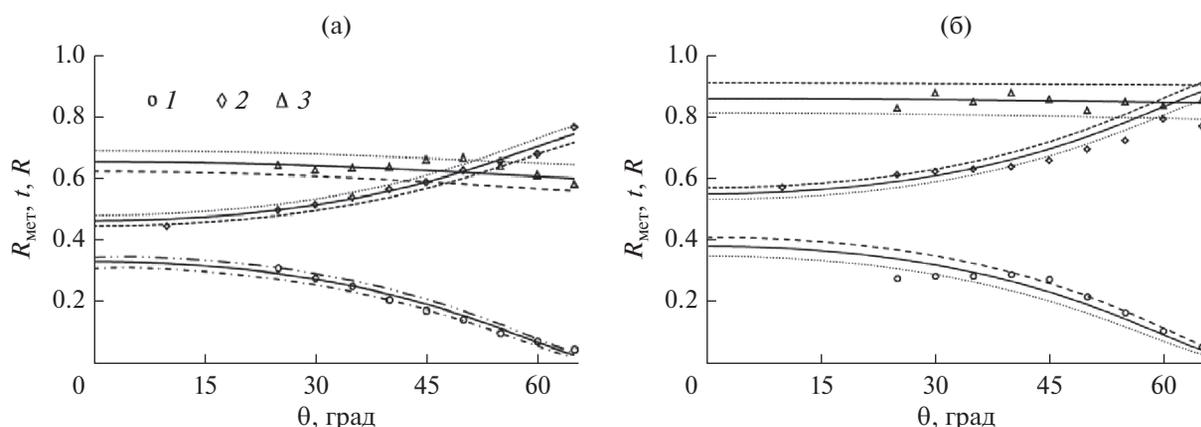


Рис. 2. Экспериментальные (точки) и рассчитанные по формулам (2) (сплошные линии), (3) (штриховые) и (6) (пунктирные) угловые зависимости коэффициентов отражения (1), пропускания (2) и коэффициента отражения мраморных плит на металлическом листе (3) для образцов мрамора 1 (а) и 2 (б) при вертикальной поляризации и частоте излучения 37.5 ГГц.

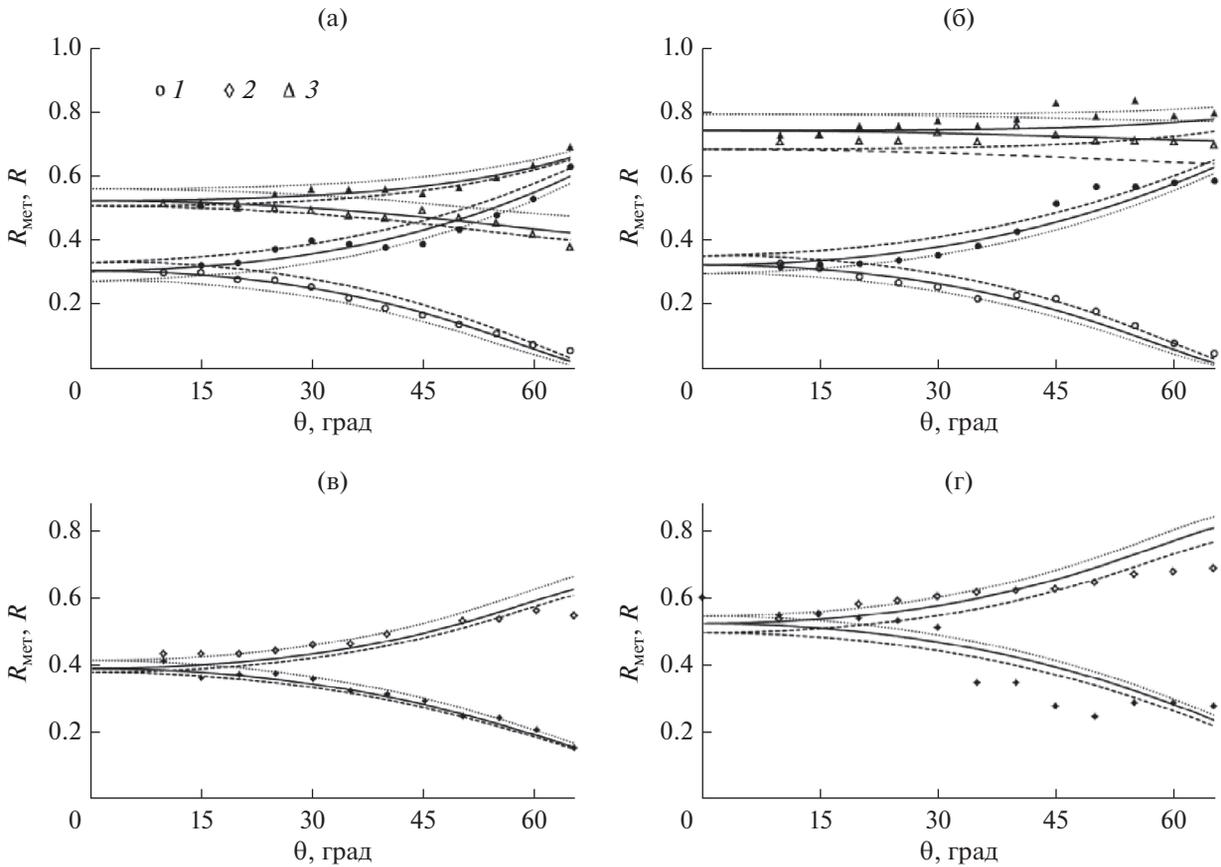


Рис. 3. Экспериментальные (точки) и рассчитанные по формулам (2) (сплошные линии), (3) (штриховые) и (6) (пунктирные) угловые зависимости коэффициентов отражения (1), пропускания (2) и коэффициента отражения мраморных плит на металлическом листе (3) для образцов мрамора 1 (а, в) и 2 (б, г) при вертикальной (светлые точки) и горизонтальной поляризации (темные точки) и частоте излучения 60 ГГц.

4. ОБСУЖДЕНИЕ ПОЛУЧЕННЫХ РЕЗУЛЬТАТОВ

Анализ экспериментальных результатов, представленных на рис. 2–5, показывает, что при использовании радиометрического метода диэлектрические характеристики мраморных плит восстанавливаются с удовлетворительной точностью. Не исключено, что на разброс экспериментальных значений коэффициентов отражения и пропускания плит определенное влияние оказали их неоднородности. Особенно сильный разброс наблюдается на частоте 60 ГГц (см. рис. 3) при горизонтальной поляризации для образца 2. То, что разброс обусловлен влиянием неоднородностей, подтверждается взаимосвязью отклонений коэффициентов отражения и пропускания при одних и тех же углах приема, а именно: если коэффициент отражения уменьшается, то коэффициент пропускания возрастает. Таким образом, радиометрический метод позволяет контролировать однородность промышленных мраморных плит.

Из данных рис. 5, 6 следует, что показатели преломления и поглощения плит практически не

зависят от частоты, при этом показатели преломления плит имеют почти равные значения, 2.8...3, в то время как их показатели поглощения отличаются более чем в два раза. Более высокое поглощение в образце 1 может быть обусловлено более высокой концентрацией примесей, на что косвенно указывает ее крупнозернистая структура (см. табл. 2).

Полученные в результате исследования диэлектрические параметры мраморных плит представлены в табл. 3 наряду с данными для белого мрамора из других источников. Значения ϵ' и ϵ'' связаны с n и m соотношениями: $\epsilon' = n^2 - m^2$, $\epsilon'' = 2nm$.

Известно [5], что диэлектрические параметры мрамора, даже белого, который рассматривается как один из самых чистых кальцитов, сильно зависят от химического состава. Из анализа данных табл. 3 следует, что экспериментальные значения ϵ' белого мрамора на частотах от 100 Гц до 94 ГГц лежат в основном в интервале 8...9, при этом экспериментальные значения ϵ'' минимальны (и измеримы) на низких и высоких частотах. Исключением являются экспериментальные дан-

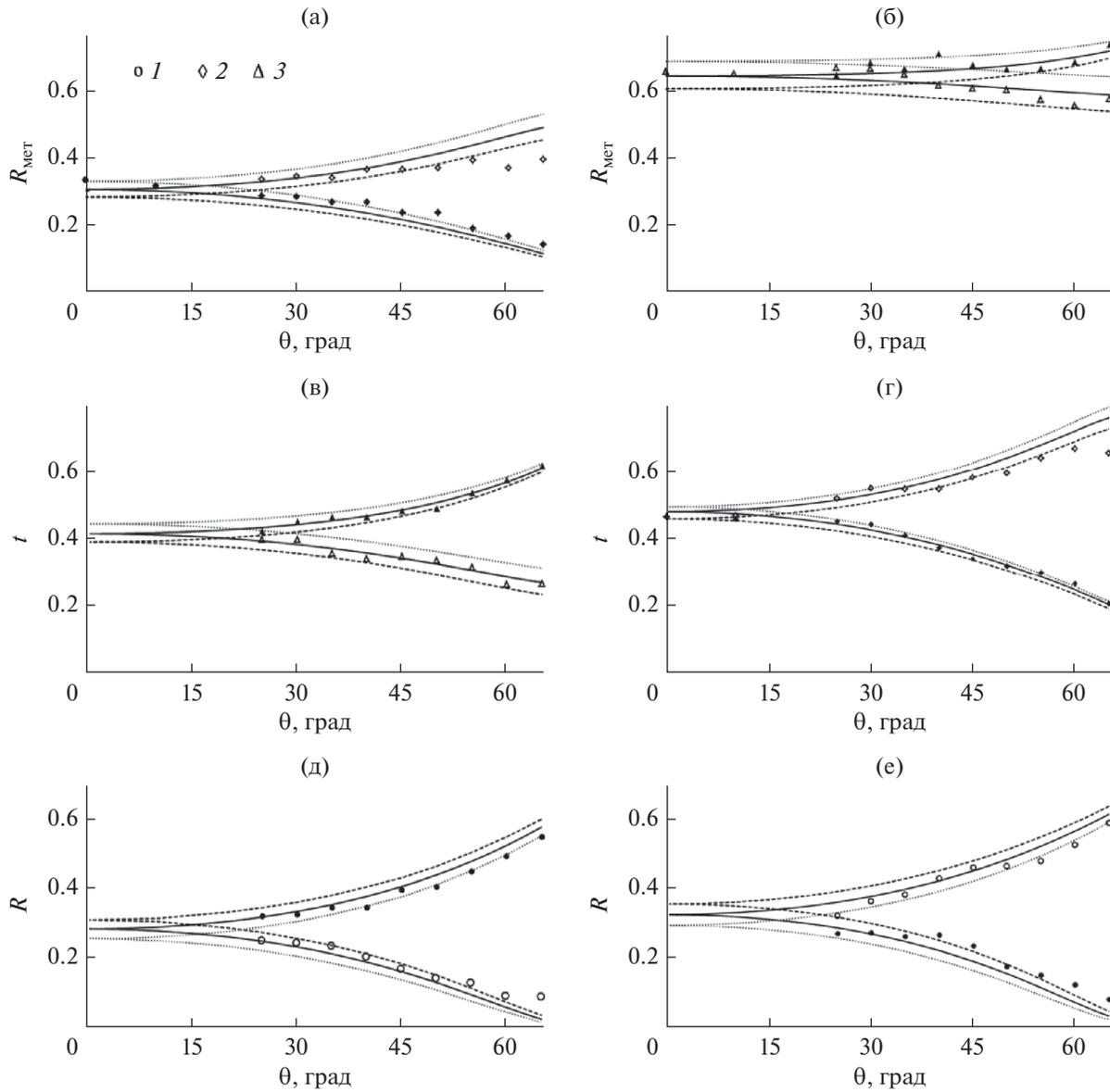


Рис. 4. Экспериментальные (точки) и рассчитанные по формулам (2) (сплошные линии), (3) (штриховые) и (6) (пунктирные) угловые зависимости коэффициентов отражения (1), пропускания (2) и коэффициента отражения мраморных плит на металлическом листе (3) для образцов мрамора 1 (а, в, д) и 2 (б, г, е) при вертикальной (светлые точки) и горизонтальной поляризации (темные точки) и частоте излучения 94 ГГц.

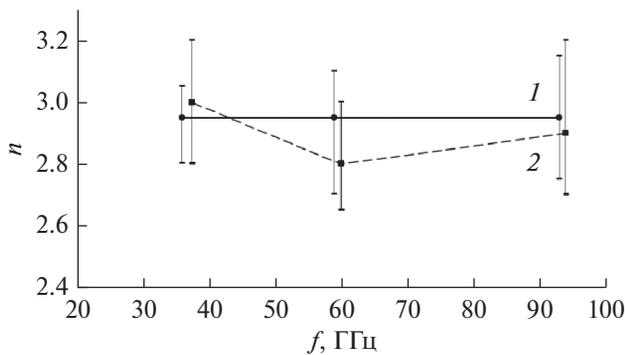


Рис. 5. Частотная зависимость показателя преломления мрамора для образцов 1 (1) и 2 (2).

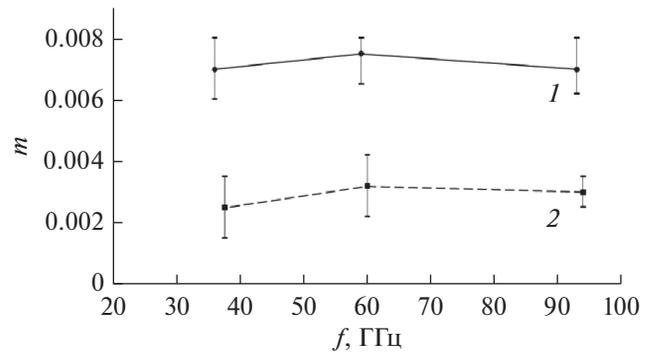


Рис. 6. Частотная зависимость показателя поглощения мрамора для образцов 1 (1) и 2 (2).

Таблица 3. Экспериментальные диэлектрические параметры мрамора по данным разных авторов

f , ГГц	ϵ'	ϵ''	Цвет мрамора	Литература
$10^{-7}-10^{-4}$	8.53–8.56	0.0011–0.0017	Белый	[1]
$10^{-7}-10^{-4}$	8.63–8.79	0.012	Белый	[1]
$10^{-7}-10^{-4}$	12–8	–	Белый	[2]
$10^{-4}-10^{-2}$	8	0.01–0.004	Белый	[2]
$10^{-7}-10^{-4}$	14–10	2.5–0.2	Белый	[5]
8.8–12.2	8.02	0.132	Белый	[4]
10.1	6.86	0.41	Белый (RS1)	[5]
10.1	8.03	0.27	Чисто белый (AM)	[5]
10.1	8.06	0.57	Белый (MK1)	[5]
40–50	7.2–6.8	0.055–0.07	Неизвестный	[6]
37.5	8.4–8.7	0.017–0.041	Белый	Д.р.
60	7.84–8.7	0.018–0.044	Белый	Д.р.
94	8.7–9	0.015–0.041	Белый	Д.р.

Примечание: Д.р. – данная работа.

Таблица 4. Экспериментальные параметры диаграммы Коула–Коула для белого мрамора в длинноволновом диапазоне [5]

Образец	ϵ	ϵ_{∞}	α	τ , мс
AM	15.7	10.6	0.68	0.54
MK1	13.45	10.1	0.52	2.63
RS1	20.15	9.6	0.68	2.82

ные, приведенные в [5]. В этой работе на основе результатов измерений диэлектрических характеристик различных видов мрамора в широком диапазоне частот были рассчитаны диаграммы Коула–Коула. Уравнение Коула–Коула имеет вид [21, 22]

$$\epsilon(\omega) = \epsilon' - j\epsilon'' = \epsilon_{\infty} + \frac{\epsilon - \epsilon_{\infty}}{1 + (j\omega\tau)^{1-\alpha}}, \quad (14)$$

где ϵ – предельное значение на низких частотах (статическая диэлектрическая проницаемость), ϵ_{∞} – предельное значение на высоких частотах, τ – время релаксации диполей, α – эмпирический параметр ($0 < \alpha < 1$). При $\alpha = 0$ уравнение (14) переходит в уравнение Дебая. Для трех образцов белого мрамора, из которых самым чистым был образец AM, в [5] определены значения параметров уравнения Коула–Коула, приведенные в табл. 4. Экспериментальные значения параметра $\alpha = 0.52...0.68$ указывают на то, что на низких частотах механизм поглощения обусловлен диполями с отличающимися временами релаксациями [21, 22].

Известно [21], что форма диаграммы Коула–Коула представляет собой дугу окружности, радиус которой r не зависит от времени релаксации:

$$r = \frac{(\epsilon - \epsilon_{\infty}) \sec(\pi\alpha/2)}{2}. \quad (15)$$

Из (15) следует, что выбор значений ϵ и ϵ_{∞} или их разности может существенно влиять на моделируемую зависимость $\epsilon''(\epsilon')$. На высоких частотах, как отмечено выше, $\epsilon' = 8...9$, что ниже, чем значения ϵ_{∞} , указанные в табл. 4. Следовательно, на высоких частотах в сравнении с низкими частотами доминирует механизм поглощения, не связанный с дипольно-релаксационным. Существенным аргументом справедливости этого утверждения является независимость поглощения белого мрамора от частоты в миллиметровом диапазоне волн, установленная в результате выполненного исследования (рис. 6).

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В данной работе представлены результаты экспериментального исследования диэлектрических характеристик двух плит из белого мрамора толщиной 20 мм с использованием радиометров на частотах 37.5, 60 и 94 ГГц и разработанных методик измерения коэффициентов отражения и пропускания образцов в лабораторных условиях. Обнаружено, что в диапазоне миллиметровых волн показатели преломления и поглощения белого мрамора практически не зависят от частоты излучения, при этом значения коэффициента поглощения ниже, чем на более длинных волнах. Экспериментальные результаты показали, что, используя радиометрический метод, можно достаточно эф-

фективно исследовать диэлектрические характеристики и контролировать однородность таких материалов, как мраморные плиты, без их разрушения.

БЛАГОДАРНОСТИ

Автор выражает глубокую благодарность К.В. Гордееву и К.Н. Рыкову за помощь при проведении экспериментальной части работы.

ФИНАНСИРОВАНИЕ РАБОТЫ

Работа выполнена в рамках государственного задания Института радиотехники и электроники им. В.А. Котельникова РАН.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. *Scott A.H.* // J. Research Nat. Bureau of Standards. 1940. V. 24. P. 235. RP1281. https://nvlpubs.nist.gov/nistpubs/jres/24/jresv24n3p235_A1b.pdf.
2. *Singh R.P., Singh M.P., Lal T.* // Ann. Geophys. 1980. V. 33. № 1. P. 121.
3. *Ulaby F.T., Bengal T.H., Dobson M.C. et al.* // IEEE Trans. 1990. V. GRS-28. № 3. P. 325.
4. *Vapna P.C., Joshi S.* // Int. J. Engineering and Innovative Technol. (IJEIT). 2013. V. 2. P. 180.
5. *Sengwa R.J., Sony A.* // Indian J. Pure and Appl. Phys. 2005. V. 43. P. 777.
6. *Shao Yu., Liao Xi., Wang Yang* // Proc. 2018 IEEE Int. Symp. on Antennas and Propagation & USNC/URSI National Radio Science Meeting. Boston, 8–13 Jul. N.Y.: 2018, P. 2003.
7. *ElShafie A., Heggy E.* // Planetary and Space Science. 2013. V. 86. P. 150.
8. *Sato K., Manabe T., Ihara T. et al.* // IEEE Trans. 1997. V. AP-45. № 12. P. 178.
9. *Xu H., Kukshya V., Rappaport T.S.* // IEEE J. Selected Areas in Commun. 2002. V. 20. № 3. P. 620.
10. *Malsev A., Maslennikov R., Sevastyanov A. et al.* // IEEE J. Selected Areas in Commun. 2009. V. 27. № 8. P. 1488.
11. *Пархоменко М.П., Калёнов Д.С., Федосеев Н.А. и др.* // РЭ. 2017. Т. 62. № 7. С. 651.
12. *Пархоменко М.П., Савельев С.В., фон Градовски С.В.* // РЭ. 2017. Т. 62. № 3. С. 276.
13. *Пархоменко М.П., Калёнов Д.С., Федосеев Н.А. и др.* // Журн. радиоэлектроники. 2018. № 9. <http://jre.cplire.ru/jre/sep18/6/text.pdf>.
14. *Пархоменко М.П., Калёнов Д.С., Еремин И.С. и др.* // РЭ. 2020. Т. 65. № 8. С. 764.
15. *Parkhomenko M.P., Kalenov D.S., Eremin I.S. et al.* // Phys. Wave Phenomena. 2019. V. 27. № 4. P. 299.
16. *Брандт А.А.* Исследование диэлектриков на сверхвысоких частотах. М.: Физматгиз, 1963.
17. *Тишер Ф.* Техника измерений на сверхвысоких частотах. М.: Физматгиз, 1963.
18. *Евтихов М.Г.* // Журн. радиоэлектроники. 2017. № 9. <http://jre.cplire.ru/jre/sep17/11/text.pdf>.
19. *Голунов В.А.* // Современные проблемы дистанционного зондирования Земли из космоса. 2020. Т. 17. № 4. С. 38.
20. *Голунов В.А., Коротков В.А., Сухонин Е.В.* // Итоги науки и техники. сер. Радиотехника. Т. 41. М.: ВИНТИ, 1990. С. 68.
21. *Cole R.H., Cole K.S.* // J. Chem. Phys. 1941. V. 9. № 4. P. 341.
22. *Cole K.S., Cole R.H.* // J. Chem. Phys. 1942. V. 10. № 2. P. 98.

ЭЛЕКТРОДИНАМИКА
И РАСПРОСТРАНЕНИЕ РАДИОВОЛН

УДК 538.566.2;621.372.8

ПЛАЗМОННЫЕ РЕЗОНАНСЫ
В ЗВЕЗДООБРАЗНОМ НАНОЦИЛИНДРЕ ИЗ ЗОЛОТА

© 2022 г. А. П. Аниютин*

Фрязинский филиал Института радиотехники и электроники им. В.А. Котельникова РАН,
пл. Введенского, 1, Фрязино Московской обл., 141190 Российская Федерация

*E-mail: anioutine@mail.ru

Поступила в редакцию 03.01.2020 г.

После доработки 03.01.2020 г.

Принята к публикации 27.02.2020 г.

Рассмотрена двумерная задача дифракции плоской электромагнитной волны TM -типа на цилиндрической $2D$ -наноструктуре из золота, контур поперечного сечения которой представляет собой звездообразную кривую. В световом диапазоне длин волн $400 \text{ нм} < \lambda < 900 \text{ нм}$ строгим численным методом рассчитаны спектры поперечника рассеяния и диаграммы рассеяния. Исследовано влияние потерь среды, геометрических размеров структуры на поперечник рассеяния и диаграмму рассеяния. Показано, что в области значений $kD < 1$ ($k = 2\pi/\lambda$, D – максимальный размер структуры, λ – длина волны) для такой структуры характерно существование одного резонанса у поперечника рассеяния и нескольких резонансов в спектре рассеяния. Показано также, что реальные потери золота делают невозможным наблюдение мультипольных резонансов у поперечника рассеяния. Обнаружен эффект вырождения плазмонов и ближнего поля структуры. Продемонстрировано влияние геометрических размеров структуры на поперечник рассеяния и спектр поглощения.

DOI: 10.31857/S0033849422010016

ВВЕДЕНИЕ

Дифракция электромагнитных волн на наноструктурах из благородных металлов (серебра, золота) в световом диапазоне длин волн $400 \text{ нм} < \lambda < 900 \text{ нм}$ (при достоверность экспериментальных данных вызывает сомнения [1]) сопровождается образованием поверхностных волн (плазмон-поляритонов), а также существованием их резонансов. При этом резонансы плазмонов приводят к образованию резонансов поперечника рассеяния и поглощения на частотах, близких к резонансам плазмонов. Одним из важных свойств плазмон-поляритонов является высокая локализация электромагнитного поля вблизи поверхности наноструктур, что и определило интерес как к их исследованию, так и практическому использованию в субволновом и ближнепольном зондировании. В монографии [1] отмечалось, что наноструктуры в виде нанопровода из серебра и золота широко применяются в качестве сенсоров. Плазмонные резонансы в цилиндрических наноструктурах (нитях) с постоянной (переменной кривизной, но постоянным знаком кривизны) исследовались в целом ряде работ. В [1] показано, что цилиндры с круглым сечением реализуют резонансы плазмонов в ультрафиолетовой части

спектра. Используя нанотрубки, можно сместить частоты плазмонных резонансов в видимую область светового диапазона [2, 3]. Плазмонные резонансы в кварцевой нанонити, покрытой слоем золота переменной толщины в предположении, что границами оболочки являются круговые цилиндры со смещенными центрами, исследовались в [4]. Различные геометрии оболочек из серебра и кварца, контуры поперечного сечения которых образованы $2D$ -наноструктурами с различной формой поперечного сечения, анализировались в работах [5–9].

Цель данной работы – исследовать особенности плазмонных резонансов в $2D$ -наноструктуре из золота в случае, когда контур поперечного сечения структуры имеет звездообразную структуру. Из близких по тематике работ отметим [10, 11].

1. ФОРМУЛИРОВКА ЗАДАЧИ

Рассмотрим двумерную задачу дифракции плоской поляризованной электромагнитной TM -волны на двумерной цилиндрической диэлектрической наноструктуре, контур поперечного сечения которого представляет собой звездообразную структуру. Плоская волна распространяется в направлении единичного вектора $(\cos \varphi_0, \sin \varphi_0, 0)$ и

характеризуется в цилиндрической системе координат r, φ следующими компонентами электромагнитного поля:

$$\begin{aligned} H_z^0 &= \exp[-ikr \cos(\varphi - \varphi_0)], \\ E_\varphi^0 &= \eta \cos(\varphi - \varphi_0) \exp[-ikr \cos(\varphi - \varphi_0)], \\ E_r^0 &= \eta \sin(\varphi - \varphi_0) \exp[-ikr \cos(\varphi - \varphi_0)]. \end{aligned} \quad (1)$$

Зависимость от времени выбрана в виде $\exp(i\omega t)$, где $\omega = kc$ – круговая частота, ($k = 2\pi/\lambda$ – волновое число свободного пространства, c – скорость света в вакууме, λ – длина волны), $\eta = 120\pi$ Ом – волновое сопротивление вакуума.

Контур поперечного сечения $r_s(\varphi)$ структуры в цилиндрической системе координат r, φ описывается формулой (см. рис. 1)

$$r_s(\varphi) = a + b \cos(6\varphi). \quad (2)$$

Отметим, что, изменяя значение параметра b , можно изменять амплитуду колебаний “звездообразного” контура (2) рассеивающей наноструктуры. На рис. 1 изображен контур поперечного сечения структуры (2) при $a = 40$ нм, $b = 25$ нм и $\lambda = 625$ нм. Считается, что среда структуры представляет собой золото. При этом зависимость относительной диэлектрической проницаемости $\epsilon_{Au}(\lambda) = \epsilon' - i\epsilon'' \equiv \text{Re}(\epsilon_{Au}) - i \text{Im}(\epsilon_{Au})$ золота от длины волны λ была рассчитана на основе интерполяции экспериментальных данных работы [12] кубическими сплайнами.

Пространственное распределение диэлектрической проницаемости для структуры, изображенной на рис. 1, имеет вид

$$\epsilon(r, \varphi) = \begin{cases} \epsilon_{Au}, & r < r_s(\varphi), \\ 1, & r > r_s(\varphi). \end{cases} \quad (3)$$

Исследование сформулированной задачи дифракции удобнее проводить, используя z -компоненту $U(r, \varphi) = H_z(r, \varphi)$ магнитного поля, так как краевая задача для функции $U(r, \varphi)$ является скалярной. Полное поле $U(r, \varphi)$, т.е. суперпозиция падающего и рассеянного полей, в кусочно-постоянной среде (3) удовлетворяет уравнению Гельмгольца

$$\left[\frac{\partial^2}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r} + \frac{1}{r^2} \frac{\partial^2}{\partial \varphi^2} + k^2 \epsilon(r, \varphi) \right] U(r, \varphi) = 0. \quad (4)$$

Компоненты электрического поля могут быть выражены через функцию $U(x, y)$

$$\begin{aligned} E_\varphi(r, \varphi) &= -\frac{\eta}{ik\epsilon(r, \varphi)} \frac{\partial U(r, \varphi)}{\partial r}, \\ E_r(r, \varphi) &= \frac{\eta}{ik\epsilon(r, \varphi)} \frac{\partial U(r, \varphi)}{\partial \varphi}. \end{aligned} \quad (5)$$

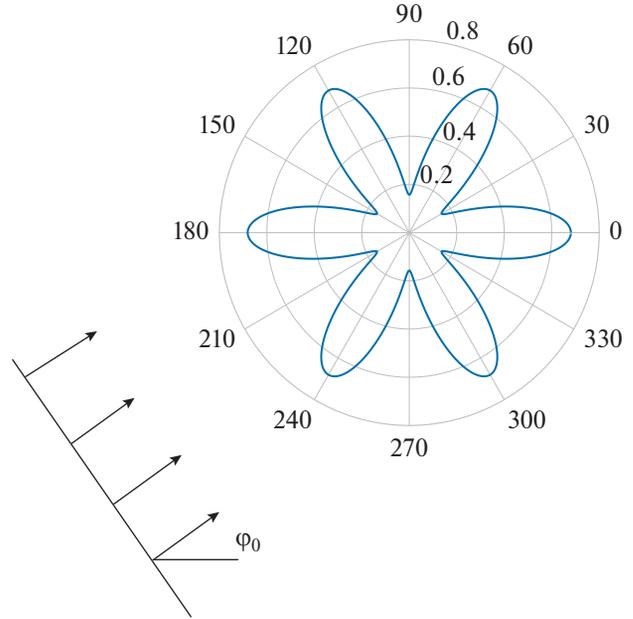


Рис. 1. Геометрия задачи и контура поперечного сечения звездообразного рассеивателя (2) при $a = 40$ нм, $b = 25$ нм, $\lambda = 625$ нм.

На границах структуры должны быть непрерывны величины U и $\frac{1}{\epsilon} \frac{\partial U}{\partial N}$, где $\frac{\partial U}{\partial N}$ – производная по направлению нормали к границе раздела сред.

Как уже отмечалось, полное поле $U(r, \varphi)$ вне структуры состоит из падающего U^0 и рассеянного U^s полей:

$$U(r, \varphi) = U^0(r, \varphi) + U^s(r, \varphi). \quad (6)$$

Падающее поле задано функцией

$$U^0 = \exp[-ikr \cos(\varphi - \varphi_0)]. \quad (7)$$

Рассеянное поле $U^s(r, \varphi)$ в цилиндрической системе координат (r, φ) , где $x = r \cos \varphi$ и $y = r \sin \varphi$, в дальней зоне ($kr \rightarrow \infty$) должно удовлетворять условию излучения

$$U^s = \Phi(\varphi) \sqrt{\frac{2}{\pi k r}} \exp\left(-ikr + i\frac{\pi}{4}\right), \quad (8)$$

где $\Phi(\varphi)$ – диаграмма рассеяния.

Полное сечение рассеяния σ_s и сечение поглощения σ_a определяется формулами

$$\sigma_s = \frac{2}{\pi k} \int_0^{2\pi} |\Phi(\varphi)|^2 d\varphi, \quad (9)$$

$$\sigma_a = \frac{1}{k} \text{Im} \oint \frac{\partial U}{\partial N} U^* ds. \quad (10)$$

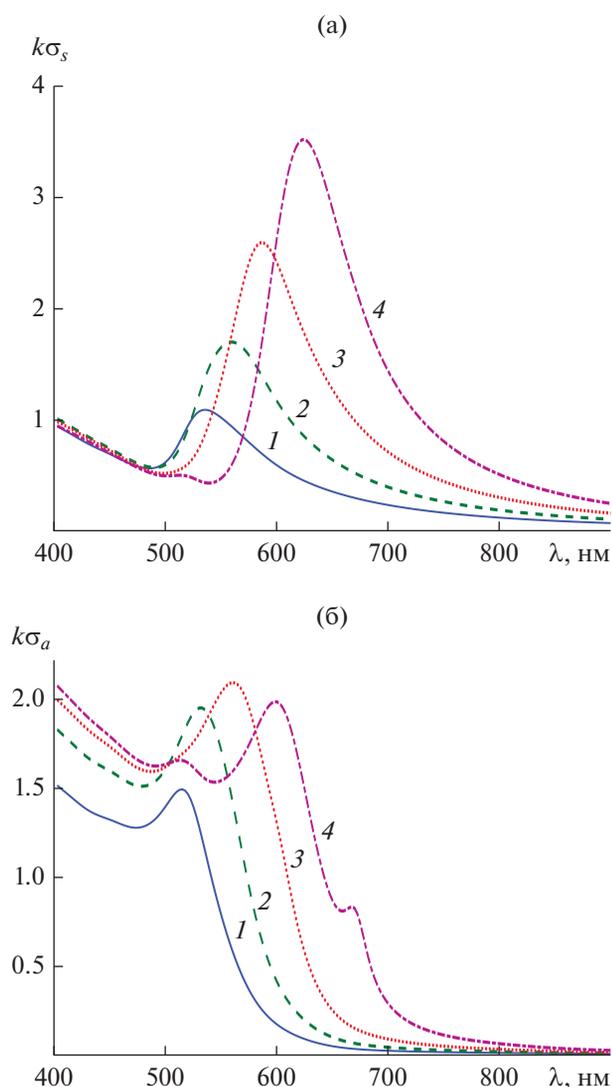


Рис. 2. Зависимость нормированных поперечника рассеяния (а) и сечения рассеяния (б) от длины волны λ для структуры с параметрами $q = 6$, $a = 40$ нм и различными $b = 10$ (1), 15 (2), 20 (3), 25 нм (4); угол падения плоской волны $\varphi_0 = \pi/6$; потери золота — $\text{Im}(\epsilon)$.

2. ЧИСЛЕННЫЕ РЕЗУЛЬТАТЫ

Численное решение сформулированной задачи проводили модифицированным методом дискретных источников [13, 14]. При этом точность решения задачи контролировали путем вычисления невязки δ граничных условий в линейной норме в точках, расположенных в середине между точками, где граничные условия выполняются точно (в таких точках граничные условия выполняются наихудшим образом [13]). Во всех приведенных ниже расчетах максимальная невязка граничных условий не превышает величину $\delta < 10^{-3}$.

На рис. 2а и 2б представлены соответственно результаты расчета нормированного поперечника рассеяния $k\sigma_s$ и нормированного сечения поглощения $k\sigma_a$ для различных значений длин волн λ и различных значений амплитуды $10 \text{ нм} \leq b \leq 25 \text{ нм}$ колебаний контура (2) структуры из реального золота. Угол падения плоской волны был равен $\varphi_0 = \pi/6$. Из рис. 2а следует, что у такой рассеивающей структуры нормированный поперечник рассеяния $k\sigma_s$ имеет только один максимум, который смещается в сторону больших значений длин волн λ при увеличении амплитуды b колебаний контура (2). При этом, как видно из рис. 2б, дополнительные максимумы у нормированного сечения поглощения $k\sigma_a$ появляются лишь при значениях $b > 20 \text{ нм}$.

Было исследовано влияние потерь $\text{Im}(\epsilon)$ на нормированный поперечник рассеяния $k\sigma_s$ и нормированное сечение поглощения $k\sigma_a$ для структуры, контур (2) которой имел следующие параметры $q = 6$, $a = 40 \text{ нм}$, $b = 25 \text{ нм}$, при угле падения плоской волны $\varphi_0 = \pi/6$ (рис. 3а, 3б). При расчетах мнимая часть $\text{Im}(\epsilon)$ относительной диэлектрической проницаемости золота принимала следующие значения: $\text{Im}(\epsilon)$, $0.5\text{Im}(\epsilon)$ и $0.1\text{Im}(\epsilon)$. Из результатов, представленных на рис. 3, следует, что реальные потери золота (кривая 1) приводят к исчезновению резонансов, связанных с мультипольными резонансами плазмонов (кривые 2, 3). Аналогичный эффект имеет место и для случая нормированного сечения поглощения $k\sigma_a$ (см. рис. 4) — резонансы, связанные с мультипольными резонансами плазмонов, здесь так же начинают проявляться лишь со значений $0.1\text{Im}(\epsilon)$.

На рис. 4а, 4б представлены соответственно результаты расчета частотной зависимости нормированного поперечника рассеяния $k\sigma_s$ и нормированного сечения поглощения $k\sigma_a$ для структуры из реального золота и с увеличенными значениями параметров ее контура, по сравнению с рассмотренными выше случаями. Параметры контура (2) указаны в подрисуночной подписи. Угол падения плоской волны был равен $\varphi_0 = \pi/6$. Из рис. 4а следует, что и при таких размерах рассеивающей структуры нормированный поперечник рассеяния $k\sigma_s$ имеет только один максимум при всех значениях длин волн λ из светового диапазона $400 \text{ нм} < \lambda < 900 \text{ нм}$. Расположение максимума $k\sigma_s$ зависит от величины амплитуды b , определяющей колебания контура (2). Увеличение значений b приводит к смещению максимума $k\sigma_s$ в сторону больших значений λ .

Рисунки 5а, 5б иллюстрируют влияние потерь золота на результаты расчетов диаграмм рассея-

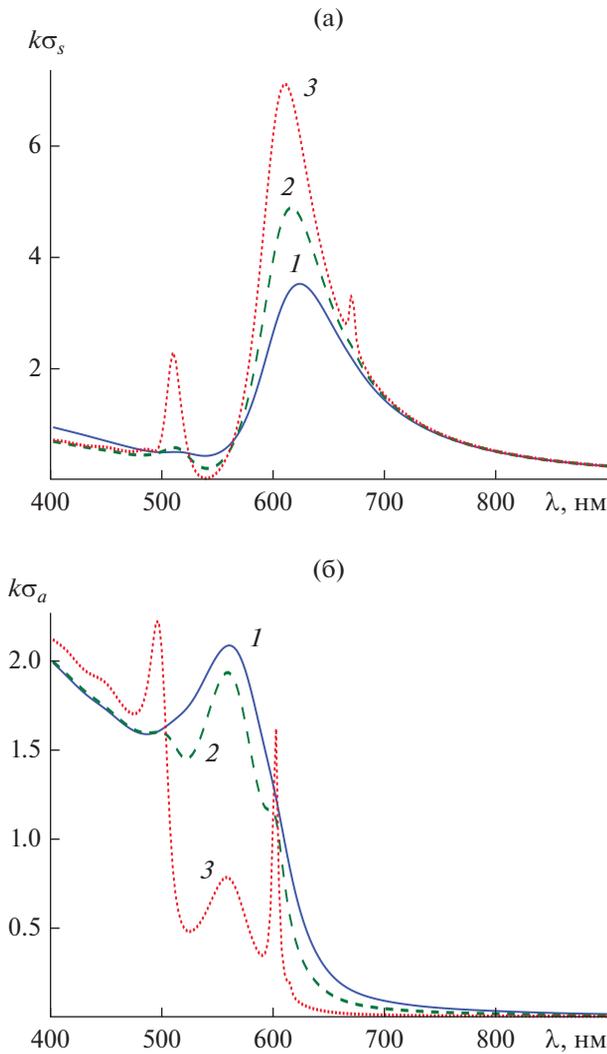


Рис. 3. Зависимость нормированного поперечника рассеяния (а) и сечения рассеяния (б) от длины волны λ для структуры с параметрами $q = 6$, $a = 40$ нм, $b = 25$ нм; угол падения плоской волны $\varphi_0 = \pi/6$; кривая 1 – потери золота $\text{Im}(\epsilon)$, кривая 2 – потери золота $0.5 \text{Im}(\epsilon)$, кривая 3 – потери золота $0.1 \text{Im}(\epsilon)$.

ния $\Phi(\varphi)$ для структуры с параметрами $a = 40$ нм, $b = 25$ нм, угле падения плоской волны $\varphi_0 = \pi/6$ и трех длин волн: $\lambda = 670$ (1), 600 (2), 510 нм (3). Данные, представленные на рис. 5а, соответствуют случаю отсутствия потерь золота $\text{Im}(\epsilon) = 0$, а рис. 5б – $0.5 \text{Im}(\epsilon)$. Из рисунков видно, что даже относительно малые потери золота существенно сказываются на форме диаграммы рассеяния.

Результаты расчетов пространственного распределения линий равных амплитуд поля H_z вблизи поверхности рассеивателя (2) для трех длин волн: $\lambda = 670$, 600 и 510 нм представлены соответственно на рис. 6а–6в.

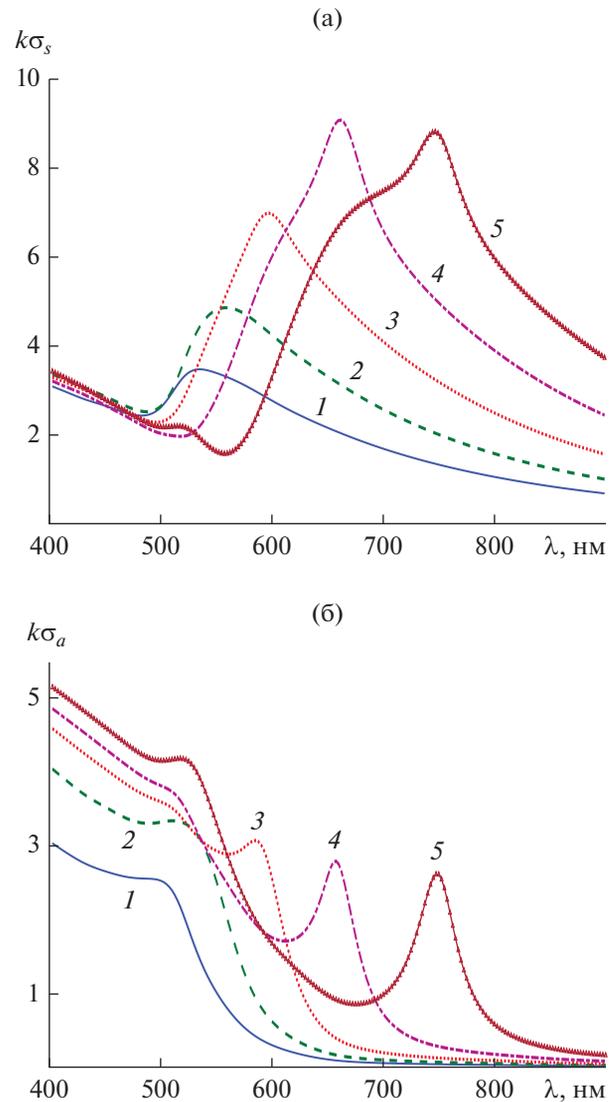


Рис. 4. Зависимость нормированных поперечника рассеяния (а) и сечения рассеяния (б) от длины волны λ для структуры с параметрами $q = 6$, $a = 80$ нм, $b = 10$ (1), 20 (2), 30 (3), 40 (4), 50 нм (5); угол падения плоской волны $\varphi_0 = \pi/6$; потери золота $\text{Im}(\epsilon)$.

Отметим, что для выбранных длин волн имеют место максимумы поперечника рассеяния (см. рис. 3). При этом параметры контура (2) характеризовались следующими значениями $a = 40$ нм, $b = 25$ нм; угол падения плоской волны был равен $\varphi_0 = \pi/6$; потери золота – $0.5 \text{Im}(\epsilon)$. Из рис. 6а–6в видно, что вариации поля непосредственно вблизи границы рассеивателя исчезают при удалении от нее точки наблюдения. Этот эффект свидетельствует о вырождении колебаний ближнего поля и объясняет двухлепестковую структуру диаграммы рассеяния рис. 5б.

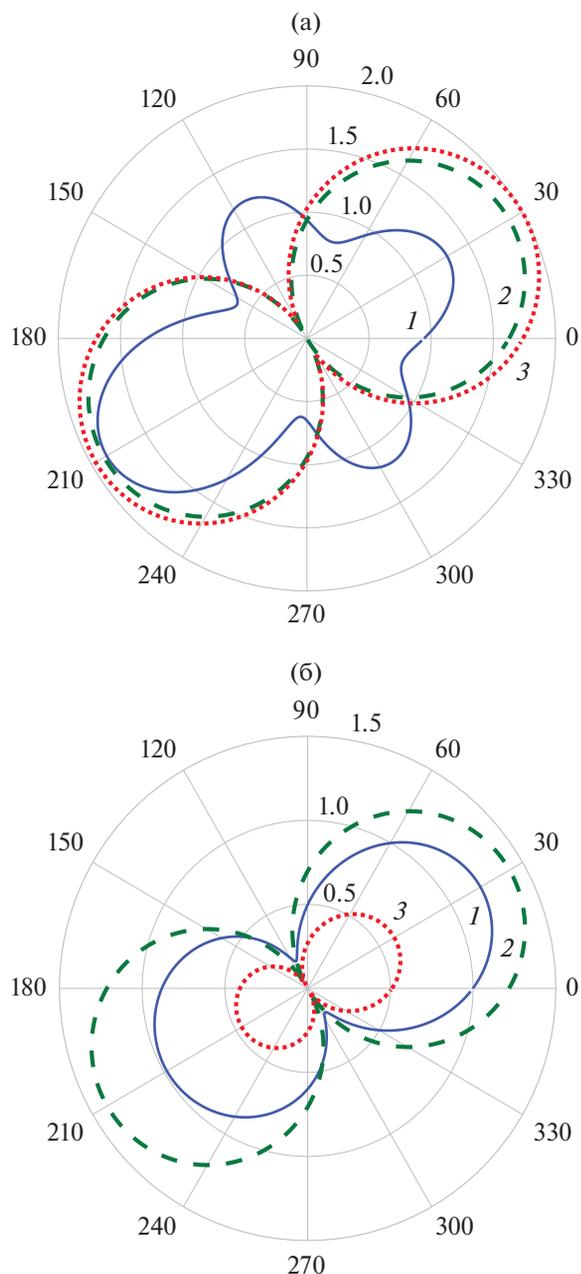


Рис. 5. Диаграмма рассеяния при $\text{Im}(\epsilon) = 0$ (а) и при потерях золота $0.5\text{Im}(\epsilon)$ (б) для структуры с параметрами $a = 40$ нм, $b = 25$ нм, $\varphi_0 = \pi/6$ на разной длине волн: $\lambda = 670$ (1), 600 (2), 510 нм (3).

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Рассмотрена дифракция плоской волны на цилиндрической 2D-структуре, представляющей наноструктуру из золота, контур которой имеет звездообразную форму. Строгими численными методами рассчитаны спектральные и пространственные характеристики рассеянного поля. Показано, что для такой структуры характерно существование одного резонанса поперечника рассея-

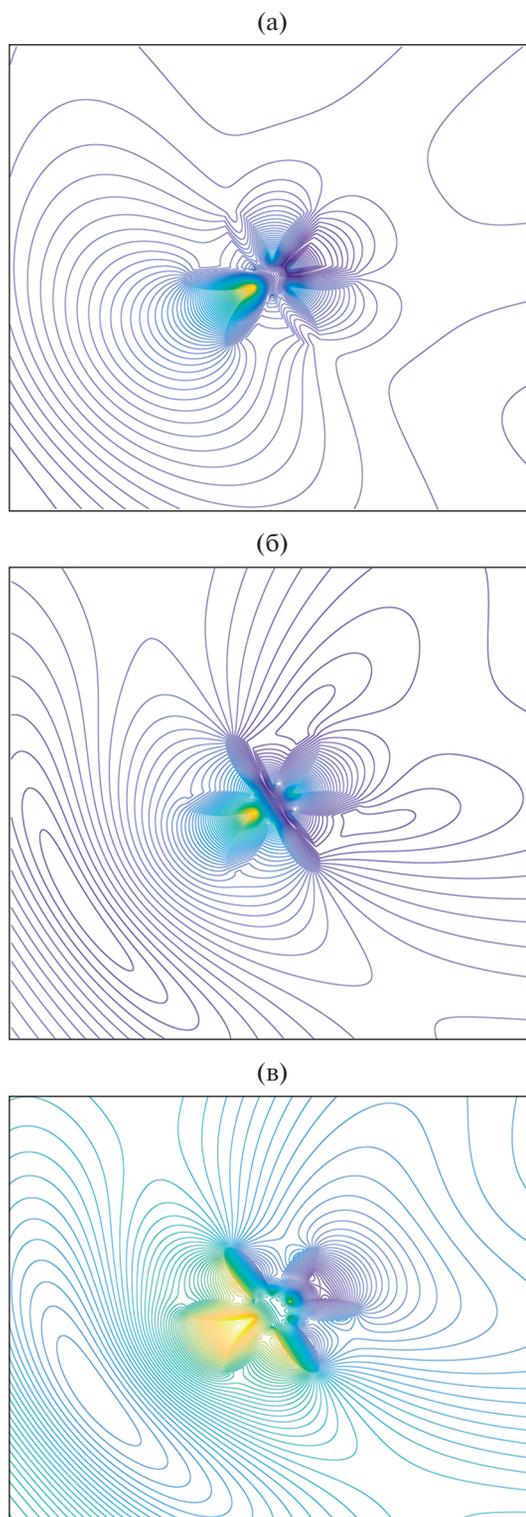


Рис. 6. Пространственное распределение линий равных амплитуд модуля компоненты H_z поля структуры с параметрами $a = 40$ нм, $b = 25$ нм, $\varphi_0 = \pi/6$, потери золота $-0.5\text{Im}(\epsilon)$ и длине волн $\lambda = 670$ (а), 600 (б) и 510 нм (в).

ния и нескольких резонансов спектра рассеяния (последние связаны с существованием дипольных и квадрупольных резонансов плазмонов). Показано, что реальные потери золота делают невозможным наблюдение мультипольных резонансов у поперечника рассеяния. Обнаружен эффект вырождения в ближнем поле структуры. Продемонстрировано влияние геометрических размеров структуры на поперечник рассеяния и спектр поглощения.

ФИНАНСИРОВАНИЕ РАБОТЫ

Работа выполнена за счет частичного бюджетного финансирования в рамках государственного задания (тема 0030-2019-0014) и при частичной финансовой поддержке Российского фонда фундаментальных исследований (проект № 19-02-00654).

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. *Климов В.В.* Наноплазмоника. М.: Физматлит, 2009.
2. *Velichko E.A., Nosich A.I.* // Opt. Lett. 2013. V. 38. № 23. P. 4978.
3. *Анютин А.П., Коршунов И.П., Шатров А.Д.* // РЭ. 2015. Т. 60. № 9. С. 896.
4. *Анютин А.П., Коршунов И.П., Шатров А.Д.* // РЭ. 2016. Т. 61. № 8. С. 757.
5. *Анютин А.П., Коршунов И.П., Шатров А.Д.* // РЭ. 2017. Т. 62. № 1. С. 35.
6. *Анютин А.П., Коршунов И.П., Шатров А.Д.* // Изв. вузов. Радиофизика. 2017. Т. 60. № 7. С. 600.
7. *Анютин А.П., Коршунов И.П., Шатров А.Д.* // РЭ. 2017. Т. 62. № 12. С. 1197.
8. *Анютин А.П., Коршунов И.П.* // РЭ. 2018. Т. 63. № 10. С. 1099.
9. *Анютин А.П., Коршунов И.П., Шатров А.Д.* // РЭ. 2018. Т. 63. № 5. С. 402.
10. *Giannini V., Sánchez-Gil J.A.* // J. Opt. Soc. Amer. A. 2007. V. 24. № 9. P. 2822.
11. *Nehl C.L., Liao H., Hafner J.H.* // Nano Lett. 2006. V. 6. № 4. P. 683.
12. *Johnson P.B., Christy R.W.* // Phys. Rev. B. 1972. V. 6. № 12. P. 4370.
13. *Кюркчан А.Г., Минаев С.А., Соловейчик А.Л.* // РЭ. 2001. Т. 46. № 6. С. 666.
14. *Anyutin A.P., Stasevich V.I.* // J. Quantitative Spectroscopy and Radiation Transfer. 2006. V. 100. № 1–3. P. 16.

АНТЕННО-ФИДЕРНЫЕ СИСТЕМЫ

УДК 535.8

ИНТЕРФЕРОМЕТР ДЛЯ КОНТРОЛЯ ФОРМЫ ВЫПУКЛЫХ ЗЕРКАЛ ОПТИЧЕСКИХ И РАДИОТЕЛЕСКОПОВ, ПОСТРОЕННЫЙ ПО СХЕМЕ ОРТОГОНАЛЬНЫХ ЛУЧЕЙ¹

© 2022 г. В. И. Батшев^{a, b, *}, Д. А. Новиков^c, А. Е. Гавлина^b, И. А. Баландин^b

^aМосковский государственный технический университет им. Н.Э. Баумана,
2-я Бауманская ул., 5, стр. 1, Москва, 105005 Российская Федерация

^bНаучно-технологический центр уникального приборостроения РАН,
ул. Бутлерова, 15, Москва, 117342 Российская Федерация

^cВсероссийский научно-исследовательский институт метрологической службы,
ул. Озерная, 46, Москва, 119361 Российская Федерация

*E-mail: batshev@bmstu.ru

Поступила в редакцию 21.04.2021 г.

После доработки 22.08.2021 г.

Принята к публикации 02.09.2021 г.

Разработан и изготовлен интерферометр для контроля качества выпуклых сферических и асферических зеркал, работающий по схеме ортогональных лучей, согласно которой контролируемая поверхность освещается параллельным пучком лучей, направленным по нормали к ее оси симметрии. В отличие от применяемых в настоящее время устройств интерферометр не содержит вспомогательных оптических элементов большого диаметра и подходит для контроля крупногабаритных выпуклых зеркал. Приведены результаты экспериментальных исследований интерферометра. Точность контроля достаточна для аттестации зеркал, работающих в оптическом и радио-диапазонах длин волн.

DOI: 10.31857/S0033849422010028

ВВЕДЕНИЕ

Оптические системы современных телескопов, как правило, состоят из нескольких зеркал. Наибольший размер всегда имеет главное вогнутое зеркало, после которого в большинстве случаев располагается выпуклое вторичное зеркало. Диаметры главных зеркал могут превышать 10 м, диаметры вторичных — часто более 500 мм, а в некоторых случаях превышают 1 м [1–5]. Данная статья посвящена проблеме контроля формы таких зеркал.

Большинство существующих методов аттестационного контроля формы отражающей поверхности выпуклых зеркал большого диаметра подразумевают использование вспомогательных оптических элементов, размеры которых превышают размеры контролируемого зеркала [6]. Таковы, например, все интерференционные методы, в частности методы анаберрационных точек [6] (классический метод Хиндла [7, 8] и его модификации [8, 9]), компенса-

ционный [6] и голографический [10, 11]. Этот факт существенно увеличивает сложность и стоимость изготовления крупногабаритных оптических зеркал, например используемых в астрономических приборах.

Существуют различные альтернативные методы контроля, но для контроля выпуклых зеркал подходит только дефлектометрия [12], которая, однако, не обладает достаточной точностью. В этой связи на практике применяются методы переналожений [13], согласно которым зеркало контролируется тем или иным интерференционным методом по частям с последующей сшивкой участков в единую топографическую карту отклонений. Сшивка неминуемо приводит к увеличению погрешности контроля.

Второй фактор, также увеличивающий сложность и стоимость изготовления выпуклых зеркал, заключается в том, что при контроле асферических зеркал высших порядков неизбежно применение компенсатора (линзового или голографического). Рассчитанный и изготовленный специально для контроля конкретного зеркала компенсатор

¹ Работа доложена на Четвертой международной молодежной конференции “Информационные технологии и технологии коммуникации: современные достижения” (Астрахань, 5–7 октября 2020 г.).

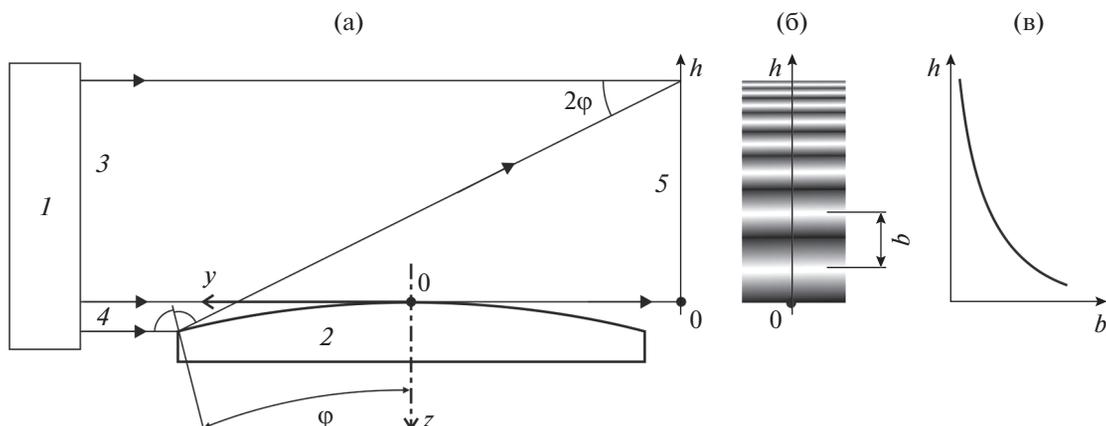


Рис. 1. Схема ортогональных лучей (а), интерферограмма (б) и график зависимости ширины интерференционной полосы b от высоты h (в): 1 – оптическое устройство, формирующее плоскую волну (коллиматор); 2 – деталь с контролируемой выпуклой поверхностью; 3 – опорный пучок; 4 – объектный пучок; 5 – плоскость регистрации интерферограммы.

не может использоваться для контроля зеркал с другими параметрами формы.

1. СХЕМА ОРТОГОНАЛЬНЫХ ЛУЧЕЙ

Возможным решением этих проблем является использование схемы ортогональных лучей [14], согласно которой контролируемая поверхность (КП) зеркала освещается параллельным пучком лучей, направленным по нормали к ее оси симметрии (рис. 1). Плоский волновой фронт, созданный коллиматором 1, направляется на КП 2. Большая часть лучей проходит над КП и формирует опорный пучок 3; объектный пучок 4 отражается от КП. Опорный и объектный пучки интерферируют в плоскости регистрации 5. Интерференционная картина представляет собой систему полос (рис. 1б), ширина которых уменьшается от вершины КП к ее краю.

Для исследования меридионального профиля КП, лежащего в плоскости рис. 1а, авторами предложено измерять зависимость ширины полосы b от ее координаты h в плоскости регистрации в меридиональном сечении (рис. 1в), так как эта зависимость $b(h)$ однозначно определяется формой меридионального профиля КП [15]. Для анализа формы КП предложено вращать ее относительно оси симметрии и исследовать множество профилей.

Размеры анализируемого отраженного пучка в предлагаемой схеме меньше диаметра КП, поэтому данный метод можно применять и для контроля зеркал большого диаметра.

2. РЕАЛИЗАЦИЯ СХЕМЫ

Описанная выше схема ортогональных лучей реализована в виде интерферометра [16, 17] (рис. 2). В работе использован базовый интерферометр Тваймана–Грина 1 с He–Ne–лазером в качестве источника излучения. Длина волны излучения 633 нм, мощность 5 мВт. В рабочей ветви интерферометра формируется сферический волновой фронт с апертурой 1 : 4, который попадает на безабберационную плоско-гиперболическую линзу 2 диаметром 300 мм, преобразующую волновой фронт в плоский. Он направляется на КП зеркала 3, расположенного на поворотном столе 4 (Taylor Hobson Rotation Stage V), причем ось вращения стола и ось симметрии КП совмещены. Максимальный диаметр КП в данном интерферометре ограничен креплением поворотного стола и составляет 280 мм; при замене стола или его доработке можно контролировать и более крупные зеркала.

Поскольку интерферограмма насчитывает большое количество (порядка ста тысяч) интерференционных полос, а ширина самых узких полос может составлять единицы микрометров, то зарегистрировать интерферограмму с достаточным разрешением с помощью одного приемника излучения за один кадр не представляется возможным. В этой связи в интерферометре реализована подвижная система регистрации, состоящая из микрообъективов (МО) 5 и 6 и матричных приемников излучения (МПИ) 7 и 8, смонтированных на линейном трансляторе 9. Каждый МО формирует увеличенный фрагмент интерферограммы на соответствующем МПИ. В качестве МО 5 используется Edmund Optics 10X DIN Semi-

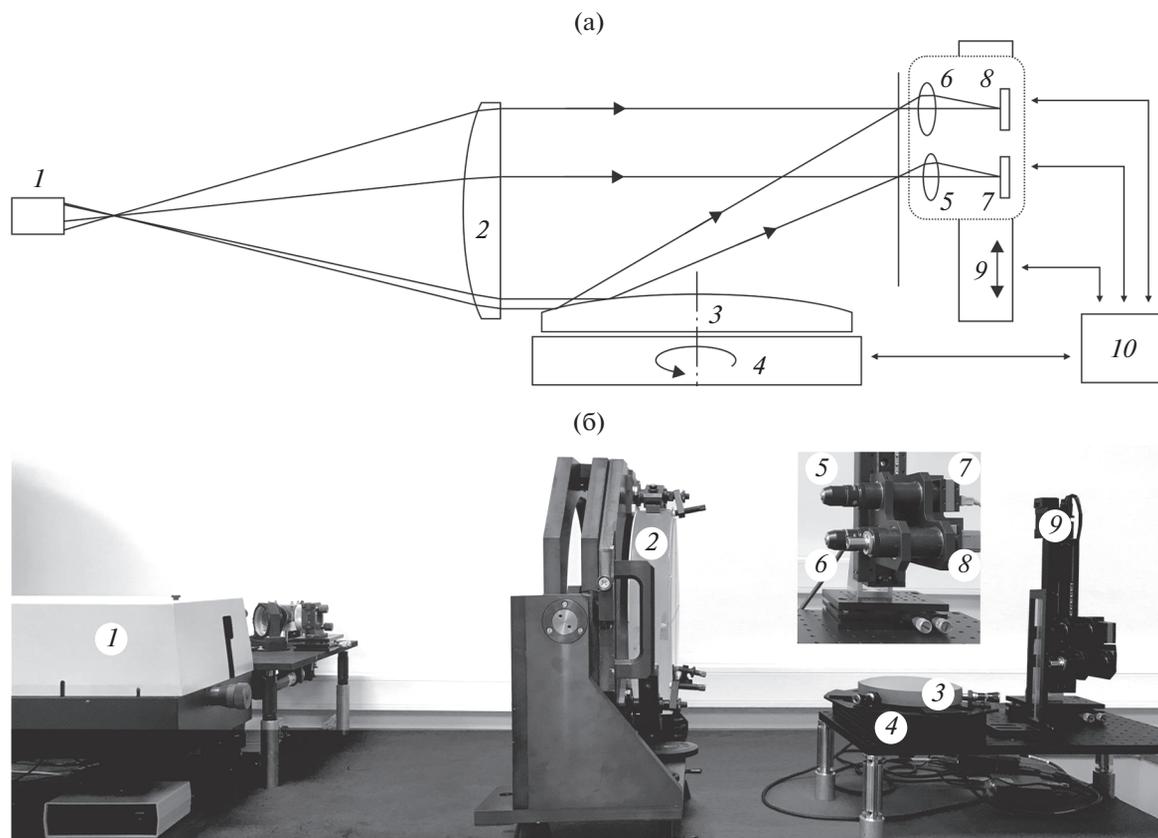


Рис. 2. Функциональная оптическая схема (а) и общий вид (б) интерферометра: 1 – интерферометр Физо, формирующий сферическую волну; 2 – коллимирующая безаберрационная линза; 3 – деталь с контролируемой выпуклой поверхностью; 4 – поворотный стол; 5 и 6 – микрообъективы; 7 и 8 – матричные приемники излучения; 9 – устройство перемещения системы регистрации интерферограммы; 10 – персональный компьютер.

plan, а в качестве МО 6 – Edmund Optics 40X DIN Semi-plan. Они обладают различными увеличениями, что обеспечивает достаточно большое поле зрения для крупных полос, соответствующих вершине КП, и достаточное разрешение мелких полос на краю интерферограммы. Числовая апертура МО 6 составляет 0.6; это значит, что тангенс максимального угла наклона луча, отраженного от КП, не должен превышать 0.3, в противном случае он не будет пропущен МО 6 на МПИ 8. Это соответствует максимальному углу наклона крайней нормали к КП 8° .

В качестве МПИ использованы видекамеры с КМОП-сенсором Artina MT9P031. Формат сенсора 1/2.5"; разрешение 2592×1944 пикселя, размер пикселя 2.2×2.2 мкм². Моторизованный линейный транслятор Standa 8MT175-200 позволяет в автоматическом режиме перемещать систему регистрации вдоль вертикальной оси в диапазоне 200 мм с минимальным шагом 2.5 мкм и считывать ее текущие координаты.

Таким образом, с помощью интерферометра можно получить и зарегистрировать интерферограммы от зеркал со следующими параметрами: форма КП – осесимметричная сферическая или асферическая второго или высших порядков, диаметр до 280 мм, угол наклона крайней нормали до 8° .

3. ОБРАБОТКА РЕЗУЛЬТАТОВ ИЗМЕРЕНИЙ

В начале обработки происходит фильтрация зарегистрированных фрагментов интерферограмм и вычисление координат интерференционных максимумов. На рис. 3а–3г представлен пример зарегистрированного фрагмента интерференционной картины, результат пространственного преобразования Фурье этого изображения до и после фильтрации, а также отфильтрованное изображение фрагмента интерферограммы, полученное обратным преобразованием Фурье от рис. 3в. Далее, в отфильтрованном изображении максимумы интерференционных полос без труда определяются

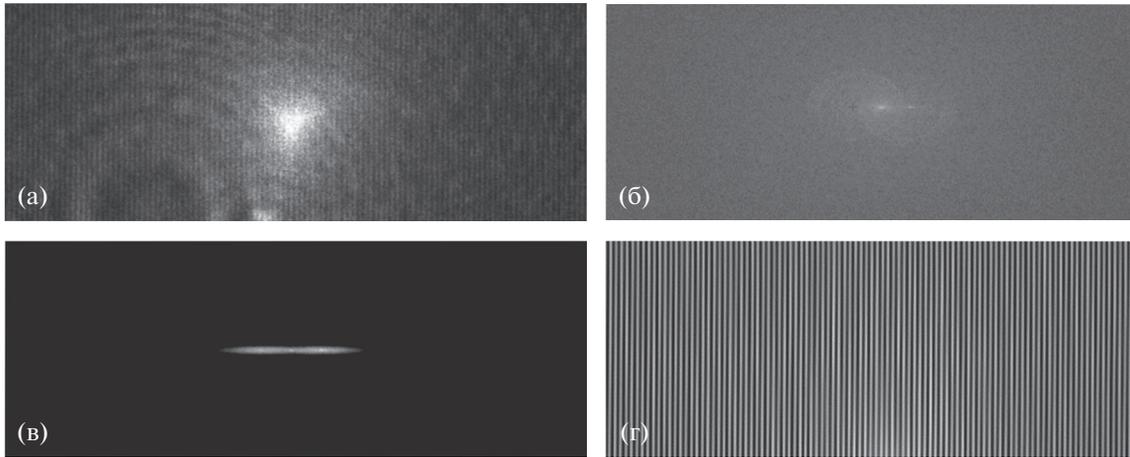


Рис. 3. Этапы фильтрации изображения интерферограммы: фрагмент интерференционной картины (а), результат пространственного преобразования Фурье этого изображения до фильтрации (б) и после нее (в), и отфильтрованное изображение фрагмента интерферограммы (г).

стандартными алгоритмами, например, реализованными в программе Matlab.

Зависимость ширины интерференционной полосы от высоты центра максимума интерференционной полосы $b(h)$ содержит информацию о меридиональном профиле КП. Таким образом, процедура контроля сводится к измерению координат интерференционных максимумов, построением на основании измеренных данных зависимости $b(h)$ и сравнением ее с теоретической зависимостью.

Обратимся вновь к рис. 1. Ширина интерференционной полосы b на произвольной высоте h определяется углом между интерферирующими пучками по формуле:

$$b = \lambda / \sin 2\varphi, \quad (1)$$

где φ – угол наклона нормали, восстановленной в точку падения луча, с осью симметрии КП Oz .

Погрешность формы КП приводит к погрешности угла наклона нормали $\Delta\varphi$, что вызывает отклонение ширины полосы b . Сравнивая теоретическое значение ширины полосы b_0 с измеренным b , можно получить $\Delta\varphi$, преобразовав и продифференцировав формулу (1):

$$\Delta\varphi = \frac{\lambda}{2b_0} \frac{b_0 - b}{\sqrt{b_0^2 - \lambda^2}}. \quad (2)$$

Угол наклона нормали к кривой $z(y)$ определяется из выражения $\operatorname{tg} \varphi = \delta z / \delta y$, поэтому, учитывая малость величины $\delta\varphi$, отклонение реального про-

филя КП от теоретического, можно найти по формуле

$$\Delta z(y) = \int_0^y \Delta\varphi(t) dt. \quad (3)$$

Использование поворотного стола, на который устанавливается контролируемая деталь, позволяет получить информацию о множестве профилей и построить топографическую карту отклонений, а также рассчитать максимальное и среднеквадратическое отклонение формы КП.

Управление всеми компонентами интерферометра, а также математическая обработка результатов измерений и построение карты отклонений КП выполняется с помощью разработанного авторами программного обеспечения. Внешний вид окна с результатами измерений показан на рис. 4.

4. РЕЗУЛЬТАТЫ МОДЕЛИРОВАНИЯ И ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫХ ИССЛЕДОВАНИЙ

Для экспериментального исследования разработанного интерферометра исследованы выпуклые сферическое и гиперболическое зеркала. Диаметры зеркал 180 мм. Радиус сферического зеркала 400 мм; радиус кривизны при вершине гиперболического зеркала 450 мм, а его эксцентриситет 1.457. Результаты исследований показаны на рис. 5. В начале выполнен контроль зеркал с помощью контактного профилометра Taylor Hobson Form Talysurf, погрешность измерения которого составляет 0.1 мкм. Результаты измерения профилометром погрешности одного профиля сферического зеркала показаны на рис. 5а. По-

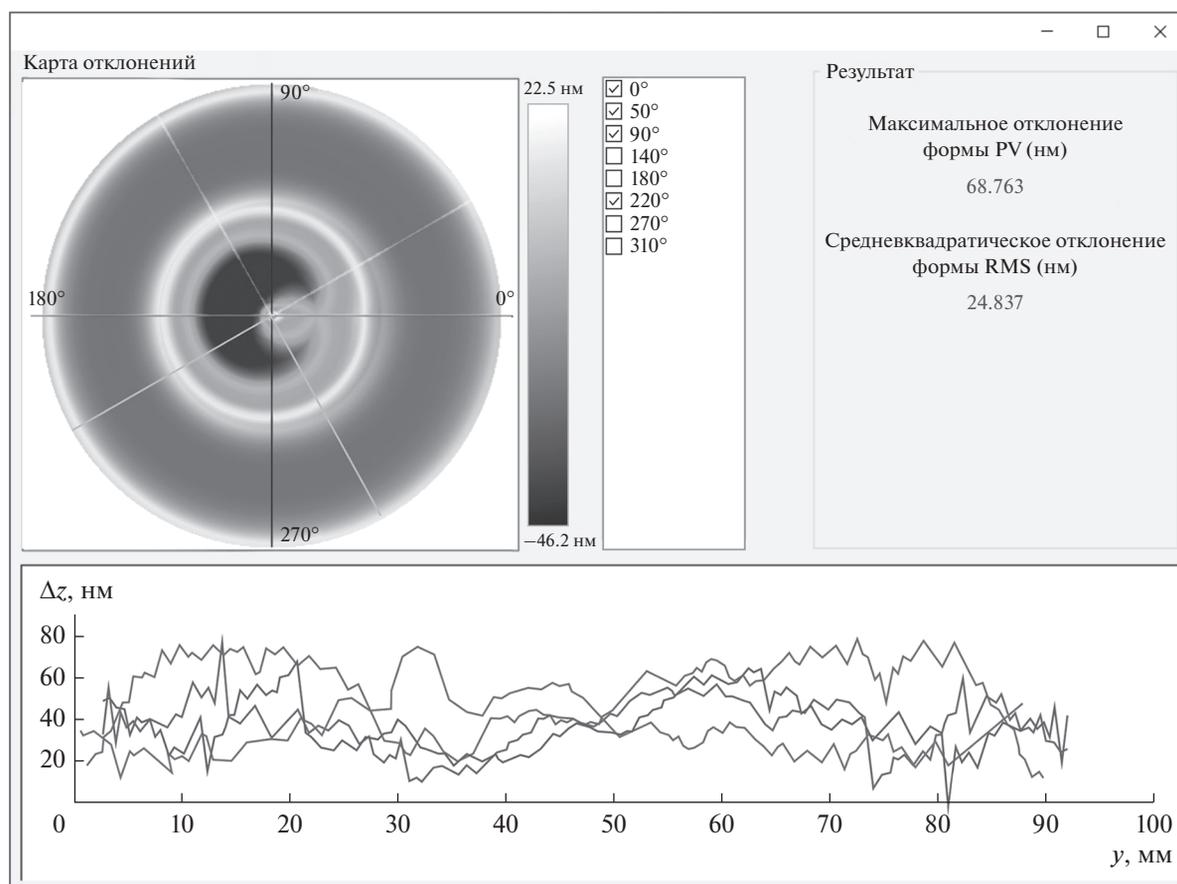


Рис. 4. Окно программы с отображением результатов измерений.

грешность этого профиля была смоделирована в виде кривой 1 на рис. 5б, представляющей собой сумму гауссоид, модулированную гармонической функцией, параметры которых подобраны эмпирически. Затем был выполнен численный эксперимент, в котором эта погрешность добавлена к профилю сферического зеркала, рассчитаны координаты b и h , а затем погрешность была вычислена из этих координат. В результате получилась кривая 2 на рис. 5б. Разница между кривыми 1 и 2 на этом рисунке обусловлена погрешностью математического алгоритма; как видно, она несущественна.

Наконец, рис. 5в иллюстрирует результаты исследования этого же профиля сферического зеркала с использованием разработанной установки. Видно, что представленные на рис. 5а и 5в профили различаются незначительно.

Для обоих исследуемых сферического и гиперболического зеркал измерялось по 10 профилей с помощью профилометра и с помощью разработанного интерферометра. Максимальное отклонение профиля, измеренное на профилометре,

составило 0.25 мкм для сферического зеркала и 0.4 мкм для гиперболического. Эти же величины, измеренные разработанным методом, составили 0.16 мкм для сферического и 0.33 мкм для гиперболического зеркал. Из этого предварительно можно заключить, что предлагаемый метод имеет тот же порядок погрешности, что и профилометр, это позволяет использовать интерферометр для контроля зеркал, предназначенных для работы в дальнем инфракрасном, субмиллиметровом и радиодиапазонах длин волн.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Разработанный интерферометр предназначен для контроля выпуклых сферических и асферических зеркал диаметром до 280 мм, однако несложная модификация конструкции интерферометра — замена поворотного стола — позволит контролировать зеркала существенно больших размеров. Важно, что при этом контролируемое зеркало является самым большим элементом интерферометра, что выгодно отличает предлагаемый метод

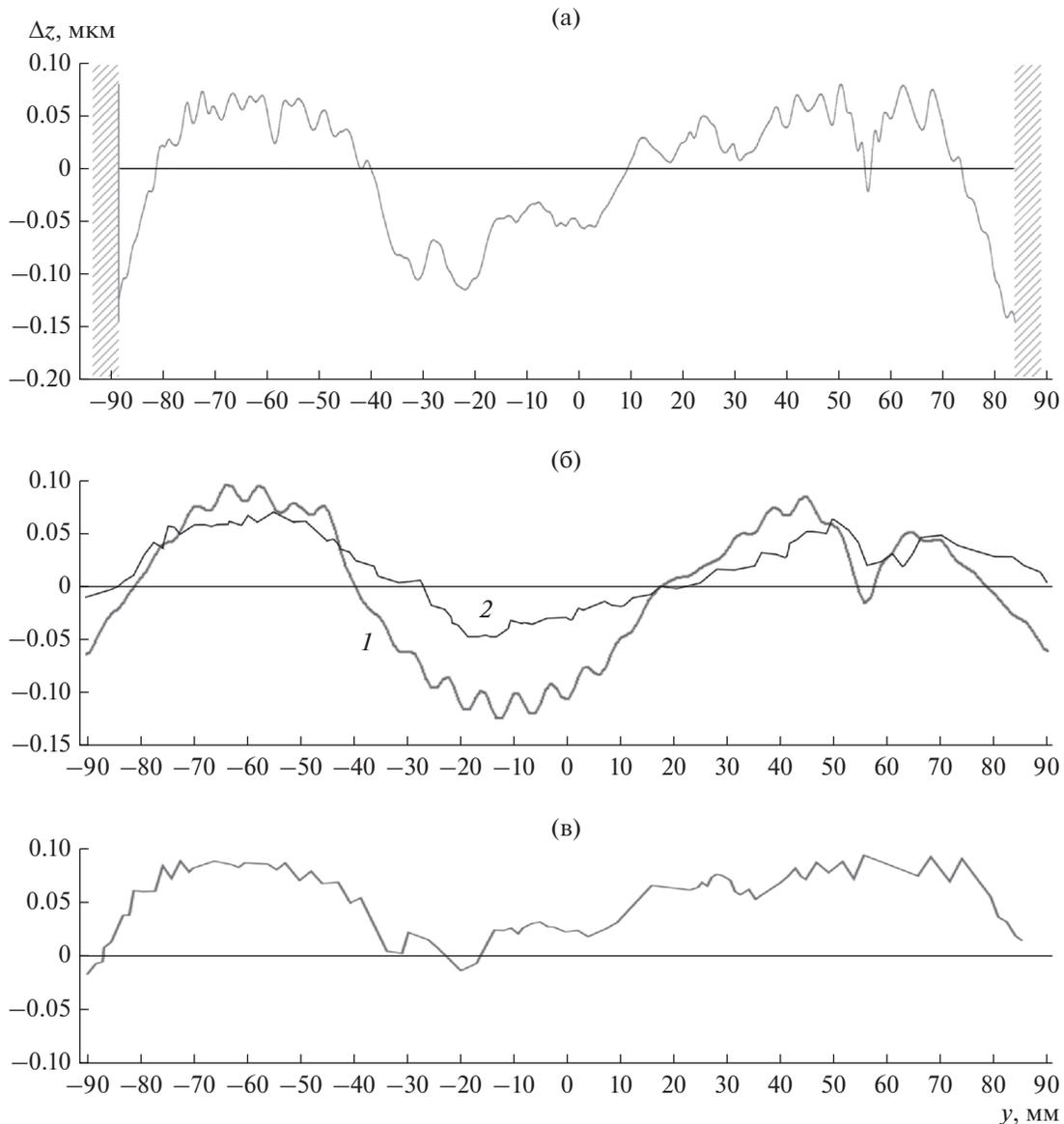


Рис. 5. Отклонение профиля сферического зеркала: а – измеренная профилометром, б – численно смоделированная (1) и восстановленная (2), в – измеренная разработанным интерферометром.

от существующих. В настоящее время для повышения точности контроля совершенствуется методика юстировки интерферометра, а для более достоверной оценки погрешности измерения запланированы измерения нескольких зеркал различной формы (сферических и асферических) с последующим сравнением их результатов с результатами измерений на высокоточном аттестованном интерференционном оборудовании.

Достигнутая на данном этапе погрешность контроля порядка 0.1 μm позволяет применять данный интерферометр для контроля зеркал, работающих в инфракрасном, субмиллиметровом и радиодиапазонах длин волн.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. *Martinez O.M., Martinez A.D., Perez N.B., Abellan M.A.* // Proc. SPIE. 2012. V. 8444. P. 84443W.
2. *Cho M.K., Liang M., Neill D.R.* // Proc. SPIE. 2009. V. 7424. P. 742407.
3. *Crampton D., Simard L.* // Proc. SPIE. 2006. V. 6269. P. 62691T.
4. *Lightsey P.A., Atkinson C., Clampin M., Feinberg L.D.* // Optical Engineering. 2012. V. 51. № 1. P. 011003.
5. *Wild W., Kardashev N.S., Likhachev S.F. et al.* // Experimental Astronomy. 2009. V. 23. № 1. P. 221.
6. *Пурыев Д.Т.* Методы контроля оптических асферических поверхностей. М.: Машиностроение, 1976.

7. *Hindle J.* // Monthly Notices Royal Astronomical Soc. 1931. V. 91. № 5. P. 592.
8. *Malacara D.* Optical Shop Testing. N.Y.: Wiley, 1978.
9. *Percino-Zacarias M.E., Cordero-Davila A.* // Appl. Optics. 1999. V. 38. № 28. P. 6050.
10. *Burge J.H.* // Proc. SPIE. 1995. V. 2576. P. 258.
11. *Лукин А.В., Мустафин К.С.* // Оптико-механическая пром-сть. 1979. № 4. С. 53.
12. *Trumper I., Choi H., Kim D.W.* // Optics Express. 2016. V. 24. № 24. P. 27993.
13. *Burge J.H., Su P., Zhao C.* // Proc. SPIE. 2008. V. 7018. P. 701818.
14. *Пуряев Д.Т.* Способ измерения профиля оптических поверхностей. А.с. СССР № 1044969. Опубл. Б.И. № 36 от 30.09.1983.
15. *Новиков Д.А., Иванникова Н.В., Батшев В.И. и др.* Метод контроля формы выпуклых асферических поверхностей и устройство для его осуществления. Патент РФ № 2706388. Опубл. офиц. бюл. "Изобретения. Полезные модели" № 32 от 18.11.2019.
16. *Gavlina A.E., Batshev V.I., Novikov D.A., Sergeeva M.V.* // Proc. SPIE. 2019. V. 11056. P. 110563T.
17. *Новиков Д.А., Батшев В.И.* // Законодательная и прикладная метрология. 2017. № 2. С. 33.

ТЕОРИЯ И МЕТОДЫ
ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ

УДК 621.396.96:004.931+004.932

СТРУКТУРНО-ПАРАМЕТРИЧЕСКИЙ СИНТЕЗ СИСТЕМ
ОПТИМАЛЬНОЙ ТЕКСТУРНО-ФРАКТАЛЬНОЙ ОБРАБОТКИ
МНОГОМЕРНЫХ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ ИЗОБРАЖЕНИЙ

© 2022 г. А. А. Потапов^а, *, В. А. Кузнецов^б, Е. А. Аликулов^б

^аИнститут радиотехники и электроники им. В.А. Котельникова РАН,
ул. Моховая, 11, корп. 7, Москва, 125009 Российская Федерация

^бВоенный учебно-научный центр Военно-воздушных сил “Военно-воздушная академия
им. профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина”,
ул. Старых Большевиков, 54А, Воронеж, 394064 Российская Федерация

*E-mail: potapov@cplire.ru

Поступила в редакцию 21.02.2021 г.

После доработки 04.05.2021 г.

Принята к публикации 27.06.2021 г.

Впервые формализована задача текстурно-фрактальной обработки многодиапазонных радиолокационных изображений (РЛИ) и предложен новый способ их комплексирования. Оптимальность предложенных решений рассматривается в контексте максимума информативности, оцениваемой по энтропии. Представлены схемы мультифрактального комплексирования РЛИ и в общем виде – структурно-параметрического синтеза систем оптимальной текстурно-фрактальной обработки многомерных изображений. При этом критерием оптимальности могут выступать максимумы вероятностей классификации подстилающей поверхности, обнаружения и распознавания объектов. Приведены результаты статистического анализа РЛИ – графики плотностей вероятностей и коэффициентов корреляции, а также оценки энтропии исходных и результирующих изображений, подтверждающие эффективность предложенных решений.

DOI: 10.31857/S0033849422010077

ВВЕДЕНИЕ

Зрительные образы являются для человека основой для познания окружающего его мира. Даже если мы не видим объект, он недоступен наблюдению или, более того, его не существует в природе, мы часто представляем его зрительный образ, и это помогает нам в познании. Изображение несет в себе информацию об объекте исследования. И в этом смысле может рассматриваться как некоторый многомерный сигнал, функция двух или большего числа переменных [1]. Одним из самых крупных достижений современного человечества в дистанционном изучении объектов, располагающихся на поверхности Земли, является разработка методов и создание средств получения изображений в отдельных диапазонах спектра электромагнитных (ЭМ) волн. В каждом из этих диапазонов отражательная способность объектов земной поверхности имеет свои особенности, характерные преимущества и недостатки.

Дистанционное зондирование Земли (ДЗЗ) в настоящее время осуществляется в основном в оптической области спектра – способы гипер- и мультиспектральной съемки глубоко проработаны

и широко используются в сегменте средств ДЗЗ космического базирования [2]. Вместе с тем широко применяются и динамично развиваются опережающими темпами активные и пассивные локационные методы, и аппаратура ДЗЗ в радиодиапазоне. Радиолокационные станции с синтезированной апертурой (РСА) как самостоятельные средства видовой разведки, осуществляющие непрерывное наблюдение земной (морской) поверхности и объектов на больших дальностях независимо от времени суток и метеорологических условий, играют все большую роль в информационном обеспечении войск [3].

Современный уровень развития РСА космического и воздушного базирования предполагает возможность синхронного (одновременного) использования нескольких рабочих частот зондирующих сигналов, с параллельными и кроссполяризациями, моно- и многопозиционных (бистатических) радиолокационных станций, работающих в разных режимах съемки. При этом решением актуальной задачи получения в реальном времени принципиально новых, высокоинформативных характеристик подстилающей поверхности и объ-

ектов на ней является использование многомерных (многочастотных, поляризационных и т.п.) радиолокационных изображений (РЛИ), дающих качественную и количественную информацию об объектах исследования благодаря различному обратному рассеянию и проникновению ЭМ-волн разных диапазонов в различных средах. Поскольку практически любой процесс можно рассматривать как функцию от множества независимых переменных (как минимум, времени и пространственных координат), получаемые в итоге данные являются многомерными и представляют собой, по сути, некоторое многомерное множество. В том случае, если такие множества самоподобны или масштабно-инвариантны, говорят о масштабнo-инвариантных множествах. К этому классу множеств можно отнести и многомерные РЛИ, сформированные многоканальной РСА одновременно на нескольких частотах и (или) поляризациях.

Существующие на сегодняшний день методы, способы и алгоритмы обработки многомерных данных, несмотря на значительные успехи отечественных и зарубежных ученых, неэффективны при комплексной обработке многодиапазонных (МД) РЛИ, чаще всего обладающих различным разрешением в соответствующих частотных диапазонах, стохастическим характером отражений ЭМ-волн, специфическими для радиодиапазона искажениями и мультипликативным спекл-шумом. Кроме того, РЛИ характеризуются негауссовским распределением значений яркости элементов изображения [4], что обуславливает необходимость поиска более эффективных, возможно неклассических, путей решения задач синтеза систем обработки и анализа таких данных.

К одному из перспективных направлений решения задачи обработки многомерных РЛИ следует отнести использование методов фрактальной теории [5, 6], в которой объекты и их свойства рассматриваются с точки зрения детерминированного (динамического) хаоса и дробной размерности. В отличие от классического подхода к анализу и синтезу оптимальных радиотехнических устройств [7, 8], использующих энергетические и частотные характеристики принимаемых сигналов, применение фрактальной теории позволяет обнаруживать и распознавать объекты по текстурному признаку, что ведет к исключению необходимости опираться на энергетику принимаемого сигнала и к целесообразности дальнейших исследований.

Это особенно важно, например, в условиях использования на объектах превентивных мероприятий по снижению эффективной площади рассеяния (ЭПР), активных помех и радиолокационной маскировки в заранее заданных частотных диапазонах. Кроме того, комплексирование многомерных изображений методами фрактальной теории на сегодняшний день все также сводится к

вычислению фрактальных признаков по каждому изображению в отдельности с последующим использованием, например, математического аппарата вейвлет-преобразований, а текстурно-фрактальная обработка многодиапазонных РЛИ в настоящее время отсутствует, что обуславливает актуальность работы.

Цель данной работы – исследование возможности комплексной текстурно-фрактальной обработки радиолокационных изображений, сформированных одновременно в нескольких частотных диапазонах, с учетом имеющихся знаний в области статистической радиофизики и статистической радиотехники.

1. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Теоретическим и практическим аспектам задачи обработки многомерных данных посвящено огромное количество работ отечественных и зарубежных ученых. Частным случаем многомерных данных являются изображения, при этом зачастую используют термин Image Fusion, или слияние изображений. Что касается РЛИ, то в силу особенностей распространения и отражения ЭМ-волн радиодиапазона от объектов сложной формы, возникает ряд факторов и ограничений, обуславливающих отсутствие на сегодняшний день методов, способов и алгоритмов эффективной и, тем более, оптимальной совместной обработки многодиапазонных РЛИ: отличие полос обзора (захвата) РСА в различных частотных диапазонах; значительное различие в пространственном разрешении радиолокационных снимков; отсутствие информационной избыточности многомерных РЛИ, в отличие от гипер- и мульти-спектральных изображений.

В наиболее привычном виде двумерное цифровое изображение рассматривается как функция цифрового изображения $z(x, y)$ в виде двумерной матрицы размером $M \times N$. Каждый элемент этой матрицы называется элементом изображения или пикселом (пикселем), а его значение является случайной величиной, характеризующей ЭПР элемента разрешения и, в конечном итоге, яркость применительно к РЛИ. Многомерная дискретная случайная величина [7] в общем случае может быть описана некоторой функцией $F(S)$, заданной дискретно в области S , расположенной в d -мерном пространстве Z^d . Пространство Z^d задано с помощью конечного множества ортогональных векторов $Z = (z_1, z_2, \dots, z_d)$. Тогда многомерное изображение – это числовые значения функции $F(S)$, заданные в точках d -мерного пространства (z_1, z_2, \dots, z_d) области S :

$$F(S) = F(z_1, z_2, \dots, z_d).$$

В таком случае задача обработки многомерных изображений в этой постановке формулируется как получение максимально возможной информации о фрактальных свойствах функции $F(S)$ и ее поведении в области S . Критерием оптимальности служит максимум информации. Очевидно, что показателем эффективности обработки многомерных изображений может выступать энтропия. По определению В.И. Тихонова [7, 8], такую задачу можно условно назвать прямой. В математической статистике решается обратная задача – по исходным данным в результате их оптимальной обработки требуется принять решение, что можно трактовать как задачу синтеза системы текстурно-фрактальной обработки многомерных РЛИ.

В общем виде формализовать поставленную задачу можно следующим образом:

$$S_t = \{t, W_f, W_s, G, T_a = f(A_{\text{обр}}, K_y), P_0\}, \quad (1)$$

где $W_f^* = \{t, Y, X, U, D^*(dt), dt \in [t_0, t], v, F\}$ – компонента (подмодель) функционального представления, W_s – компонента, определяющая структуру системы, G – подсистема целей (иерархия, дерево целей), T_a – технология анализа и принятия решений, $A_{\text{обр}} = \{Q, \text{opt}(\Phi, K^{\text{opt}})\}$ – алгоритм обработки и принятия решений, H – множество альтернатив, opt – критерий эффективности либо принцип оптимальности, Φ – вектор существенных свойств системы, K^{opt} – правило выбора наилучшей альтернативы $h_0 \in H$, K_y – комплекс условий, обеспечивающий эффективность алгоритма управления, $D^*(dt) = f(Y^*(dt), X^*(t), U^*(t))$ – информация о переменных системы и внешней среды за время $dt \in [t_0, t]$, P_0 – предикат целостности, определяющий назначение системы.

Тогда задача синтеза систем текстурно-фрактальной обработки многомерных изображений S_t сводится к автоматическому поиску по правилу наилучшей альтернативы K^{opt} оптимальных алгоритмов обработки $A_{\text{обр}}$ и технологии анализа согласно временным ограничениям dt , целей G и назначения системы P_0 . Размерность вектора параметров $D^*(dt)$ заранее неизвестна и определяется только после того, как будет определена структура системы W_s , что обуславливает необходимость проведения структурно-параметрического синтеза такой системы.

2. АНАЛИЗ РАЗМЕРНОСТИ ИЗОБРАЖЕНИЙ

Одновременное использование совокупности методов и способов локации неизбежно приводит

к многомерности получаемых данных, что обуславливает возможность получения принципиально новых характеристик подстилающей поверхности и объектов на ней. Поскольку речь идет о многомерных радиолокационных данных, целесообразно оценить их потенциально достижимую размерность. В работе предлагается использовать так называемый куб данных, применяемый для хранения, визуализации и анализа мульти- и гиперспектральных данных (рис. 1) [9].

Куб данных представляет собой трехмерный массив, каждый элемент которого соответствует координатам двумерного изображения, полученного на определенной длине волны. Такой подход позволяет в несколько раз снизить время анализа за счет оптимизации запросов к памяти вычислительной системы [10]. В случае классической радиолокации рассматривается куб данных радиолокатора с активной фазированной антенной решеткой (АФАР) (рис. 2). Временные отсчеты импульсного сигнала с каждого приемного канала АФАР формируют двумерную матрицу, которая преобразуется в трехмерный массив при накоплении импульсов. В результате цифровой обработки сигналов известными методами получают двумерное РЛИ в координатах азимут-дальность.

Для случая одновременного использования нескольких способов радиолокации в [11] предложена новая модель шестимерного куба данных, сформированных с помощью многодиапазонной поляриметрической РСА с интерферометрической обработкой и видеорежимом (рис. 3), в котором примитивом является куб “высота–азимут–дальность”, распределенный по длинам волн, поляризациям и кадрам видеопоследовательности.

Такой подход предполагает специфику хранения получаемых радиолокационных данных и позволяет сократить время обработки за счет оптимизации времени обращения к памяти ЭВМ до пяти раз.

3. СТАТИСТИЧЕСКИЙ АНАЛИЗ РЛИ

Оценке статистических характеристик РЛИ различных диапазонов посвящено достаточно большое количество работ. В статье [4] проведено исследование РЛИ объектов, полученных с помощью РСА TESAR (Tactical Endurance Synthetic Aperture Radar) [12] и STARLOS [13]. Приведенные в статье результаты анализа однородных участков амплитудных портретов показывают, что на РЛИ размером 128×128 пикселей содержится до 5...12% пикселей (от общего количества пикселей амплитудного портрета), которые принадлежат объекту в виде доминантных центров отражения или так называемых “блестящих точек”, содержащих до 90% всей отраженной энергии, 10...50% – остальной поверхности объекта и

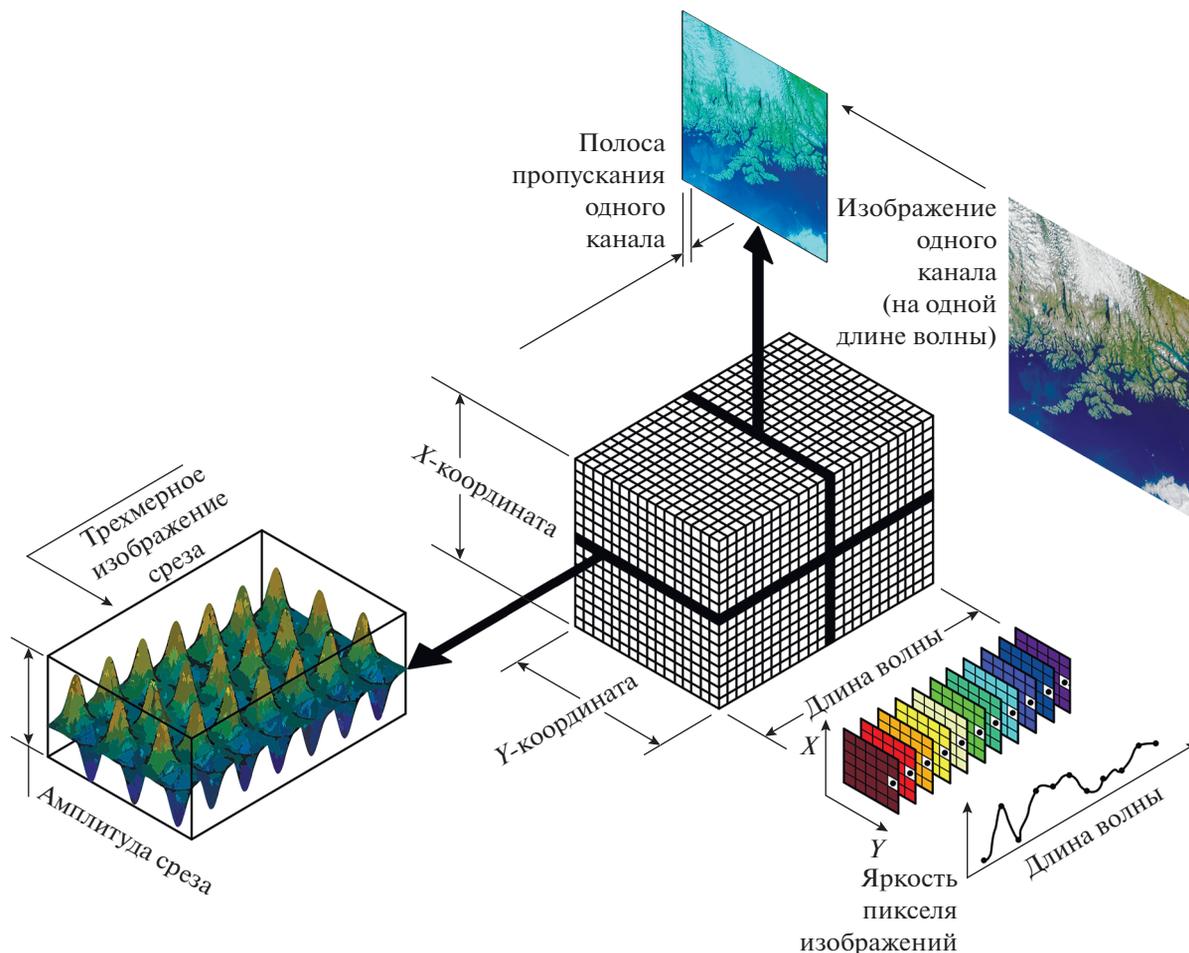


Рис. 1. Модель хранения и анализа мульти- и гиперспектральных данных.

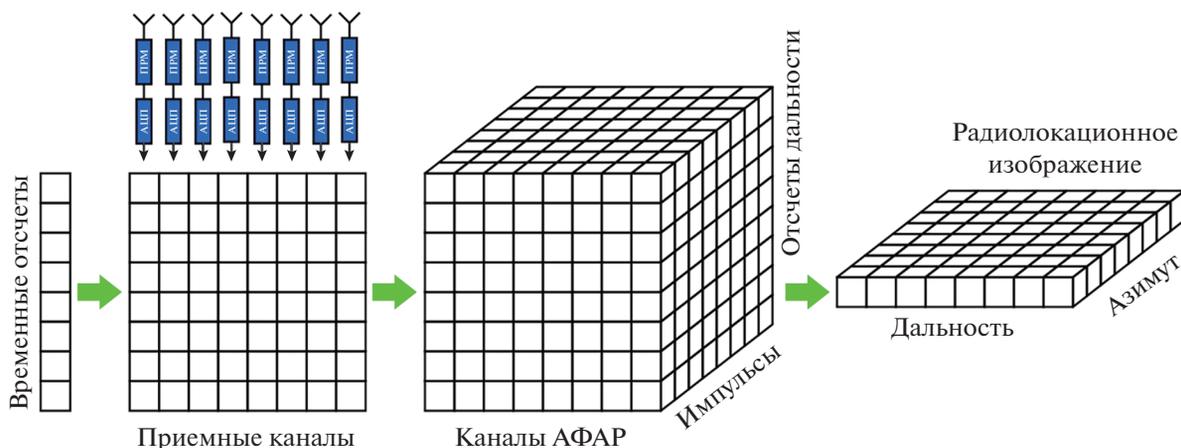


Рис. 2. Модель формирования куба радиолокационных данных.

до 85...38% – фону. При этом статистические характеристики фона оцениваются с учетом различных классов подстилающей поверхности: “травя”, “бетон”, “лес”, в том числе в качестве

отдельного класса принята и радиолокационная тень. На рис. 4 представлены плотности вероятностей, аппроксимирующие функции распределения вероятностей (гауссовское, гамма, Рэлея) и

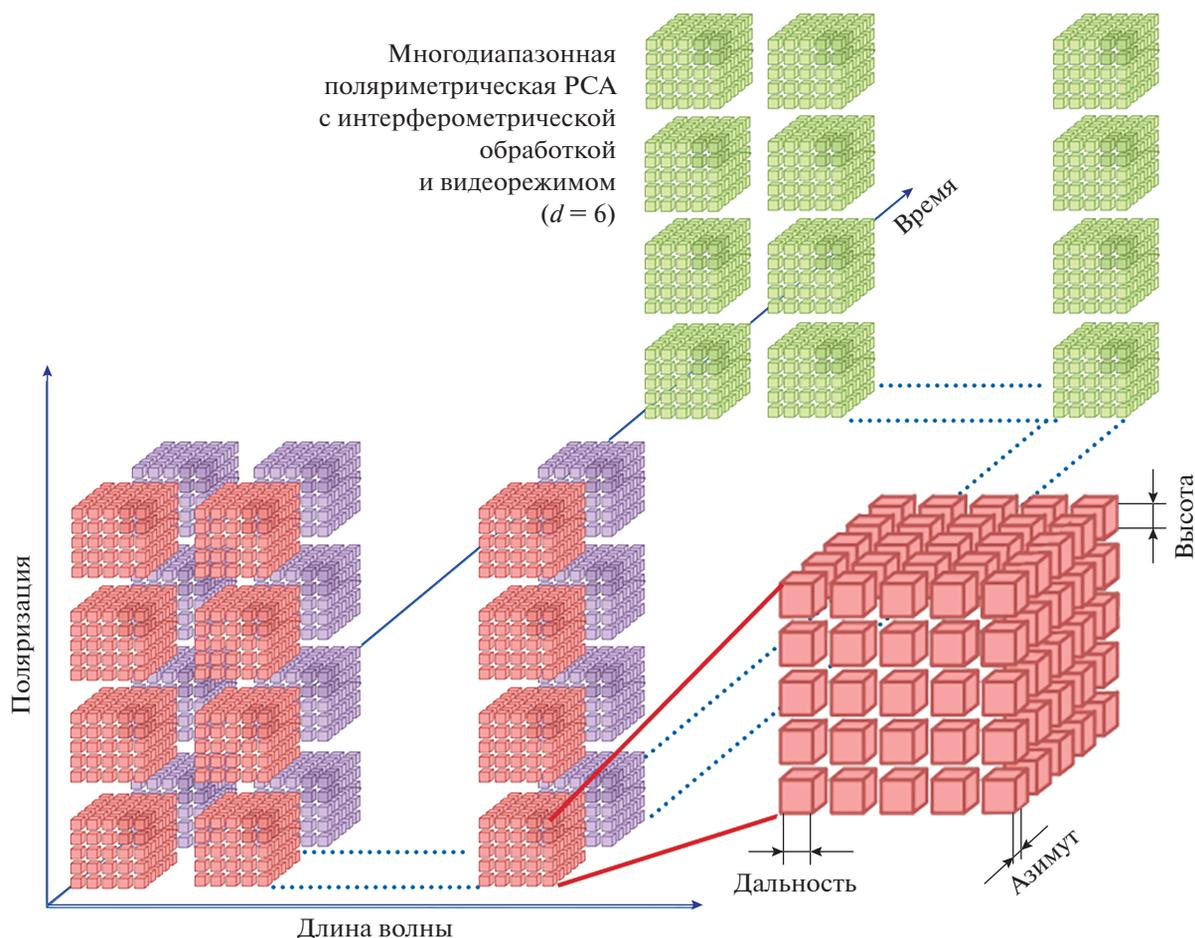


Рис. 3. Модель формирования многомерного куба радиолокационных данных.

нормированные корреляционные моменты K однородных участков, соответствующих указанным классам подстилающей поверхности и объектов.

В качестве выводов в статье [4] указано, что невозможно все РЛИ аппроксимировать какой-либо одной функцией распределения вероятностей, а узкий пик нормированного корреляционного момента $K(\mu)$ в пределах 1–3 пикселей свидетельствует о наличии спекл-шума, который носит мультипликативный характер и обуславливает сложность реализации оптимальной обработки РЛИ.

4. ОБРАБОТКА МНОГОМЕРНЫХ ИЗОБРАЖЕНИЙ

В настоящее время сформулирована и поддерживается мировым научным сообществом концепция автоматической обработки РЛИ (рис. 5) [14]. На приведенной на рис. 5 схеме показано, что обработка РЛИ состоит из трех этапов: обнаружения, в том числе определения областей интереса, низкоуровневой классификации (фильтрации лож-

ных объектов) и высокоуровневой классификации (распознавания).

Как следует из рис. 5, вычислительная сложность в процессе анализа растет, при этом объем обрабатываемых данных сокращается. В случае нескольких РЛИ, полученных при разных параметрах РСА и условиях съемки, возникают трудности с сопоставлением изображений и принятием решений, поскольку отсутствует избыточность вследствие различий характера отражений ЭМ-волн на разных частотах.

Результаты анализа современных решений в области комплексирования РЛИ показали, что обработка изображений может производиться на трех уровнях: данных (пикселей), признаков и решений (рис. 6). С помощью РСА формируются РЛИ, которые согласно рис. 6а попиксельно совмещаются в одно изображение, а затем вычисляются признаки и принимается решение об отнесении к кластеру при сегментации, об объекте и его координатах при обнаружении или о номере класса/типа при распознавании. При комплексировании на уровне признаков (рис. 6б) по каждо-

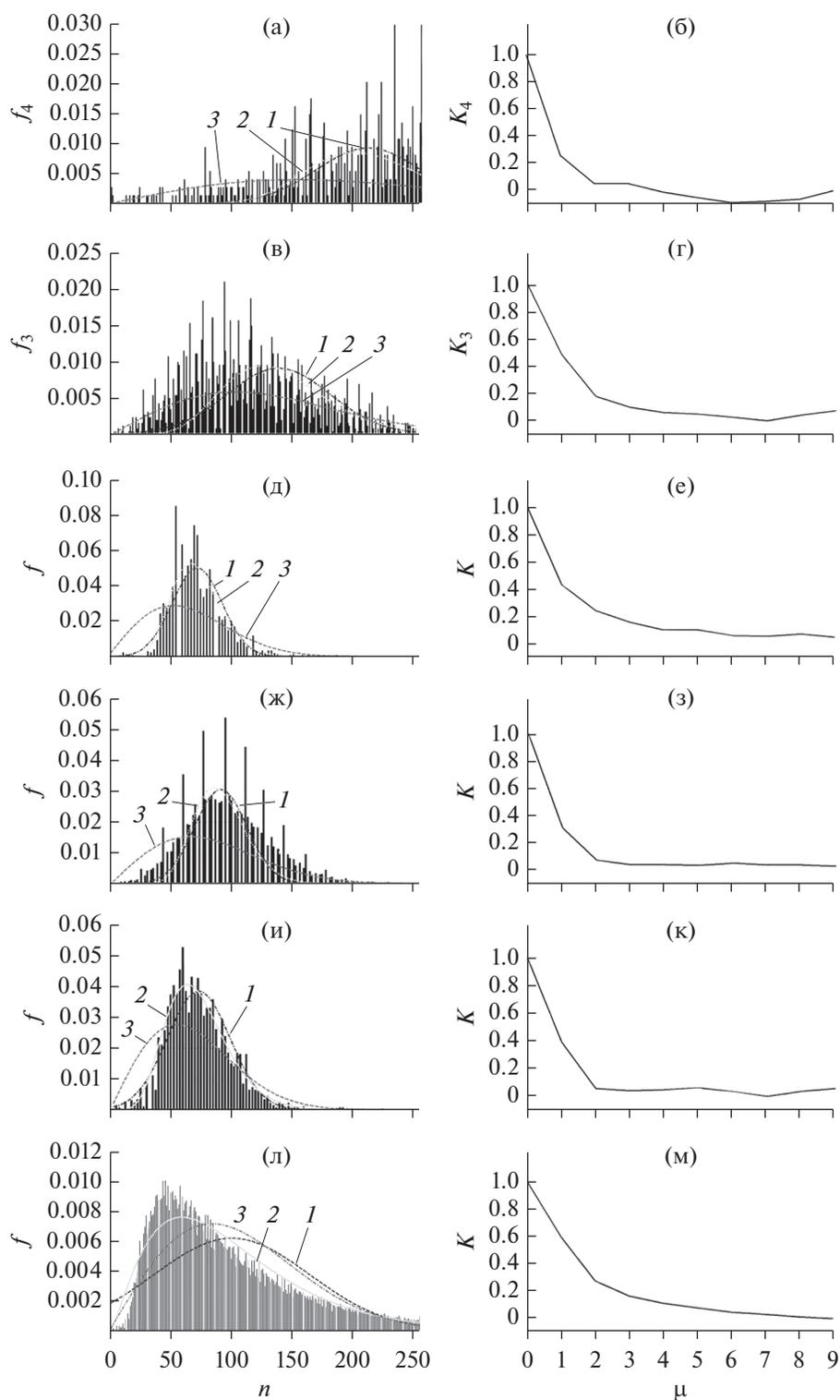


Рис. 4. Плотности вероятностей значений яркости – гауссовское 1, гамма 2 и Рэля 3 (слева) – и корреляционные функции (справа) однородных участков РЛИ, соответствующих “блестящим точкам” (а, б), поверхности объекта (в, г), радиолокационной тени (д, е), траве (ж, з), бетону (и, к) и лесу (л, м).

му из сформированных РЛИ вычисляются отдельные признаки, образующие единый признак, по которому и принимается решение. Совмест-

ная обработка решений (рис. 6в) предполагает раздельное для каждого РЛИ вычисление признаков и принятие по ним решений, которые в итоге



Рис. 5. Концепция автоматического анализа РЛИ.

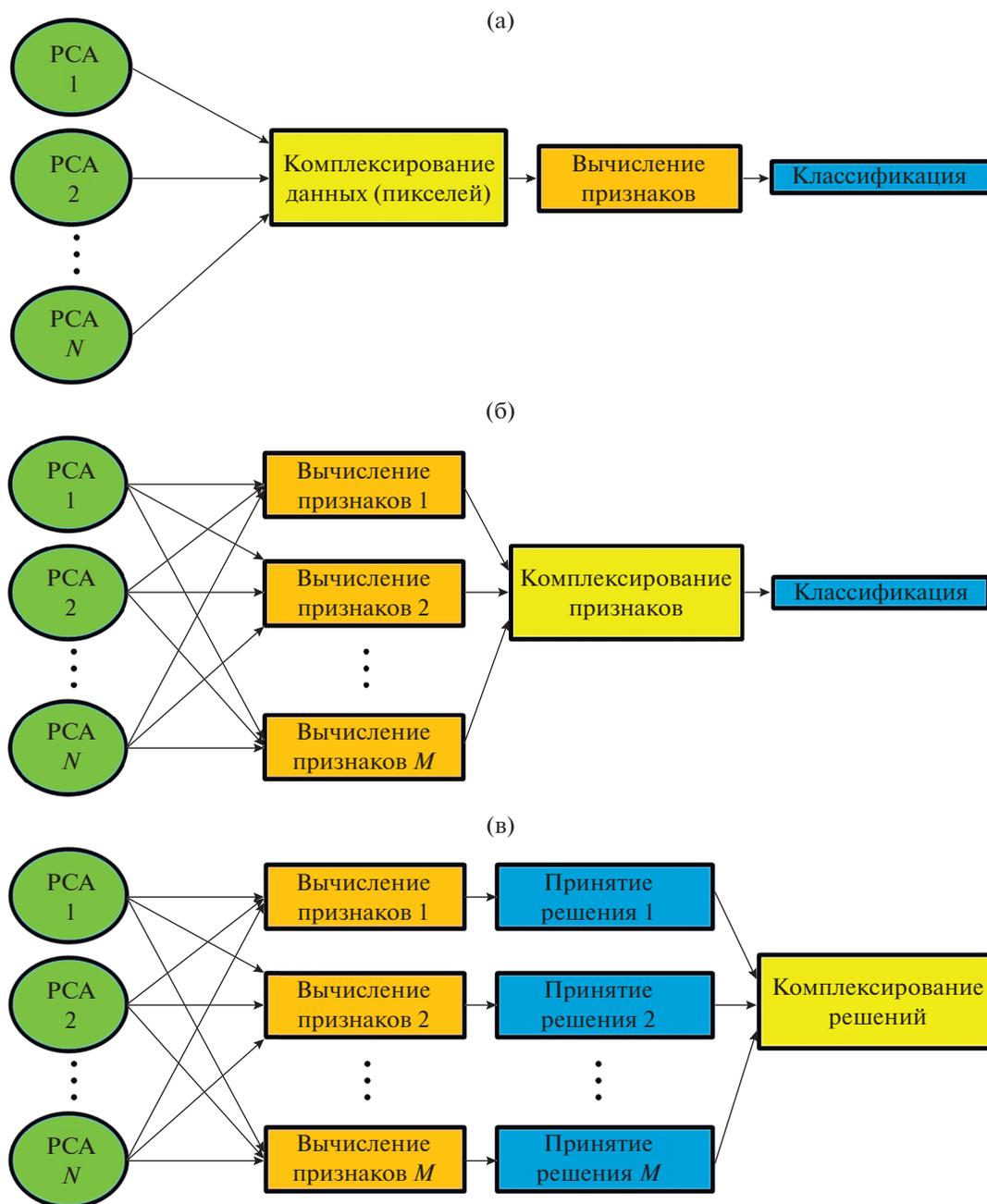


Рис. 6. Комплексирование РЛИ на уровнях пикселей (а), признаков (б) и решений (в).

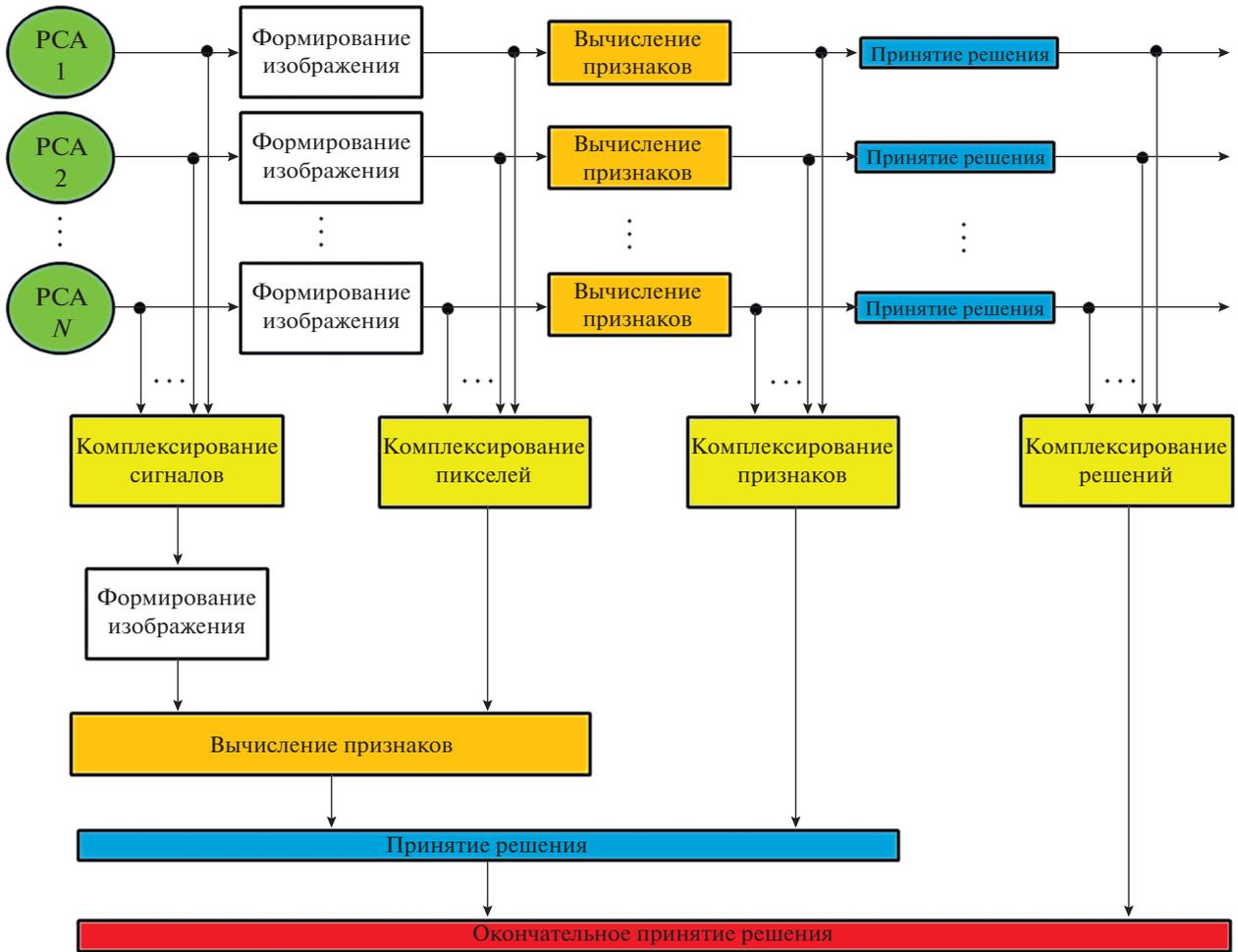


Рис. 7. Схема комплексирования на всех уровнях.

комплексуются по некоторым правилам в одно решение.

Следует отметить, что одним из наиболее часто используемых при комплексировании подходов является снижение размерности пространства данных или признаков различными методами (например, методы дисперсионного анализа, регрессии, главных компонент и т.п.), что неизбежно ведет к снижению информативности и достоверности результатов вследствие нарушения принципа целостности сложной системы. Так, в [7] показано, что анализ многомерных случайных процессов в многоканальных системах сводится к определению моментных (кумулянтных) функций или плотности вероятности процесса на выходе одного из выходов или же к определению смешанных моментов на выходе нескольких выходов. Однако вычисления в таком случае становятся громоздкими и трудоемкими. При этом из условия согласованности плотностей вероятностей следует, что размерность d -мерной плотности вероятностей

снижается путем интегрирования по “лишним” аргументам.

Один из наиболее общих подходов, отражающих логику современного комплексирования с учетом признаков всех уровней, представлен на рис. 7 и подробно описан в [15]. В этом случае частные решения могут приниматься на всех уровнях, однако окончательное решение выбирается по совокупности решений.

Как показывает практика, такой подход имеет весьма существенный недостаток — значительные вычислительные затраты, которые невозможно реализовать в большинстве случаев, например на борту воздушного судна или беспилотного летательного аппарата (БПЛА). Кроме того, на основе представленной схемы невозможно осуществить комплексирование многомерных РЛИ по указанным вначале причинам.

Одним из динамичных трендов современной науки в области комплексирования изображений выступает применение математического аппарата

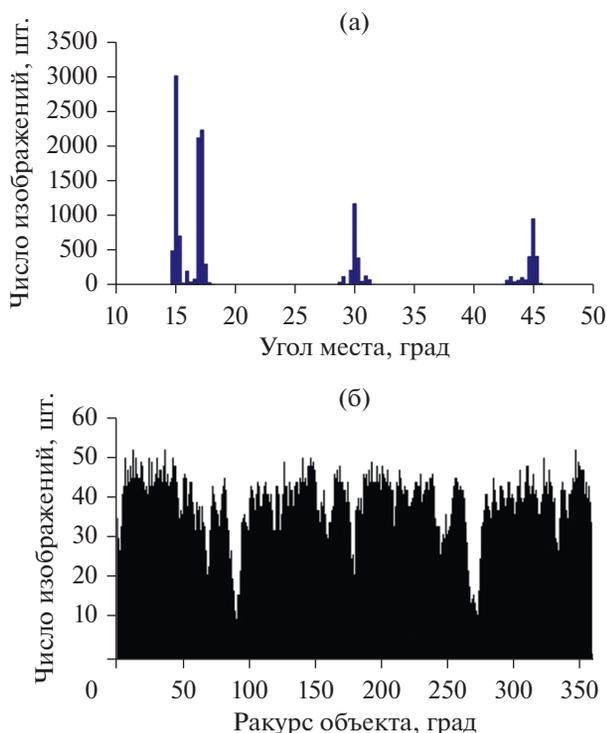


Рис. 8. Гистограммы распределения числа РЛИ базы MSTAR по условиям наблюдения: а) по углу места, б) по ракурсу объектов.

та вейвлет-преобразования [16, 17], в том числе на основе фрактальных признаков [18]. Несмотря на удобство использования и расширенные возможности, такой подход позволяет учесть отличия в разрешающей способности каналов РСА лишь за счет радиометрической калибровки, что обуславливает большую трудоемкость и невысокую точность обработки. Кроме того, слияние изображений с помощью вейвлет-преобразований обусловлено строго заданными масштабами и, в принципе, является частным случаем фрактальной концепции.

5. ТЕКСТУРНО-ФРАКТАЛЬНЫЙ АНАЛИЗ РЛИ

Как показано в работах [6, 19–27] по обнаружению и распознаванию наземных объектов на двумерных РЛИ, с помощью текстурных и фрактальных признаков имеется возможность существенно сократить вероятность ложной тревоги. В работе [28] проведен статистический анализ значений фрактальной размерности (ФР) РЛИ объектов открытой части (около 14000 изображений) базы данных MSTAR [29]. Количественная характеристика экспериментальной выборки изображений в зависимости от условий наблюдения представлена на рис. 8.

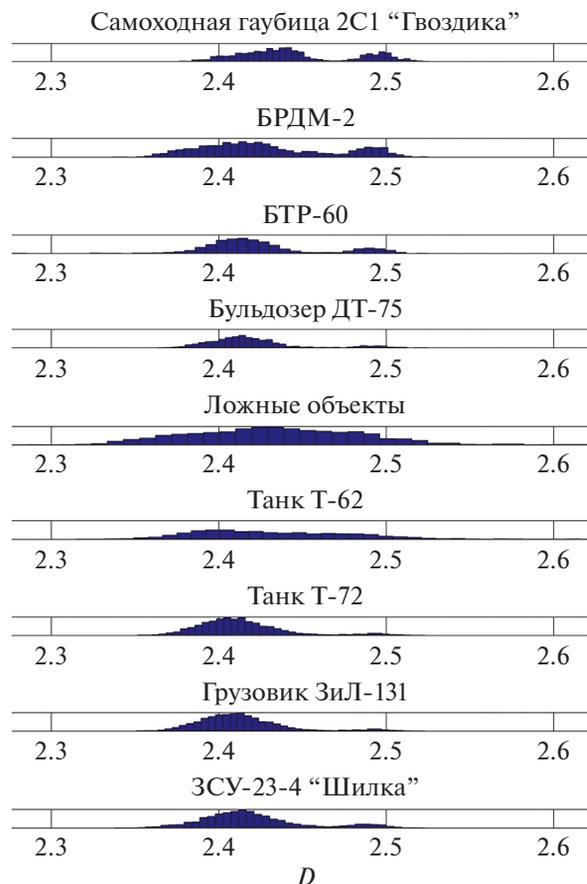


Рис. 9. Гистограммы распределения значений ФР РЛИ различных типов объектов, обобщенные по всем условиям наблюдения.

Оценка значений ФР в данном вычислительном эксперименте производилась методом итерационных покрытий [6, 30], как наиболее точным из всего многообразия подходов к ее измерению. Как итоговый результат на рис. 9 показаны плотности вероятностей значений ФР D , обобщенные по всем имеющимся углам места и ракурсам объектов.

Как видно из рис. 9, плотности вероятностей ФР, за исключением ложных объектов, носят бимодальный характер, обусловленный наличием в выборке изображений, полученных при малых углах наблюдения (в частности, при 45°). Большой разброс значений ФР-изображений, соответствующих ложным объектам, свидетельствует о действительной возможности достоверного обнаружения объектов. По приведенным результатам можно сделать вывод о том, что при распознавании объектов необходимо учитывать так называемую “тонкую структуру” РЛИ с помощью более информативных топологических фрактальных признаков — фрактальной сигнатуры, мультифрактальной сигнатуры и полей фрактальных

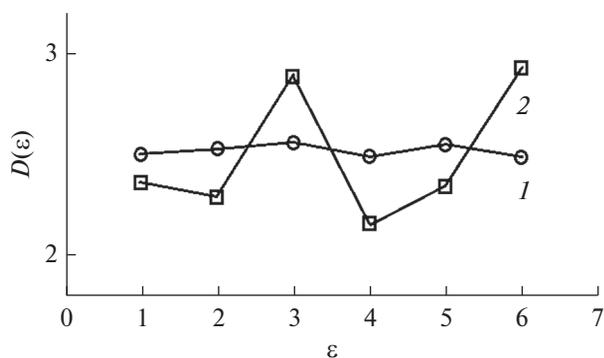


Рис. 10. Фрактальные сигнатуры изображений самоподобных текстур (1) и антропогенных объектов на них (2).

признаков, рассчитанных попиксельно для всего РЛИ [6].

По результатам исследования фрактальных сигнатур, приведенным в [6, 31] и частично представленным на рис. 10, можно сделать вывод о том, что для самоподобных текстур фрактальная сигнатура имеет вид, близкий к линейному с постоянным значением ФР (кривая 1), а для антропогенных — проявляет сингулярные свойства в виде произвольной ломаной (кривая 2) на отдельных масштабах анализа.

Линейный вид фрактальной сигнатуры изображений с самоподобной текстурой свидетельствует о возможности проведения совместной (комплексной) текстурно-фрактальной обработки многомерных РЛИ.

6. ТЕКСТУРНО-ФРАКТАЛЬНАЯ ОБРАБОТКА МНОГОМЕРНЫХ РЛИ

В данной работе предложен *новый подход* к текстурно-фрактальной обработке РЛИ многодиа-

пазонной РСА, в котором значение длины волны каждого канала РСА рассматривается как некоторая мера на определенном масштабе. Такой подход в полной мере поясняется рис. 11 и хорошо укладывается в положение о ФР [5, 6]. Если на рис. 11 рассматривать длину волны как меру, то в каждом из частотных диапазонов ЭМ-волн (например, L, S, C, X, K_u) отражающими будут согласованные с длиной волны элементы объекта — в данном случае это ствол, крупные и мелкие ветки дерева, а также листья.

При этом, как показывают результаты исследований [6, 11], в качестве меры следует рассматривать не длину волны или рабочую частоту, а разрешающую способность каналов РСА. Тогда с учетом линейных размеров типового объекта воздушной разведки, например танка или бронетранспортера, появляется возможность построить график зависимости числа элементов изображения $N(\epsilon)$, занимаемых объектом (кривая 1), от разрешения РСА в терминах фрактальной теории (рис. 12).

Если рассматривать такой график с точки зрения классического способа расчета ФР D согласно известному выражению

$$D = \lim_{\epsilon \rightarrow 0} \frac{\ln(N(\epsilon))}{\ln(1/\epsilon)}, \quad (2)$$

то разрешающая способность РСА — не что иное, как масштаб анализа ϵ . Значение ФР будет определяться тангенсом угла наклона аппроксимирующей линии 2. Исходя из этого, можно утверждать, что чем ближе к аппроксимирующей функции реальные значения, тем точнее можно определить фрактальную размерность. Если в соответствии с расчетной выборкой $N(\epsilon)$ определить площадь объекта в зависимости от масштаба, то график зависимости площади от масштаба анализа ϵ бу-

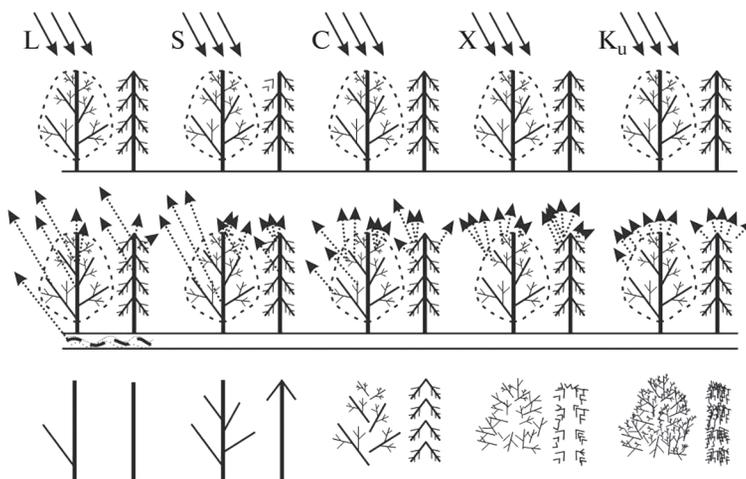


Рис. 11. Отражающие элементы деревьев как суть фрактальной концепции отражения ЭМ-волн L-, S-, C-, X-, K_u-диапазонов частот.

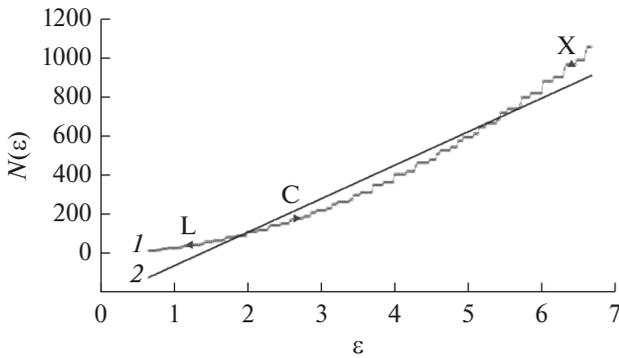


Рис. 12. Расчетная зависимость числа пикселей изображения, соответствующих объекту, от разрешения РСА (темными треугольниками обозначены значения разрешающей способности реальных образцов РСА L-, C- и X-диапазонов).

дет иметь зигзагообразный вид (кривая 1), представленный на рис. 13.

В соответствии с предположением, что площадь объекта на РЛИ можно определить как

$$S(\delta) = k\delta^{-D}, \quad (3)$$

при использовании этой степенной функции в качестве аппроксимирующей, получаем кривую 2, которая, в отличие от линейной 3, хорошо описывает расчетную и реальную зависимости, приближаясь к реальному значению 4. С помощью модели нелинейной регрессии определены $k = 27.658$, $D = 0.098119$. Полученная степенная зависимость подтверждает возможность применения математического аппарата фрактальной теории для комплексирования многодиапазонных РЛИ. Кроме того, таким способом можно обосновать выбор разрешающей способности каждого канала многодиапазонной РСА.

В связи с тем, что при обеспечении соответствия значений разрешающей способности по дальности и азимуту в каждом из каналов РСА требуется в соответствии с выражением

$$\frac{c}{2\Delta f} = \frac{R\lambda}{2V_n T_c \cos \varphi}, \quad \text{откуда} \quad T_c = \frac{\Delta f R \lambda}{c V_n \cos \varphi} \quad (4)$$

при всех известных характеристиках РСА (максимальной дальности R , длине волны λ , ширине спектра Δf) варьировать единственный параметр — интервал синтезирования T_c , длина полосы обзора в каждом канале будет различной, что поясняется рис. 14.

В работе предложено ранжировать исходные изображения в порядке убывания значений несущих частот или ширины спектра зондирующих сигналов, на которых они получены, а затем определять базовое изображение по критерию

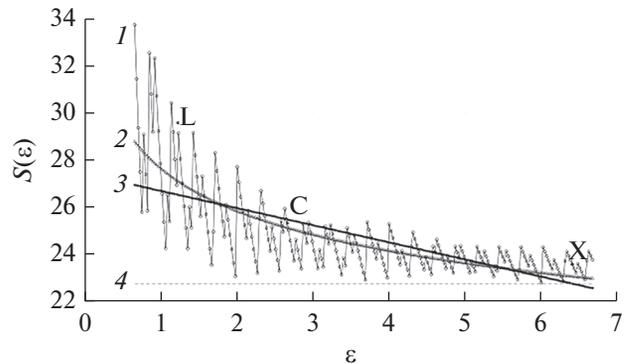


Рис. 13. Расчетная зависимость площади объекта на РЛИ от разрешения РСА (темными треугольниками обозначены значения разрешающей способности реальных образцов РСА L-, C- и X-диапазонов соответственно): кривая 1 — выборка, кривая 2 — фрактальная модель $y = kx^{-D}$, кривая 3 — линейная аппроксимация $y = kx + b$, кривая 4 — реальная площадь объекта.

максимальной частоты зондирующего сигнала, как наиболее информативное.

Для каждого исходного n -го изображения необходимо вычислить масштаб ε_n согласно выражению

$$\varepsilon_n = \left\lceil \frac{w_n - 1}{2} \right\rceil, \quad (5)$$

где $\lceil * \rceil$ — операция округления к большему, n — порядковый номер ранжированного изображения, $w_n = \lceil l_0 / \delta_n \rceil = \lceil 2\Delta f_n l_0 / c \rceil$ — число элементов изображения, соответствующих линейному размеру l_0 некоторого эталонного объекта, c — скорость распространения ЭМ-волн.

Участок сцены, соответствующий базовому изображению, согласно рис. 14 вырезается на остальных изображениях относительно середины интервалов накопления зондирующих сигналов T_{cn} (фазовых центров синтезированной апертуры антенн). Поскольку для обеспечения одинаковой дальности обнаружения, а также в случае различной чувствительности приемников РСА в каждом частотном канале РСА требуется различная мощность излучения, то необходимо выравнивание динамического диапазона РЛИ. Значения динамического диапазона исходных РЛИ существенно отличаются между собой в силу указанных в предыдущем предложении причин (рис. 15а).

Как показано в [32], нормировка динамического диапазона может быть осуществлена несколькими способами. С учетом вычисленных масштабов каждого РЛИ ε_n их динамический диа-

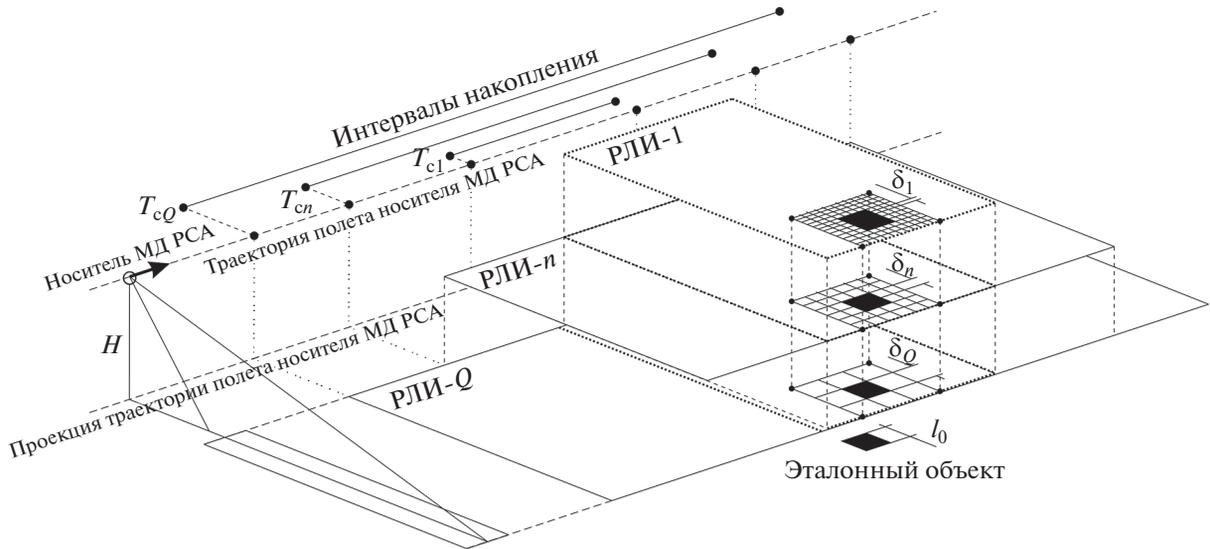


Рис. 14. Геометрия съемки многодиапазонной РСА.

пазон может быть выравнен, например, согласно выражению

$$z_{\varepsilon n} = \frac{z_n - \min(z_n)}{\max(z_n) - \min(z_n)} + \varepsilon_n, \quad (6)$$

где $z_{\varepsilon n}$ – множество значений яркости элементов преобразованного n -го изображения с учетом масштаба, z_n – множество значений яркости элементов исходного n -го изображения, $\min(z_n)$ и $\max(z_n)$ – минимальное и максимальное значения яркости исходного n -го изображения соответственно.

Непосредственно комплексирование проводится путем формирования поля мультифрактальных размерностей $\mathbf{D}(i, j)$, $i = 1, \dots, M$, $j = 1, \dots, N$, для этого в скользящем окне размером $W \times W$, где $W = 2\varepsilon + 1$ – нечетное целое число, рассчитывается локальная мультифрактальная размерность L_q [33]

$$L_q = \frac{1}{|q|} \lim_{\varepsilon \rightarrow 0} \frac{\ln(I(q, \varepsilon))}{\ln(1/\varepsilon)}, \quad \text{при } q \neq 0, \quad (7)$$

где q – порядок скейлингового момента; при $q = 1$ локальная мультифрактальная размерность соответствует фрактальной размерности, при $q \neq 1$ выявляются мультифрактальные свойства, которые также возможно использовать при комплексировании;

$$I(q, \varepsilon) = \alpha \sum_i^W \sum_j^W \mu_\varepsilon(i, j)^q \quad (8)$$

– обобщенная статистическая сумма;

$$\alpha = \frac{\sum_i^W \sum_j^W |z_\varepsilon(i, j) - z(i, j)|}{\varepsilon_n - \varepsilon_6}; \quad (9)$$

ε_6 – масштаб базового изображения z ;

$$\mu_\varepsilon(i, j) = \frac{|z_\varepsilon(i, j) - z(i, j)|}{\sum_i^W \sum_j^W |z_\varepsilon(i, j) - z(i, j)|}. \quad (10)$$

Вычисленные таким способом значения L_q каждого центрального элемента скользящего окна запоминаются в соответствующем элементе двумерной матрицы $\mathbf{D}(i, j)$, $i = 1, \dots, M$, $j = 1, \dots, N$, а в случае $q \neq 1$ – в соответствующем элементе трехмерной матрицы $\mathbf{D}(q, i, j)$, содержащей элементы исходных РЛИ одной и той же сцены, полученных одновременно в различных частотных диапазонах.

Структурная схема предлагаемой в работе текстурно-фрактальной обработки многодиапазонных РЛИ представлена на рис. 16. После получения исходных двумерных цифровых полутоновых изображений $(z_1, \dots, z_n, \dots, z_Q)$ и соответствующих им значений несущих частот $(f_{01}, \dots, f_{0n}, \dots, f_{0Q})$ или ширины спектра $(\Delta f_1, \dots, \Delta f_n, \dots, \Delta f_Q)$ зондирующих сигналов проводится процедура I (см. рис. 16) ранжирования в порядке убывания значений несущей частоты f_{0n} , $n = 1, \dots, Q$ или ширины спектра Δf_n зондирующих сигналов, с помощью которых они получены, определения наиболее информативного (базового) изображения z и вычисления масштаба ε_n исходных изображений, далее на

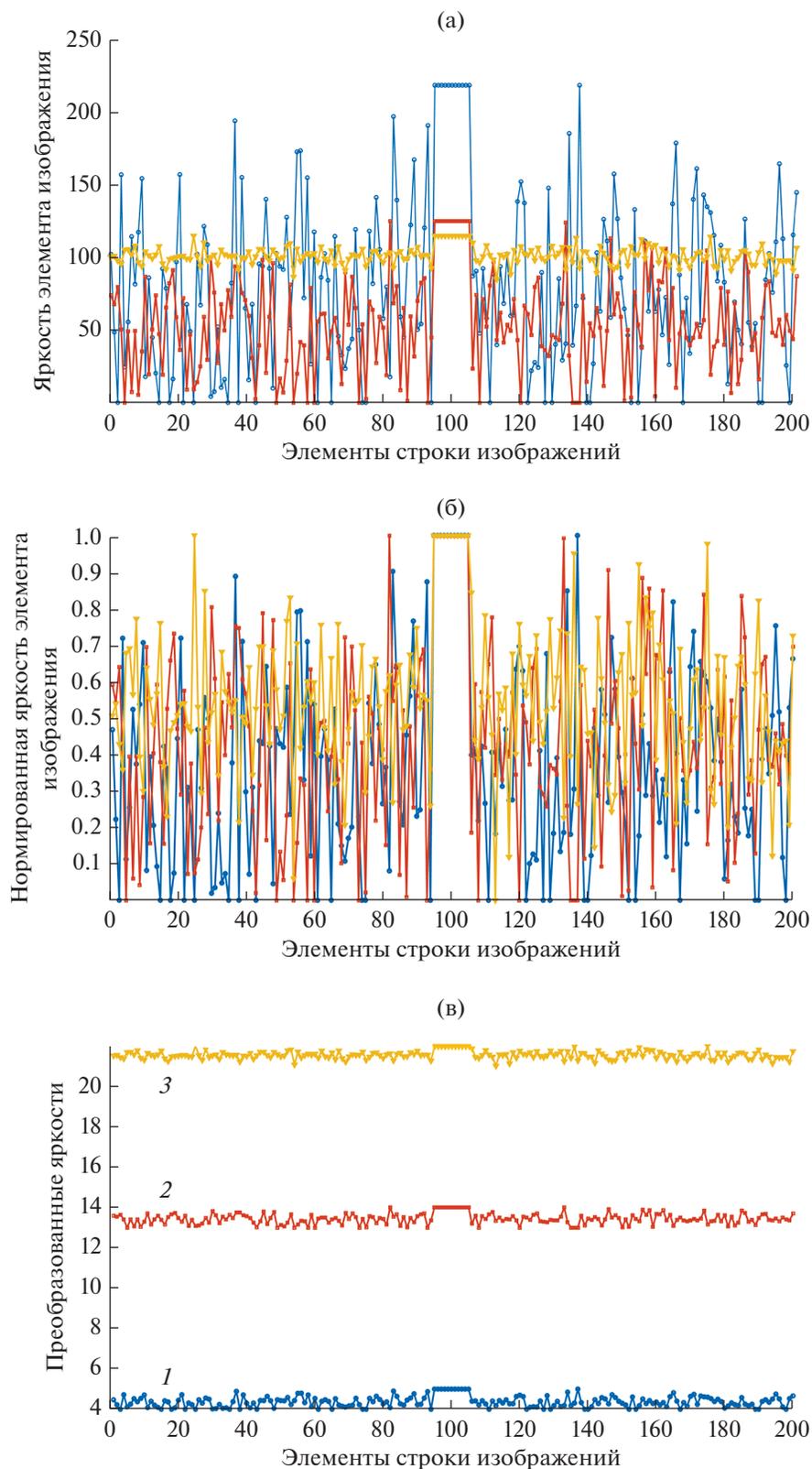


Рис. 15. Значения яркостей строки трех исходных РЛИ (а), преобразованных РЛИ согласно [32] без учета их масштабов (б) и преобразованных с учетом масштабов ϵ_n (в) для РЛИ-1 с $\epsilon = 21$ (кривая 1), РЛИ-2 с $\epsilon = 13$ (кривая 2), РЛИ-3 с $\epsilon = 4$ (кривая 3).

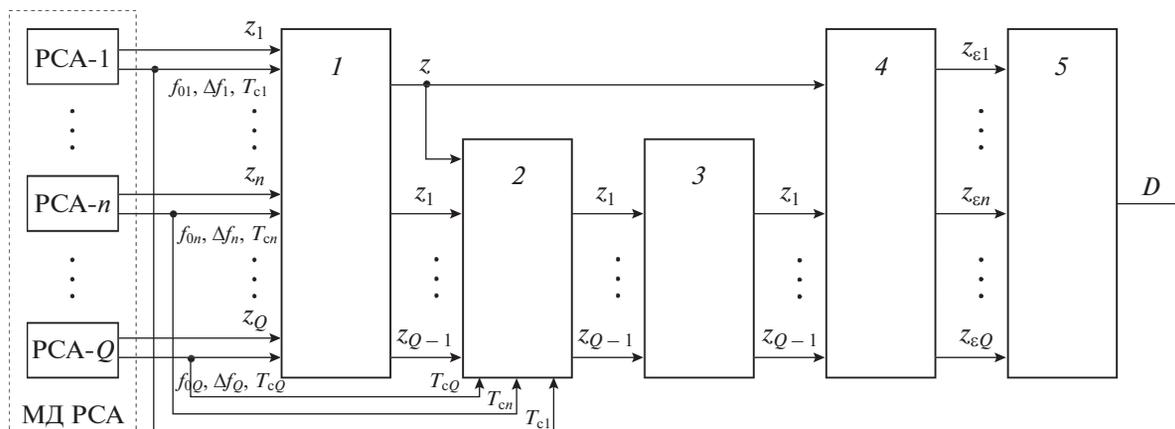


Рис. 16. Схема текстурно-фрактальной обработки многодиапазонных РЛИ: 1 – ранжирование, 2 – выделение участка сцены базового изображения, 3 – приведение изображений к разрешению базового изображения, 4 – выравнивание динамического диапазона, 5 – вычисление поля мультифрактальных размерностей.

остальных изображениях проводится процедура 2 выделения участка сцены базового изображения относительно середины интервалов накопления зондирующих сигналов ($T_{c1}, \dots, T_{cn}, \dots, T_{cQ}$), а также процедура 3 приведения выделенных участков изображений к разрешению базового изображения $M \times N$ пикселей, затем проводится процедура 4 выравнивания динамического диапазона всех изображений, в том числе и базового, например, путем нормировки с учетом вычисленных масштабов ε_n . Преобразованные таким образом изображения подвергаются процедуре комплексирования 5 (см. рис. 16), основанной на формировании с помощью скользящего окна размером $W \times W$ двумерного или трехмерного поля мультифрактальных размерностей D .

7. ОБСУЖДЕНИЕ ПОЛУЧЕННЫХ РЕЗУЛЬТАТОВ

Поскольку получить достаточную выборку изображений, сформированных одновременно в нескольких частотных диапазонах, весьма затруднительно, в работе были использованы результаты имитационного моделирования изображений с объектом типа танк при различных условиях наблюдения. Модель формирования РЛИ объекта представляет собой совокупность моделей одноканальных РСА с возможностью задания параметров полета носителя РСА, несущей частоты и ширины спектра зондирующего сигнала, известной модели распространения ЭМ-волн, факетной модели подстилающей поверхности и факетной модели объекта, позволяющей рассчитывать ЭПР объекта в каждом элементе разрешения РСА модифицированным методом геометрической оптики [34] или одним из методов физической оптики. Кроме того, в известной модели формирования

РЛИ объекта дополнительно реализованы возможности получения радиолокационной тени от объектов (рис. 17а–17д), имитации воздействия гауссовской помехи с контролируемым отношением сигнал/(помеха + шум) (рис. 17е–17к) и маскирующего эффекта специальных радиопоглощающих покрытий (рис. 17л–17п).

В качестве примера текстурно-фрактального комплексирования РЛИ многодиапазонной РСА на рис. 18 приведены результаты обработки изображений одного и того же объекта (см. рис. 17), синтезированных на разных частотах с различным разрешением для трех указанных случаев: рис. 18а – для рис. 17а–17д, рис. 18б – для рис. 17е–17к, рис. 18в – для рис. 17л–17п.

Следует отметить, что, как видно из примеров результата совместной обработки, благодаря существенным отличиям текстур РЛИ подстилающей поверхности и объекта удается получить достоверный результат. Однако в случае объекта, замаскированного для всех диапазонов (см. рис. 17л–17п), отчетливо наблюдается только радиолокационная тень, что обуславливает необходимость ее учета в качестве дополнительного признака обнаружения. Поскольку мероприятия по маскированию объектов выполняются чаще всего только для некоторых диапазонов, достоверность результатов ожидается существенно лучшей.

Для оценки эффективности предложенного способа сформирована выборка модельных изображений нескольких объектов (танков и бронетранспортеров) при разных условиях наблюдения с различным разрешением, соответствующим характеристикам реальных одноканальных РСА различных диапазонов. Обобщенные результаты оценки энтропии всех РЛИ по отдельности и результатов их комплексирования представлены на рис. 19.

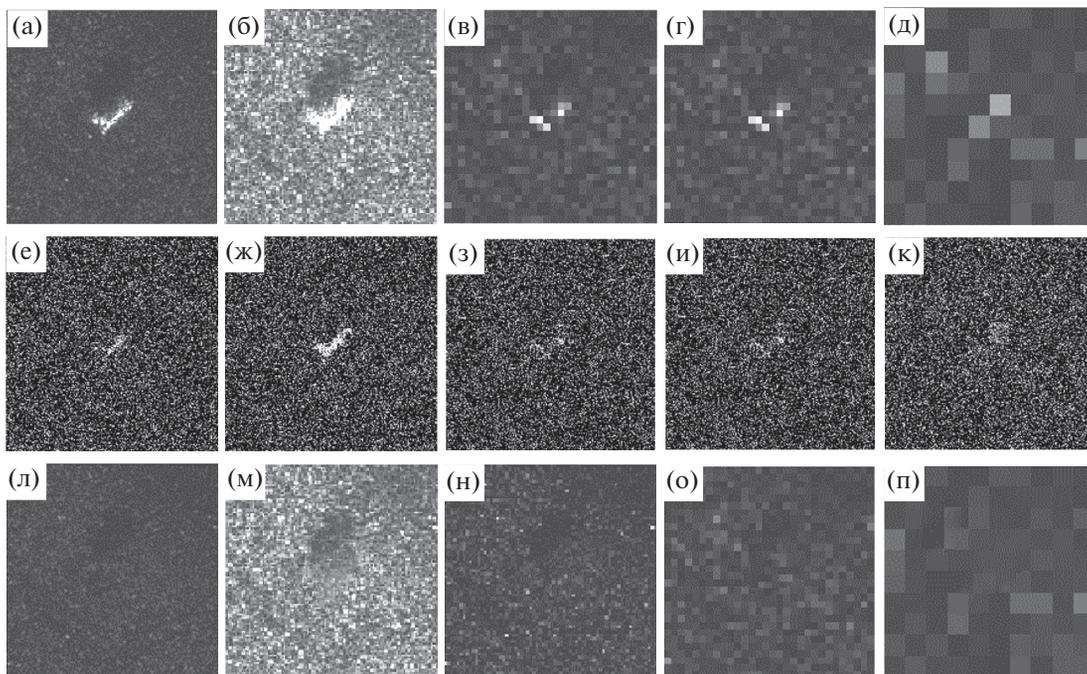


Рис. 17. Пример многодиапазонных РЛИ объекта типа “танк”, сформированных в разных частотных диапазонах (а)–(д), РЛИ с помеховым воздействием (е)–(к), РЛИ с замаскированным объектом (л)–(п); яркость и контрастность изображений изменены для наглядности.

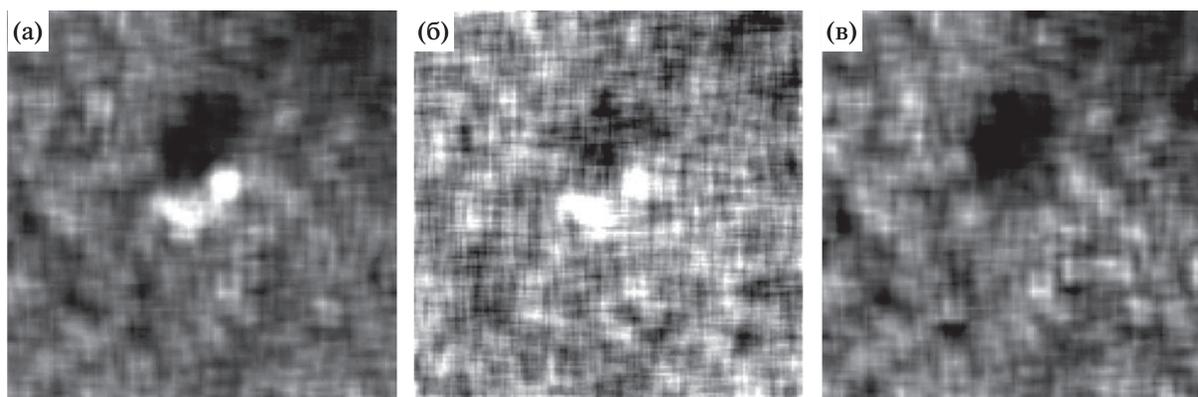


Рис. 18. Пример результатов совместной текстурно-фрактальной обработки многодиапазонных РЛИ: исходных (а), после воздействия помехи (б), с применением маскировки объекта (в).

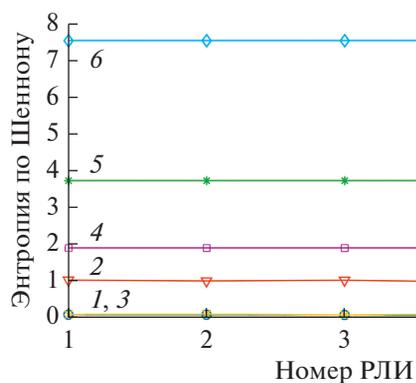


Рис. 19. Значения энтропии исходных РЛИ (1–3) и комплексированных изображений (4–6): исходные (1), с помехой (2), с замаскированным объектом (3), комплексированных по исходным РЛИ (4), комплексированных по зашумленным РЛИ (5), комплексированных по РЛИ с замаскированным объектом (6).

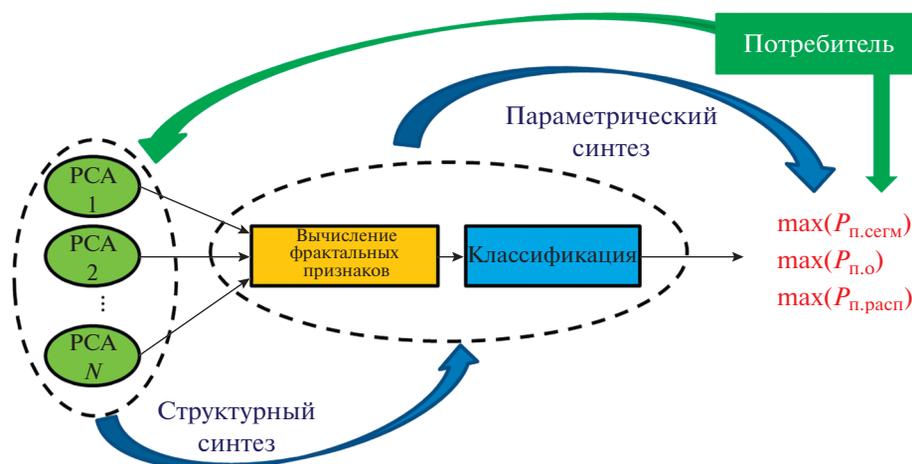


Рис. 20. Схема структурно-параметрического синтеза системы текстурно-фрактальной обработки многомерных РЛИ ($P_{п.сегм}$, $P_{п.о}$, $P_{п.расп}$ – вероятности правильной сегментации, обнаружения и распознавания соответственно).

Как видно из графиков, информативность каждого из исходных РЛИ оказалась в среднем не менее чем на 37% ниже, чем у результирующего, что подтверждает высокую эффективность предложенного способа.

В соответствии с поставленной задачей, для дальнейшей работы формализована схема структурно-параметрического синтеза системы оптимальной текстурно-фрактальной обработки многомерных РЛИ (рис. 20).

Так, согласно приведенной схеме, потребитель тематической информации сначала определяет целевую функцию – классификация (сегментация) подстилающей поверхности, обнаружение или распознавание объектов, определяемые требованиями к соответствующим вероятностям. На этой основе автоматически формируется состав сенсоров и структура вычислительной системы (структурный синтез), затем определяются параметры вычислителя, обеспечивающие заданные характеристики.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Несмотря на существование в настоящее время методов, способов и алгоритмов текстурно-фрактальной обработки двумерных изображений, задача эффективного комплексирования многомерных РЛИ до сих пор не решена. С учетом результатов статистического анализа значений яркости и фрактальной размерности двумерных РЛИ в работе предложен новый способ комплексирования РЛИ многодиапазонной PCA, основанный, в отличие от известных, на одновременном вычислении скользящим окном по всем исходным РЛИ локальных мультифрактальных размерностей методом итерационных покрытий, позволяющий

существенно повысить информативность изображений, оцениваемую по энтропии.

Представленная схема структурно-параметрического синтеза позволяет говорить об оптимальности текстурно-фрактальной обработки многомерных изображений, поскольку критерием эффективности служит максимум одной или одновременно нескольких вероятностных характеристик – классификации (сегментации), обнаружения или распознавания в зависимости от решаемых системой задач.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Методы компьютерной обработки изображений / Под ред. В.А. Сойфера. М.: Физматлит, 2003.
2. Кузнецов В.А., Гончаров С.А. // Системы управления, связи и безопасности. 2017. № 3. С. 28.
3. Радиолокационные системы воздушной разведки, дешифрирование радиолокационных изображений / Под ред. Л.А. Школьного. М.: ВВИА, 2008.
4. Кузнецов В.А. // Телекоммуникации. 2012. № 10. С. 31.
5. Mandelbrot B.B. The Fractals Geometry of Nature. N.Y.: Freeman, 1982.
6. Потанов А.А. Фракталы в радиофизике и радиолокации: Топология выборки. М.: Университетская книга, 2005.
7. Тихонов В.И. Статистическая радиотехника. М.: Сов. радио, 1966.
8. Тихонов В.И., Харисов В.Н. Статистический анализ и синтез радиотехнических устройств и систем. М.: Радио и связь, 2004.
9. Liggins M.E., Hall D.L., Llinas J. Handbook of Multi-sensor Data Fusion. Theory and Practice. Boca Raton: CRC Press, 2009.
10. Heer J., Kandel S. // XRDS: Crossroads, The ACM Magazine for Students, 2012. V. 19. № 1. P. 50.

11. Кузнецов В.А., Марюхненко В.С. // Сб. трудов XXIV Междунар. науч.-техн. конф. “Радиолокация, навигация, связь”. 17–19 Апр. 2018. Воронеж: ООО “Вэлборн”, 2018. Т. 4. С. 26.
12. Rosario D.S. // Proc. SPIE. 2000. V. 4053. P. 677.
13. Rodkey D.L. // Record of the Forty-First Annual Tri-Service Radar Symp. Monterey. Sept. 1995. V. 268105-X. P. 39.
14. Кузнецов В.А., Марюхненко В.С., Миронов Б.М., Потоцкий А.Н. // Вест. Воронеж. гос. ун-та. Сер.: Системный анализ и информационные технологии. 2017. № 2. С. 5.
15. Dong J., Zhuang D., Huang Y., Fu J. // Sensors. 2009. V. 9. P. 7771.
16. Tan L., Chen Y., Zhang W. // J. Phys. Conf. Series. 2019. V. 1284. P. 1.
17. Karhe R.R., Chandrate Y.V. // Int. J. Advanced Engineering, Management and Science. 2016. V. 2. № 3. P. 1.
18. Wang Z., Tie Y., Li S., Li D. // Proc. 2011 Int. Conf. Mechatronic Science, Electric Engineering and Computer (MEC 2011). Jilin. 19–22 Aug. N.Y.: IEEE, 2011. P. 1213.
19. Kaplan L.M. // IEEE Trans. 2001. V. AES-37. № 2. P. 436.
20. Novak L.M., Owirka G.J., Netishen C.M. // Lincoln Laboratory J. 1993. V. 3. № 1. P. 11.
21. Потапов А.А. // Тез. докл. Всес. конф. “Математические методы распознавания образов (ММРО-IV)” (Рига, 24–26 окт.1989 г.). Рига: Изд. МИПКРРиС, 1989. Ч. 4. С. 150.
22. Потапов А.А., Галкина Т.В., Орлова Т.И., Хлявич Я.Л. // РЭ. 1990. Т. 35. № 11. С. 2295.
23. Потапов А.А., Галкина Т.В., Орлова Т.И., Хлявич Я.Л. // РЭ. 1991. Т. 36. № 11. С. 2240.
24. Потапов А.А. // Тез. докл. ЛП Научной сессии, посв. Дню радио (Москва, 21–22 мая 1997 г.). М.: Изд. РНТО РЭС им. А.С. Попова, 1997. Т. 1. С. 169.
25. Potapov A.A., German V.A. // Pattern Recognition and Image Analysis. 1998. V. 8. № 2. P. 226.
26. Потапов А.А. // Зарубеж. радиоэлектрон. Успехи современ. радиоэлектрон. 2000. № 6. С. 3.
27. Потапов А.А., Герман В.А. // РЭ. 2000. Т. 45. № 8. С. 946.
28. Кузнецов В.А., Аликулов Е.А., Репин М.А., Маннанов А.Х. // Сб. тез. докл. науч.-техн. конф. “Состояние и перспективы развития современной науки по направлению “Техническое зрение и распознавание образов”. Анапа. 16–17 окт. 2019. Анапа: Военный инновационный технополис “ЭРА”, 2019. С. 201.
29. *Moving and Stationary Target Acquisition and Recognition Data Base*. <https://www.sdms.afml.af.mil/index.php?collection=mstar>.
30. Peleg S., Naor J., Hartley R. // IEEE Trans. 1984. V. PAMI-6. № 4. P. 518.
31. Кузнецов В.А., Потоцкий А.Н. // Успехи. современ. радиоэлектрон. 2017. № 3. С. 39.
32. Гурьянов М.А. // Журн. радиоэлектроники. 2014. № 12. <http://jre.cplire.ru/jre/dec14/9/text.pdf>.
33. Xia Y., Feng D., Zhao R. // IEEE Trans. 2006. V. IP-15. № 3. P. 614.
34. Кузнецов В.А., Амбросов Д.В. Системы управления, связи и безопасности. 2019. № 2. С. 215.

ТЕОРИЯ И МЕТОДЫ
ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ

УДК 623.681.93

ОПТИМИЗАЦИЯ УПРАВЛЕНИЯ
БЕСПИЛОТНЫМИ ЛЕТАТЕЛЬНЫМИ АППАРАТАМИ,
ОБЕСПЕЧИВАЮЩАЯ ИХ СОГЛАСОВАННОЕ ДВИЖЕНИЕ
ПО МАРШРУТУ С ЗАДАННОЙ ТОПОЛОГИЕЙ

© 2022 г. В. С. Верба*

АО «Концерн радиостроения «Вега»,
Кутузовский просп., 34, Москва, 121170 Российская Федерация

*E-mail: mail@vega.su

Поступила в редакцию 08.02.2021 г.

После доработки 08.02.2021 г.

Принята к публикации 11.05.2021 г.

Кратко рассмотрены варианты группового применения беспилотных летательных аппаратов (БПЛА) в различных областях. Среди них выделены особенности группового маршрутного полета с заданной топологией и проанализированы сложности синтеза согласованного адекватного управления участниками группы. Предложены варианты синтеза универсального группового управления, в которых в определенной мере устранены недостатки используемых на практике способов синтеза группового управления. Рассмотрен пример синтеза группового управления для группы из трех БПЛА и приведены результаты исследования его эффективности, подтверждающие возможность высокоточно-го устойчивого группового маршрутного управления со стабилизацией требуемой топологии.

DOI: 10.31857/S0033849422010107

ВВЕДЕНИЕ

В практике современной хозяйственной и военной деятельности все большее применение находят беспилотные летательные аппараты (БПЛА), использование которых позволяет повысить экономичность решения целого ряда транспортных и других задач [1–3]. При этом все больше находит групповое применение БПЛА, позволяющее решать целый ряд сложных технических задач. К таким задачам прежде всего относятся групповые действия как средств нападения [4], так и защиты самого различного назначения [5, 6].

Необходимо отметить, что в этой области существует обширный класс задач группового управления, в рамках которого требуется длительный согласованный полет группы по маршруту с заданной пространственной топологией участников. К таким задачам относятся: мобильный мониторинг больших объемов воздушного пространства и земной поверхности [7], ликвидация последствий различного рода катастроф и т.д.

Весьма специфическим вариантом группового использования БПЛА является формирование на их основе нестационарных антенных фазированных решеток [8], обладающих по сравнению с традиционными стационарными антеннами целым рядом преимуществ, связанных прежде всего с возможностью управления их параметрами за счет изменения числа и взаимного пространственного

расположения приемо-передающих модулей, размещенных на отдельных летательных аппаратах.

Следует отметить, что решение задачи синтеза согласованного управления объектами группы всегда сложнее, чем управление одиночным объектом [9]. Общие подходы к решению задачи группового управления рассмотрены в [9, 10]. Возрастание сложности задачи обусловлено несколькими причинами [11]:

– сложностью описания групповых действий с формулировкой коллективного интереса, который должен реализовать каждый из участников группы;

– возрастанием сложности формирования сигнала управления, одновременно обеспечивающего и выполнение целевого назначения, и обеспечение требуемого положения участников в общей топологии группы с предотвращением их столкновения [12–16];

– значительным возрастанием размерности решаемой задачи одновременного управления всеми участниками группы;

– увеличением сложности информационного обеспечения процедуры формирования сигналов управления.

В зависимости от способов учета этих сложностей на практике применяют различные подходы, основанные на использовании алгоритмов опти-

мизации роя частиц [17, 18], генетических алгоритмов [19], теории игр [20] и иерархического управления [21]. Каждый из этих подходов имеет свои достоинства. Вместе с тем необходимо отметить, что в общем случае они ориентированы на конкретный способ управления (централизованный, с лидером, сетевой) [10], достаточно сложны в реализации, не обеспечивают стабильного управления, требуют высокой вычислительной производительности и не дают возможности проведения анализа связи сигналов управления с параметрами БПЛА и условиями их применения.

В связи с этим весьма востребованным является синтез группового управления, в котором будут снижены перечисленные недостатки.

Цель статьи – разработать упрощенные варианты синтеза универсального группового управления с длительным сохранением заданной топологии участников со сниженными требованиями к вычислительной производительности и оценить возможность их использования в алгоритмах формирования топологии приемо-передающих модулей нестационарных антенн на базе БПЛА. Снижение размерности решаемой задачи можно обеспечить за счет ее декомпозиции, основанной на синтезе управления для отдельного объекта с учетом пространственного положения других участников.

1. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Решение задачи синтеза управления отдельными объектами с учетом состояния всех участников будет выполняться на основе математического аппарата статистической теории оптимального управления в модифицированном варианте решения задачи Летова–Калмана, позволяющем снизить требования к вычислительной производительности системы управления.

При этом будем полагать, что выполняются следующие допущения:

- каждый объект самостоятельно формирует свое управление для текущей ситуации на основе информации о цели, стоящей перед группой, о своем состоянии и состоянии других объектов;

- в оптимизируемом функционале должны учитываться как требования обеспечения маршрута группы, так и требования обеспечения заданной топологии участников;

- информационный обмен между участниками осуществляется в составе локальной сети по принципу “каждый с каждым” [10];

- в качестве оптимального для группы понимается такое управление каждым объектом в текущей ситуации, которое вносит максимально возможный вклад в достижение общей цели, т.е. обеспечивает максимальное приращение общего

функционала при переходе группы из текущего состояния в конечное [22–24].

При таком подходе функционал качества функционирования всей группы I_Σ может быть представлен в виде суммы отдельных функционалов I_i , характеризующих оптимальность управления каждым участником группы:

$$I_\Sigma = \sum_{i=1}^N I_i,$$

где N – число участников группы. Отсюда следует, что минимизация каждого I_i приводит к уменьшению I_Σ . Правомочность такого подхода далее будет продемонстрирована на примере конкретных функционалов качества.

В математическом плане задача формулируется следующим образом. Пусть поведение группы, состоящей из N однотипных объектов, динамика каждого из которых определяется линейной стохастической моделью

$$\dot{\mathbf{x}}_i(t) = \mathbf{F}_i(t) \mathbf{x}_i(t) + \mathbf{B}_i \mathbf{u}_i(t) + \xi_{xi}(t), \quad (1)$$

$$i = 1, N, \quad \mathbf{x}_i(0) = \mathbf{x}_{i0},$$

где

$$\mathbf{x}_i = \begin{bmatrix} \mathbf{x}_{ti}^T & \mathbf{x}_{yi}^T \end{bmatrix}^T \quad (2)$$

– составной вектор, в котором n -мерный вектор

$$\dot{\mathbf{x}}_{ti}(t) = \mathbf{F}_{ti}(t) \mathbf{x}_{ti}(t), \quad \mathbf{x}_{ti}(0) = \mathbf{x}_{ti0} \quad (3)$$

определяет требуемые координаты состояния (программу движения группы), а n -мерный вектор

$$\dot{\mathbf{x}}_{yi}(t) = \mathbf{F}_{yi}(t) \mathbf{x}_{yi}(t) + \mathbf{B}_{yi} \mathbf{u}_i(t) + \xi_{yi}(t), \quad (4)$$

$$\mathbf{x}_{yi}(0) = \mathbf{x}_{yi0}$$

отображает текущее (управляемое) состояние объекта, контролируется m -мерным ($m \leq 2n$) измерением

$$\mathbf{z}_i(t) = \mathbf{H}_i \mathbf{x}_i(t) + \xi_{zi}(t). \quad (5)$$

Здесь и далее T обозначает операцию транспонирования.

Необходимо найти r -мерный ($r \leq n$) вектор \mathbf{u}_i сигналов управления одним i -м объектом, оптимальный по минимуму функционала

$$I_i = M_y \left\{ \int_0^{t_k} \left[\mathbf{x}_i^T(t) \mathbf{L}_{i1} \mathbf{x}_i(t) + \sum_{j=1, j \neq i}^N \Delta \mathbf{x}_{ij}^T(t) \mathbf{M}_{j1} \Delta \mathbf{x}_{ij}(t) + \mathbf{u}_i^T(t) \mathbf{K}_i \mathbf{u}_i(t) \right] dt + \right. \quad (6)$$

$$\left. + \mathbf{x}_i^T(t_k) \mathbf{Q}_{i1} \mathbf{x}_i(t_k) + \sum_{j=1, j \neq i}^N \Delta \mathbf{x}_{ij}^T(t_k) \mathbf{G}_{j1} \Delta \mathbf{x}_{ij}(t_k) \right\},$$

$$j = 1, N, \quad j \neq i.$$

В (1)–(6) \mathbf{F}_{Ti} и \mathbf{F}_{yi} – в общем случае нестационарные динамические матрицы, учитывающие внутренние связи процессов (3) и (4), при этом \mathbf{F}_{Ti} , как правило, определяет программу движения группы; \mathbf{B}_{yi} – матрица эффективности сигналов управления \mathbf{u}_i ; \mathbf{H}_i – матрица связи \mathbf{x}_i и \mathbf{z}_i ; ξ_{yi} и ξ_{ni} – независимые центрированные гауссовские шумы состояния и измерений с известными матрицами спектральных плотностей; $\Delta \mathbf{x}_{ij} = \mathbf{x}_i - \mathbf{x}_j$ – вектор разности координат i -го и j -го объектов; \mathbf{K}_i – положительно определенная матрица размером $r \times r$ штрафов за величину сигналов управления; M_y – знак математического ожидания при условии наличия измерений (5);

$$\begin{aligned} \mathbf{F}_i &= \begin{bmatrix} \mathbf{F}_{Ti} & \mathbf{O}_1 \\ \mathbf{O}_2 & \mathbf{F}_{yi} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{B}_i = \begin{bmatrix} \mathbf{O}_3 \\ \mathbf{B}_{yi} \end{bmatrix}, \quad \xi_{xi} = \begin{bmatrix} \mathbf{O}_4 \\ \xi_{yi} \end{bmatrix}, \\ \mathbf{L}_{il} &= \begin{bmatrix} \mathbf{L} & -\mathbf{L} \\ -\mathbf{L} & \mathbf{L} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{M}_{jl} = \begin{bmatrix} \mathbf{M} & -\mathbf{M} \\ -\mathbf{M} & \mathbf{M} \end{bmatrix}, \\ \mathbf{Q}_{il} &= \begin{bmatrix} \mathbf{Q} & -\mathbf{Q} \\ -\mathbf{Q} & \mathbf{Q} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{G}_{jl} = \begin{bmatrix} \mathbf{G} & -\mathbf{G} \\ -\mathbf{G} & \mathbf{G} \end{bmatrix}, \end{aligned} \quad (7)$$

где $\mathbf{O}_1, \mathbf{O}_2, \mathbf{O}_3, \mathbf{O}_4$ – нулевые матрицы соответствующих размеров, \mathbf{L} и \mathbf{Q} – неотрицательно определенные матрицы размером $n \times n$ штрафов за точность приближения \mathbf{x}_{yi} к \mathbf{x}_{Ti} в текущий момент времени t и конечный момент времени t_k , \mathbf{M} и \mathbf{G} – неотрицательно определенные матрицы размером $n \times n$ штрафов за нарушение требуемого соотношения между \mathbf{x}_i и \mathbf{x}_j в текущий и конечный моменты времени. При формировании (7) было учтено, что объекты управления однотипные, поэтому матрицы \mathbf{M} , \mathbf{Q} и \mathbf{G} одинаковы для всех объектов.

Спецификой функционала (6) является то, что в рамках решения общей задачи он учитывает и требования к формированию желаемой траектории, определяемые первым и четвертым слагаемыми, и требования обеспечения заданной топологии группы, определяемые вторым и пятым слагаемыми.

2. РЕШЕНИЕ ЗАДАЧИ

Поскольку исходные модели (1)–(5) линейные, функционал качества – квадратичный, а возмущения – гауссовские, то в соответствии с теоремой разделения [25] задачи синтеза управления и фильтрации могут решаться отдельно. При этом синтез управления может выполняться в детерминированной постановке ($\xi_{xi} = 0$) в предположении точного знания состояния при условии, что в полученном алгоритме координаты

состояния \mathbf{x}_i и \mathbf{x}_j будут заменены их оптимальными оценками $\hat{\mathbf{x}}_i$ и $\hat{\mathbf{x}}_j$.

В условиях линейно-квадратично-гауссовской (ЛКГ) задачи для отыскания управления каждым объектом может быть использован детерминированный вариант уравнения Беллмана [26]:

$$\begin{aligned} & \frac{-\partial S_i(\mathbf{x}_i, \mathbf{x}_j, t)}{\partial t} = \\ & = \min_{\mathbf{u}_i \in U} \left\{ \Phi_T[\mathbf{x}_i, \mathbf{x}_j, \mathbf{u}_i, t] + \dot{\mathbf{x}}_i^T(t) \frac{\partial S_i(\mathbf{x}_i, \mathbf{x}_j, t)}{\partial \mathbf{x}_i^T} \right\}, \end{aligned} \quad (8)$$

$$S_i[\mathbf{x}_i, \mathbf{x}_j, t_k] = \Phi_k[\mathbf{x}_i(t_k), \mathbf{x}_j(t_k), t_k] \quad (9)$$

при $j \neq i$. Здесь S_i – функция Беллмана; $\Phi_T[\cdot]$ – подынтегральная часть используемого функционала (6); $\dot{\mathbf{x}}_i$ – задается моделью (1) при $\xi_{xi} = 0$, $\Phi_k[\cdot]$ – терминальная часть функционала, определяющая граничные условия для S_i , U – евклидово пространство возможных значений \mathbf{u}_i .

Используя (1) и (6) в (8), (9), получим

$$\begin{aligned} & \frac{-\partial S_i}{\partial t} = \min_{\mathbf{u}_i \in U} \left\{ \mathbf{x}_i^T \mathbf{L}_{il} \mathbf{x}_i + \right. \\ & + \sum_{j=1, j \neq i}^N \Delta \mathbf{x}_{ij}^T \mathbf{M}_{jl} \Delta \mathbf{x}_{ij} + \mathbf{u}_i^T \mathbf{K}_i \mathbf{u}_i + \\ & \left. + [\mathbf{x}_i^T \mathbf{F}_i^T + \mathbf{u}_i^T \mathbf{B}_i^T] \frac{\partial S_i}{\partial \mathbf{x}_i^T} \right\} = \mathbf{x}_i^T \mathbf{L}_{il} \mathbf{x}_i + \end{aligned} \quad (10)$$

$$\begin{aligned} & + \sum_{j=1, j \neq i}^N \Delta \mathbf{x}_{ij}^T \mathbf{M}_{jl} \Delta \mathbf{x}_{ij} + \mathbf{x}_i^T \mathbf{F}_i^T \frac{\partial S_i}{\partial \mathbf{x}_i^T} + \\ & + \min_{\mathbf{u}_i \in U} \left\{ \mathbf{u}_i^T \mathbf{K}_i \mathbf{u}_i + \mathbf{u}_i^T \mathbf{B}_i^T \frac{\partial S_i}{\partial \mathbf{x}_i^T} \right\}, \\ & S_i[\mathbf{x}_i, \mathbf{x}_j, t_k] = \mathbf{x}_i^T(t_k) \mathbf{Q}_{il} \mathbf{x}_i(t_k) + \\ & + \sum_{j=1, j \neq i}^N \Delta \mathbf{x}_{ij}^T(t_k) \mathbf{G}_{jl} \Delta \mathbf{x}_{ij}(t_k), \end{aligned} \quad (11)$$

где все слагаемые, не зависящие от \mathbf{u}_i , вынесены за знак операции минимума.

Управление \mathbf{u}_i для каждого объекта ($i = \overline{1, N}$), минимизирующее (6), можно найти, приравняв в (10) нулю результат дифференцирования по \mathbf{u}_i^T слагаемых в фигурных скобках:

$$2\mathbf{K}_i \mathbf{u}_i + \mathbf{B}_i^T \frac{\partial S_i}{\partial \mathbf{x}_i^T} = 0; \quad \mathbf{u}_i = -0.5 \mathbf{K}_i^{-1} \mathbf{B}_i^T \frac{\partial S_i}{\partial \mathbf{x}_i^T}. \quad (12)$$

Подставив (12) в (10), получим

$$-\frac{\partial S_i}{\partial t} = \mathbf{x}_i^T \mathbf{L}_{i1} \mathbf{x}_i + \sum_{j=1, j \neq i}^N \Delta \mathbf{x}_{ij}^T \mathbf{M}_{j1} \Delta \mathbf{x}_{ij} + \mathbf{x}_i^T \mathbf{F}_i^T \frac{\partial S_i}{\partial \mathbf{x}_i^T} - 0.25 \left(\frac{\partial S_i}{\partial \mathbf{x}_i^T} \right)^T \mathbf{B}_i \mathbf{K}_i^{-1} \mathbf{B}_i^T \frac{\partial S_i}{\partial \mathbf{x}_i^T}. \quad (13)$$

Решение этого уравнения в частных производных будем искать в классе квадратичных форм:

$$S_i = \mathbf{x}_i^T \mathbf{R}_{i1} \mathbf{x}_i + \sum_{j=1, j \neq i}^N \Delta \mathbf{x}_{ij}^T \mathbf{P}_{j1} \Delta \mathbf{x}_{ij}; \quad (14)$$

$$\frac{\partial S_i}{\partial \mathbf{x}_i^T} = 2\mathbf{R}_{i1} \mathbf{x}_i + 2 \sum_{j=1, j \neq i}^N \mathbf{P}_{j1} \Delta \mathbf{x}_{ij}; \quad (15)$$

$$\frac{\partial S_i}{\partial t} = \mathbf{x}_i^T \dot{\mathbf{R}}_{i1} \mathbf{x}_i + \sum_{j=1, j \neq i}^N \mathbf{x}_i^T \dot{\mathbf{P}}_{j1} \Delta \mathbf{x}_{ij}. \quad (16)$$

Используя (15) в (12), будем иметь

$$\mathbf{u}_i = -\mathbf{K}_i^{-1} \mathbf{B}_i^T \left(\mathbf{R}_{i1} \mathbf{x}_i + \sum_{j=1, j \neq i}^N \mathbf{P}_{j1} \Delta \mathbf{x}_{ij} \right). \quad (17)$$

Для вычисления симметричных матриц \mathbf{R}_{i1} и \mathbf{P}_{j1} , используемых в (17), подставим (15) и (16) в (13). Тогда

$$\begin{aligned} & -\mathbf{x}_i^T \dot{\mathbf{R}}_{i1} \mathbf{x}_i - \sum_{j=1, j \neq i}^N \Delta \mathbf{x}_{ij}^T \dot{\mathbf{P}}_{j1} \Delta \mathbf{x}_{ij} = \\ & = \mathbf{x}_i^T \mathbf{L}_{i1} \mathbf{x}_i + \sum_{j=1, j \neq i}^N \Delta \mathbf{x}_{ij}^T \mathbf{M}_{j1} \Delta \mathbf{x}_{ij} + \mathbf{x}_i^T \mathbf{F}_i^T 2\mathbf{R}_{i1} \mathbf{x}_i + \\ & + \mathbf{x}_i^T \mathbf{F}_i^T 2 \sum_{j=1, j \neq i}^N \mathbf{P}_{j1} \Delta \mathbf{x}_{ij} - \mathbf{x}_i^T \mathbf{R}_{i1} \mathbf{B}_i \mathbf{K}_i^{-1} \mathbf{B}_i^T \mathbf{R}_{i1} \mathbf{x}_i + \\ & + 2 \left(\sum_{j=1, j \neq i}^N \mathbf{P}_{j1} \Delta \mathbf{x}_{ij} \right)^T \mathbf{B}_i \mathbf{K}_i^{-1} \mathbf{B}_i^T \mathbf{R}_{i1} \mathbf{x}_i - \\ & - \left(\sum_{j=1, j \neq i}^N \mathbf{P}_{j1} \Delta \mathbf{x}_{ij} \right)^T \mathbf{B}_i \mathbf{K}_i^{-1} \mathbf{B}_i^T \sum_{j=1, j \neq i}^N \mathbf{P}_{j1} \Delta \mathbf{x}_{ij}. \end{aligned}$$

Поскольку в общем случае матрица \mathbf{F} не симметричная, то для обеспечения симметричности матрицы \mathbf{R} необходимо применять специальные меры по ее симметрированию [26]. С учетом этого получим

$$\dot{\mathbf{R}}_{i1} = -\mathbf{L}_{i1} - \mathbf{F}_i^T \mathbf{R}_{i1} - \mathbf{R}_{i1} \mathbf{F}_i^T + \mathbf{R}_{i1} \mathbf{B}_i \mathbf{K}_i^{-1} \mathbf{B}_i^T \mathbf{R}_{i1}, \quad (18)$$

$$\dot{\mathbf{P}}_{j1} = -\mathbf{M}_{j1} + \sum_{j=1, j \neq i}^N \mathbf{P}_{j1} \mathbf{B}_i \mathbf{K}_i^{-1} \mathbf{B}_i^T \mathbf{P}_{j1}. \quad (19)$$

Граничные условия для (18) и (19) определяются по результатам сравнения (11) и (14) при $t = t_k$:

$$\mathbf{R}_{i1}(t_k) = \mathbf{Q}_{i1}, \quad \mathbf{P}_{j1}(t_k) = \mathbf{G}_{j1}. \quad (20)$$

Поскольку рассматривалась ЛКГ-задача, то на основании принципа статистической эквивалентности [25] можно утверждать, что статистический закон управления будет адекватен детерминированному при условии замены в нем координат состояния \mathbf{x}_i , \mathbf{x}_j и $\Delta \mathbf{x}_{ij}$ их оптимальными оценками $\hat{\mathbf{x}}_i$, $\hat{\mathbf{x}}_j$ и $\Delta \hat{\mathbf{x}}_{ij}$, т.е.

$$\mathbf{u}_i = -\mathbf{K}_i^{-1} \mathbf{B}_i^T \left(\mathbf{R}_{i1} \hat{\mathbf{x}}_i + \sum_{j=1, j \neq i}^N \mathbf{P}_{j1} \Delta \hat{\mathbf{x}}_{ij} \right). \quad (21)$$

Анализ (18)–(21) позволяет сделать следующие заключения.

В общем случае, в систему коллективного управления с сетевым информационным обменом должны входить: оптимальные регуляторы, вычисляющие на каждом объекте сигналы управления \mathbf{u}_i , оптимальные фильтры, формирующие оценки $\hat{\mathbf{x}}_i$ и $\Delta \hat{\mathbf{x}}_{ij}$, $j = \overline{1, N}$, $j \neq i$, и система обмена оценками координат состояния каждого объекта.

Сигнал управления, формируемый на каждом объекте, зависит от его параметров \mathbf{F}_{yi} и \mathbf{B}_{yi} , требуемого закона управления \mathbf{F}_{ri} , состояния самого объекта $\hat{\mathbf{x}}_i$ и состояния других объектов, определяющих топологию $\Delta \hat{\mathbf{x}}_{ij}$.

Коэффициенты матриц \mathbf{R}_{i1} и \mathbf{P}_{j1} , вычисляемые по правилам (18) и (19), совокупным образом учитывают в (21) параметры объекта \mathbf{F}_i и \mathbf{B}_i , требования к точности \mathbf{L}_{i1} и экономичности управления \mathbf{K}_i , а также степень соответствия требуемым состояниям i -го и j -го объектов, определяемую коэффициентами матрицы \mathbf{M}_{j1} .

Использование (21) позволяет обеспечить не только движение каждого объекта по требуемой траектории за счет учета \mathbf{x}_i , но и предотвратить столкновения между ними в процессе совместного движения за счет учета $\Delta \mathbf{x}_{ij}$.

Спецификой функционирования по правилу (18)–(21) является необходимость решения так называемой двухточечной краевой задачи [26]. Суть этой задачи состоит в том, что уравнения (18), (19) решаются в обратном времени от известного момента времени t_k окончания управления при граничных условиях (20) до текущего момента времени t , в то время как управление системой (1), вычисление сигнала управления и формирование оптимальных оценок $\hat{\mathbf{x}}_i$ и $\Delta \hat{\mathbf{x}}_{ij}$ выполняются в прямом времени от t к t_k .

Кроме того, следует отметить, что необходимость решения уравнений (18) и (19) предопределяет проявление “проклятия размерности” [26], обусловленное тем, что процедура формирования управления (21), определяемая размерностью $8n^2$ их

решения, намного превышает сложность управляемой системы (1) размерностью $2n$.

Эта особенность затрудняет применение алгоритма (18)–(21) для систем высокой размерности, делает ее практически невозможной при оптимизации общего управления для всей группы БПЛА.

Например, для синтеза группового управления десятью БПЛА, каждый из которых определяется стандартной моделью 6-го порядка (три угловых и три линейных перемещения) для управляемых координат (4) и 6-го порядка для требуемых (3), необходимо в процессе вычисления (18), (19) решить

$N_{10} = 2(12 \times 10)^2 = 28\,800$ уравнений, что делает этот способ неприемлемым для использования.

“Проклятие размерности” предопределяет необходимость декомпозиции задачи синтеза общего группового управления на задачи управления отдельными БЛА. Кроме того, при решении ряда групповых задач достаточно сложно определить время окончания работы t_k .

3. ЛОКАЛЬНО-ОПТИМАЛЬНОЕ УПРАВЛЕНИЕ

Процедуру коллективного управления можно существенно упростить, если использовать оптимизацию по минимуму локального функционала качества [1], при которой в (6) $\mathbf{L}_{il} = 0$, $\mathbf{M}_{jl} = 0$, а каждый момент времени рассматривается как момент возможного окончания управления, т.е. $t_k = t$. Тогда из (6) и (20) следует

$$I = M_y \left\{ \mathbf{x}_i^T(t) \mathbf{Q}_{il} \mathbf{x}_i(t) + \sum_{j=1, j \neq i}^N \Delta \mathbf{x}_{ij}^T(t) \mathbf{G}_{jl} \Delta \mathbf{x}_{ij}(t) + \int_0^t \mathbf{u}_i^T(t) \mathbf{K} \mathbf{u}_i(t) dt \right\}, \quad (22)$$

$$\mathbf{R}_{il}(t) = \mathbf{Q}_{il}, \quad \mathbf{P}_{jl}(t) = \mathbf{G}_{jl}. \quad (23)$$

Используя (2), (7), (23) в (21), получаем

$$\mathbf{u}_i = -\mathbf{K}_i \left[\mathbf{O}_3 \mathbf{B}_i^T \right] \times \left\{ \begin{bmatrix} \mathbf{Q} & -\mathbf{Q} \\ -\mathbf{Q} & \mathbf{Q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{\mathbf{x}}_{ti} \\ \hat{\mathbf{x}}_{yi} \end{bmatrix} + \sum_{j=1, j \neq i}^N \begin{bmatrix} \mathbf{G} & -\mathbf{G} \\ -\mathbf{G} & \mathbf{G} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta \hat{\mathbf{x}}_{tij} \\ \Delta \hat{\mathbf{x}}_{yij} \end{bmatrix} \right\}; \quad (24)$$

$$\mathbf{u}_i = \mathbf{K}^{-1} \mathbf{B}_i^T \left\{ \mathbf{Q} (\hat{\mathbf{x}}_{ti} - \hat{\mathbf{x}}_{yi}) + \sum_{j=1, j \neq i}^N \mathbf{G} (\Delta \hat{\mathbf{x}}_{tij} - \Delta \hat{\mathbf{x}}_{yij}) \right\},$$

где $\Delta \hat{\mathbf{x}}_{tij} = \hat{\mathbf{x}}_{ti} - \hat{\mathbf{x}}_{tj}$, $\Delta \hat{\mathbf{x}}_{yij} = \hat{\mathbf{x}}_{yi} - \hat{\mathbf{x}}_{yj}$, $j = \overline{1, N}$, $j \neq i$.

Несомненным преимуществом (24) является возможность формирования сигнала группового управления без решения высокоразмерной двухточечной краевой задачи с использованием уравнений (18)–(20). При этом не требуется знания времени t_k окончания управления.

Кроме того, полученная система коллективного управления характеризуется наличием отрицательных обратных связей по всем координатам в каждом объекте. Это свидетельствует о ее высокой устойчивости и низкой чувствительности к точности выдерживания параметров. При этом сигнал управления в ней зависит от ошибок управления $\hat{\mathbf{x}}_{ti} - \hat{\mathbf{x}}_{yi}$ и $\Delta \hat{\mathbf{x}}_{tij} - \Delta \hat{\mathbf{x}}_{yij}$. Эта особенность позволяет в два раза снизить требования к пропускной способности линий передач, поскольку достаточно обмениваться только ошибками $\Delta \hat{\mathbf{x}}_{tij}$ и $\Delta \hat{\mathbf{x}}_{yij}$.

Более того, из (24) отчетливо прослеживается его возможность обеспечить не только движение каждого объекта по требуемой траектории за счет учета $\hat{\mathbf{x}}_{ti} - \hat{\mathbf{x}}_{yi}$, но и предотвращать их взаимные столкновения за счет учета $\Delta \hat{\mathbf{x}}_{tij} - \Delta \hat{\mathbf{x}}_{yij}$. Эта особенность дает возможность еще более упростить процедуру группового управления и его информационного обеспечения за счет перехода к централизованному управлению или управлению “с лидером” [10], которые могут быть получены как частные случаи управления (24).

Для реализации централизованного управления достаточно для каждого БПЛА использовать первое слагаемое, для которого \mathbf{x}_{ti} задается центром управления.

При управлении с лидером, формирующим траекторию полета, для него достаточно формировать управление, учитывающее в (24) только первое слагаемое, в то время как взаимное расположение других элементов группы определяется использованием только второго слагаемого.

При использовании группы БПЛА в качестве элементов активной фазированной антенной решетки (АФАР) первое слагаемое обеспечивает лишь вывод носителей приемо-передающих модулей в требуемую точку пространства. После этого работают только вторые слагаемые.

Таким образом, предложенный вариант управления позволяет реализовать различные способы совместного функционирования объектов, обеспечивающие движение по заданным траекториям и предотвращение столкновений между ними при минимальных требованиях к вычислительной производительности цифровых вычислительных машин (ЦВМ) беспилотных летательных аппаратов, и получить более простые варианты группового управления.

Приведем результаты исследования эффективности рассмотренного способа синтеза группового управления.

Пример. Проверку работоспособности предложенного способа оптимизации группового управления выполняли на примере синтеза совместного управления группой из трех БПЛА в процессе их

совместного полета с заданными интервалами [11] как по прямолинейным, так и по сложным, криволинейным траекториям при условии, что управление для них формируется как по закону (24), так и по закону

$$\mathbf{u}_i = \mathbf{K}_i^{-1} \mathbf{B}_{yi}^T \mathbf{Q} (\hat{\mathbf{x}}_{ti} - \hat{\mathbf{x}}_{yi}), \quad (25)$$

в котором не учитывается влияние других участников группы.

Начальные положения БПЛА принимались следующие: для первого – $z = 0$ м, $x = 0$ м, для второго – $z = 50$ м, $x = 0$ м и для третьего – $z = 1900$ м, $x = 0$ м. Требуемые траектории полета представляют три параллельные линии под углом $\psi_{ti} = 45^\circ$ к оси oz прямоугольной системы координат, расположенных на удалении друг от друга на 550 м, по которым БПЛА перемещаются со скоростями $V_i = 42$ м/с. Начальные курсы БПЛА: для первого – $\psi_1 = 30^\circ$, для второго $\psi_2 = 60^\circ$ и третьего – $\psi_3 = 45^\circ$ (рис. 1).

Необходимо проверить способность выхода группы в требуемые точки пространства A, B, C с требуемым курсом, выдерживая требуемые интервалы в горизонтальной плоскости, независимо от начальных курсов каждого БПЛА и первоначальных расстояний между ними.

В качестве показателей эффективности были использованы: линейные ошибки вывода БПЛА в требуемые точки, ошибки управления по угловым координатам, а также время регулирования и реализуемые перегрузки. Следует отметить, что расчет управления БПЛА производился в полярной системе координат, а построение траекторий – в прямоугольной.

Для расчета сигналов управления необходимо иметь модели состояния (3), (4), в качестве которых целесообразно использовать кинематические уравнения [26]:

$$\begin{aligned} \dot{\varphi}_{ti} &= \omega_{ti} + \frac{j_{ti}}{\hat{D}_i}, \quad \varphi_{ti}(0) = \varphi_{ti0}; \\ \dot{\omega}_{ti} &= -\frac{2\dot{D}_i}{D_i} \omega_{ti} - \frac{j_{ti}}{D_i}, \quad \omega_{ti}(0) = \omega_{ti0}, \end{aligned} \quad (26)$$

при условии, что

$$\dot{\varphi}_{ti} = 0, \quad \varphi_{ti}(0) = \varphi_{ti0}; \quad \dot{\omega}_{ti} = 0, \quad \omega_{ti}(0) = 0, \quad (27)$$

где φ_{ti} и φ_{ti} – требуемый и текущий пеленги желаемых точек A, B, C выхода БЛА в горизонтальной плоскости; ω_{ti} и ω_{ti} – требуемая и текущая угловые скорости линий визирования этих точек с БПЛА (см. рис. 1), j_{ti} – мгновенное поперечное ускорение (сигнал управления), D_i – дальность до требуемой точки, а \dot{D}_i – скорость ее изменения.

Соотношениям (3), (4), (22) и (26), (27) соответствуют векторно-матричные представления:

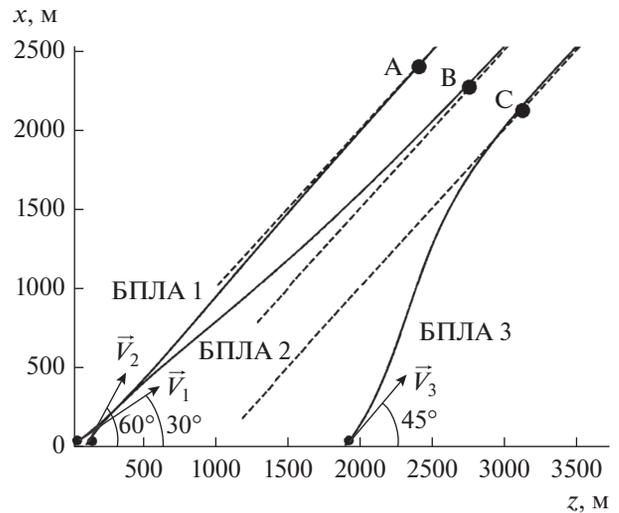


Рис. 1. Траектории полета БПЛА с индивидуальным управлением; здесь и на рис. 2, 5, 7, 8 пунктирной линией обозначены требуемые траектории; A, B, C – точки сбора управления.

$$\begin{aligned} \mathbf{x}_{ti} &= \begin{bmatrix} \varphi_{ti} \\ 0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{x}_{yi} = \begin{bmatrix} \varphi_{ri} \\ \omega_{ri} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{B}_{yi} = \begin{bmatrix} 1/\dot{D}_i \\ -1/D_i \end{bmatrix}, \\ \mathbf{Q} &= \begin{bmatrix} q_\varphi & 0 \\ 0 & q_\omega \end{bmatrix}, \quad \mathbf{G} = \begin{bmatrix} g_\varphi & 0 \\ 0 & g_\omega \end{bmatrix}, \quad \mathbf{K}_i = k_i, \quad \mathbf{u}_i = j_{ti}. \end{aligned} \quad (28)$$

Используя (28) в (24), получим законы управления для каждого БПЛА:

$$\begin{aligned} j_{ti} &= \frac{1}{k_i} \left[\frac{1}{\hat{D}_i} - \frac{1}{\dot{D}_i} \right] \left\{ \begin{bmatrix} q_{\varphi i} & 0 \\ 0 & q_{\omega i} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{\varphi}_{ti} - \hat{\varphi}_{yi} \\ 0 - \hat{\omega}_{yi} \end{bmatrix} + \right. \\ &+ \left. \sum_{j=1, j \neq i}^3 \begin{bmatrix} g_{\varphi j} & 0 \\ 0 & g_{\omega j} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta \hat{\varphi}_{tij} - \Delta \hat{\varphi}_{yij} \\ 0 - \hat{\omega}_{yij} \end{bmatrix} \right\}. \end{aligned}$$

Раскрыв это соотношение, получим

$$\begin{aligned} j_{r1} &= \left[\frac{q_{\varphi 1}}{k_1 \hat{D}_1} (\hat{\varphi}_{r1} - \hat{\varphi}_{y1}) + \frac{q_{\omega 1}}{k_1 \hat{D}_1} \hat{\omega}_1 \right] + \\ &+ \left\{ \frac{g_{\varphi 2}}{k_1 \hat{D}_1} (\Delta \hat{\varphi}_{r12} - \Delta \hat{\varphi}_{y12}) + \frac{g_{\omega 2}}{k_1 \hat{D}_1} \hat{\omega}_2 + \right. \\ &+ \left. \frac{g_{\varphi 3}}{k_1 \hat{D}_1} (\Delta \hat{\varphi}_{r13} - \Delta \hat{\varphi}_{y13}) + \frac{g_{\omega 3}}{k_1 \hat{D}_1} \hat{\omega}_3 \right\}; \\ j_{r2} &= \left[\frac{q_{\varphi 2}}{k_2 \hat{D}_2} (\hat{\varphi}_{r2} - \hat{\varphi}_{y2}) + \frac{q_{\omega 2}}{k_2 \hat{D}_2} \hat{\omega}_2 \right] + \\ &+ \left\{ \frac{g_{\varphi 1}}{k_2 \hat{D}_2} (\Delta \hat{\varphi}_{r21} - \Delta \hat{\varphi}_{y21}) + \frac{g_{\omega 1}}{k_2 \hat{D}_2} \hat{\omega}_1 + \right. \\ &+ \left. \frac{g_{\varphi 3}}{k_2 \hat{D}_2} (\Delta \hat{\varphi}_{r23} - \Delta \hat{\varphi}_{y23}) + \frac{g_{\omega 3}}{k_2 \hat{D}_2} \hat{\omega}_3 \right\}; \end{aligned} \quad (29)$$

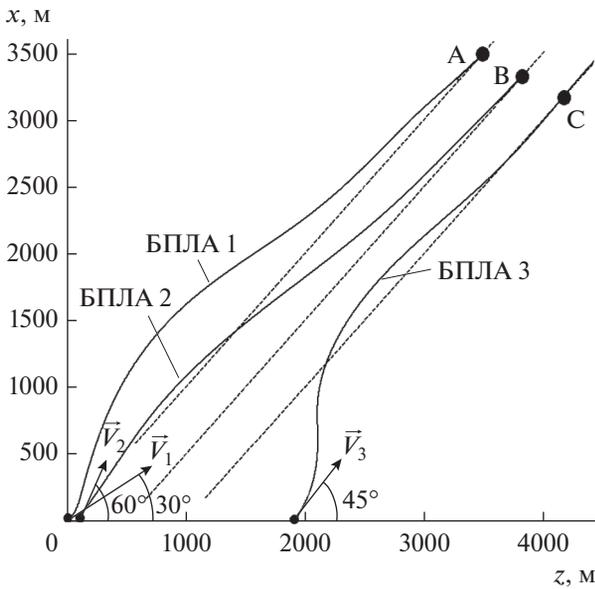


Рис. 2. Траектории полета БПЛА с коллективным управлением.

$$\begin{aligned}
 J_{r3} = & \left[\frac{q_{\varphi 3}}{k_3 \hat{D}_3} (\hat{\varphi}_{r3} - \hat{\varphi}_{y3}) + \frac{q_{\omega 3}}{k_3 \hat{D}_3} \hat{\omega}_3 \right] + \\
 & + \left\{ \frac{g_{\varphi 1}}{k_3 \hat{D}_3} (\Delta \hat{\varphi}_{r31} - \Delta \hat{\varphi}_{y31}) + \frac{g_{\omega 1}}{k_3 \hat{D}_3} \hat{\omega}_1 + \right. \\
 & \left. + \frac{g_{\varphi 2}}{k_3 \hat{D}_3} (\Delta \hat{\varphi}_{r32} - \Delta \hat{\varphi}_{y32}) + \frac{g_{\omega 2}}{k_3 \hat{D}_3} \hat{\omega}_2 \right\}.
 \end{aligned}$$

Анализ (29) позволяет сделать следующие выводы.

Сигнал управления каждым БПЛА содержит три слагаемых, среди которых первое слагаемое в квадратных скобках определяет маршрутную составляющую, обеспечивающую полет по маршруту, в то время как второе и третье слагаемые отвечают за их взаимное пространственное положение. Соотношение между маршрутной и топологической составляющими управления определяется выбором соответствующих коэффициентов $q_{\varphi i}/k_i$, $q_{\omega i}/k_i$ и $g_{\varphi j}/k_i$, $g_{\omega j}/k_i$.

Рациональные значения соотношений $q_{\varphi i}/k_i$, $q_{\omega i}/k_i$ и $g_{\varphi j}/k_i$, $g_{\omega j}/k_i$ коэффициентов матриц \mathbf{Q} , \mathbf{G} и \mathbf{K}_i , отвечающие за точность и экономичность управления, выбираются по известным правилам [27] с учетом ограничений на величину сигнала управления, время переходных процессов и допустимую ошибку управления в установившемся режиме. Кроме того, для их вычисления может быть использован и более простой так называемый принцип равнопрочности [28], суть которого состоит в предположении, что произведения всех

весовых коэффициентов ошибок на квадраты (дисперсии) этих ошибок для всех координат состояния полагаются одинаковыми. Однако такой подход является приближенным и требует уточнения за счет вариации коэффициентов ошибок по результатам моделирования и вычисления конкретных значений функционалов качества.

Ошибки формирования требуемой топологии группы, определяемые взаимным расположением i -го и j -го БПЛА, совпадают друг с другом, differing только знаком. Эта особенность дает возможность еще более упростить информационное обеспечение группы за счет обмена этими ошибками.

Исследование эффективности полученного алгоритма будет проводиться в детерминированной постановке.

Сначала исследуем случай управления по закону (25), в котором не учитываются изменения состояний других объектов. В соотношениях (29) им соответствуют слагаемые в квадратных скобках. Следует отметить, что такой закон может быть применен для централизованного управления и управления ведущим БЛА при использовании управления с лидером.

Траектории полета для этого управления представлены на рис. 1. Из рисунка видно, что все три БПЛА могут выйти на требуемый курс, однако траектории полета первого и второго БПЛА пересекаются на начальном участке, что свидетельствует об их столкновении.

Для сравнения на рис. 2 представлены траектории полета трех БПЛА при тех же условиях, полученные с использованием коллективного управления (29). Из рисунка видно, что время регулирования, характеризующее время выхода группы на требуемые курсы, несколько увеличилось, однако полет обеспечивается без пересечения траекторий, что исключает их столкновение. Более того, группа стремится сохранять требуемые расстояния между БПЛА в течение всего полета.

Для оценивания линейных ошибок управления воспользуемся соотношением, определяющим линейный промах БПЛА в горизонтальной плоскости [26]:

$$h_r \approx \frac{D_i^2 \omega_i}{V_i},$$

где D_i – текущая дальность до требуемых точек A , B , C (рис. 2); ω_i – угловая скорость линии визирования этих точек с БЛА; V_i – скорость БПЛА в данный момент времени.

На рис. 3 представлены зависимости текущих линейных промахов каждого БПЛА от времени. На рис. 4 приведены зависимости угловых оши-

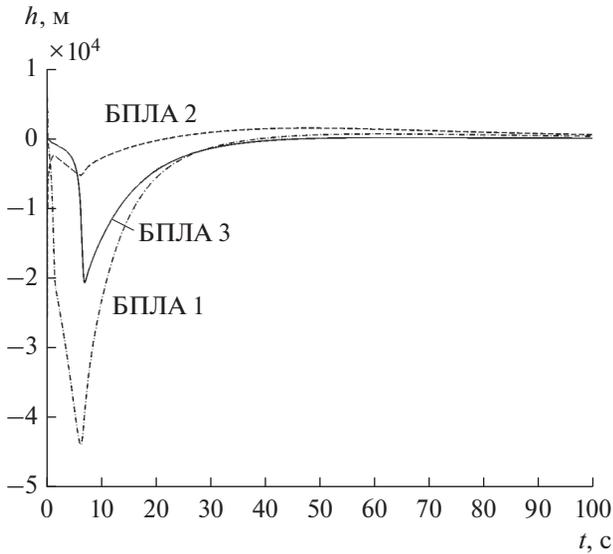


Рис. 3. Зависимость текущего промаха от времени.

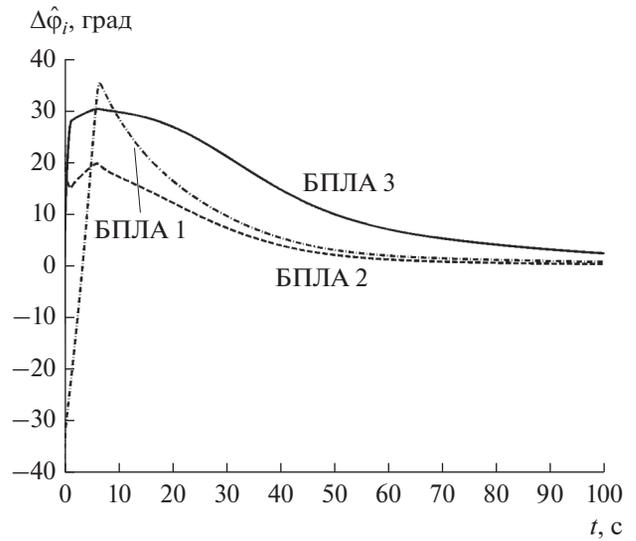


Рис. 4. Зависимость ошибок по угловым координатам от времени.

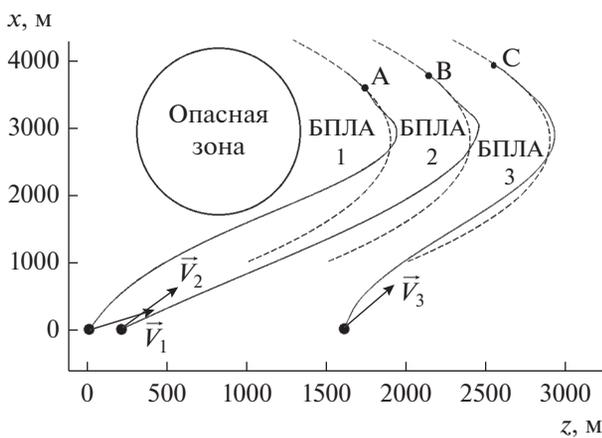


Рис. 5. Групповой полет БПЛА по криволинейным траекториям.

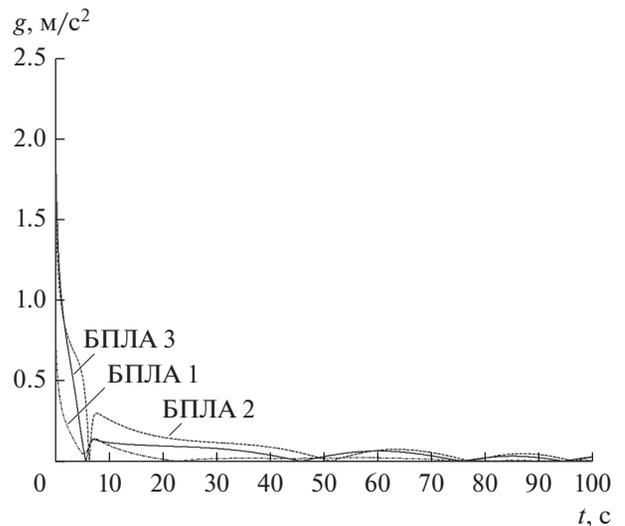


Рис. 6. Зависимость модулей поперечных перегрузок БПЛА от времени.

бок $\varphi_{ti} - \varphi_{yi}$ управления от времени. Из рис. 3 и 4 следует, что коллективное управление по предложенному закону (29) реализует устранение как линейных, так и угловых ошибок, что является необходимым условием построения нестационарных антенных решеток. Причем время устранения ошибок по линейным и угловым координатам будет зависеть от начальных условий: от наличия пересекающихся курсов между ЛА, расстояний между БПЛА и расстояний между требуемыми точками выхода группы.

Результаты исследования закона группового управления (29) при движении по более сложным траекториям приведены на рис. 5–8. На рис. 5 показаны траектории полета группы при обходе

опасной зоны, а на рис. 6 – соответствующие такой ситуации модули поперечных ускорений.

Из рис. 6 видно, что максимальное значение перегрузок, действующих на БЛА, не превышает $2.5g$, что свидетельствует об отсутствии принципиальных ограничений на возможность реализации предложенного закона управления. В последнем случае первое слагаемое в (29) используется только до момента вывода БЛА в нужные точки пространства.

На рис. 7 и 8 проиллюстрирована способность сигналов управления (29) обеспечивать полет и по расходящимся, и по наиболее сложным траекториям синусоидального характера.

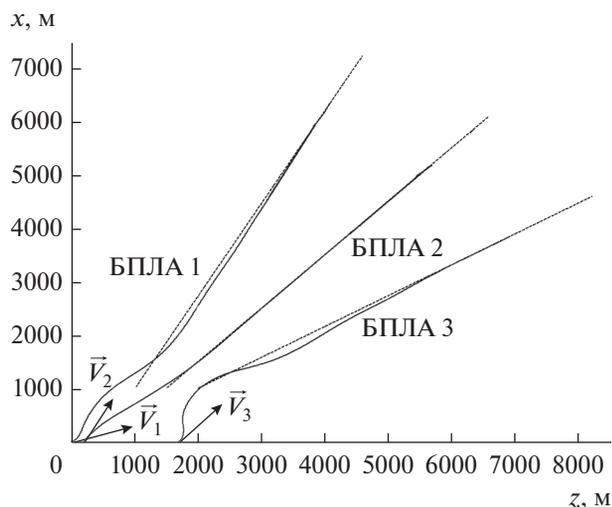


Рис. 7. Групповой полет БПЛА по прямым расходящимся траекториям.

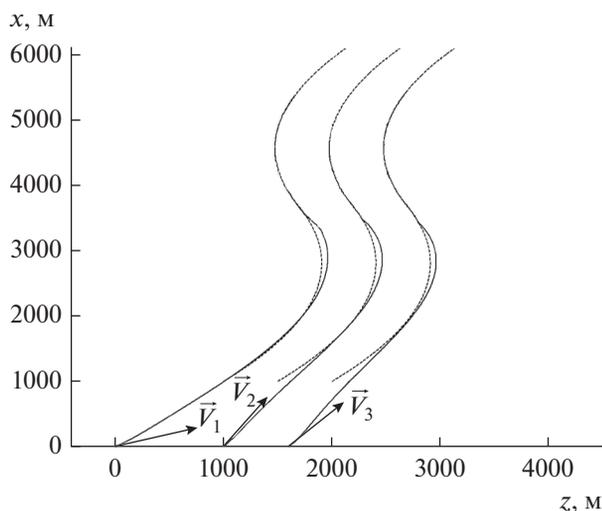


Рис. 8. Групповой полет БПЛА по синусоидальным траекториям.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

По итогам выполненной работы можно сказать, что в систему группового управления с сетевым информационным обменом должны входить: оптимальные регуляторы, реализующие для каждого объекта сигналы управления; оптимальные фильтры, формирующие оценки \hat{x}_i и \hat{x}_j , $\Delta\hat{x}_{ij}$, $j = \overline{1, N}$, $j \neq i$, и система обмена оценками координат состояния каждого объекта.

Синтезированный алгоритм коллективного управления обеспечивает адекватное управление группой как по линейным, так и по угловым координатам при минимальных вычислительных затратах, реализуя высокую безопасность совместного

движения, в том числе и при использовании сложных траекторий. Эта особенность предопределяет потенциальную возможность использования (29) для формирования нестационарных фазированных решеток как движущихся, так и “неподвижных” на базе мультикоптеров.

Обмен ошибками $\Delta\hat{x}_{rij}$, $\Delta\hat{x}_{yij}$ между объектами позволяет сохранять требуемую топологию в течение всего полета.

Следует отметить, что предложенный вариант группового управления на базе (24), (29) обладает высокой универсальностью. На его основе, в частности, можно в установившемся режиме реализовать и другие виды группового управления [10]. При централизованном управлении достаточно использовать из (29) для каждого объекта слагаемые, заключенные в квадратные скобки. В случае управления с лидером для него достаточно применять слагаемые в квадратных скобках, в то время как для всех остальных – слагаемые в фигурных скобках.

В целом рассмотренный алгоритм согласно проведенным исследованиям не накладывает принципиальных ограничений на возможность его реализации.

ФИНАНСИРОВАНИЕ РАБОТЫ

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

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Комплексы с беспилотными летательными аппаратами. Кн. 1. Принципы построения и особенности применения комплексов с БЛА / Под ред. В.С. Вербы и Б.Г. Татарского. М.: Радиотехника, 2016.
2. Комплексы с беспилотными летательными аппаратами. Кн. 2. Роботехнические комплексы на основе БЛА / Под ред. В.С. Вербы и Б.Г. Татарского. М.: Радиотехника, 2016.
3. *Yanushevsky R.* Guidance of Unmanned Aerial Vehicles. Boca Raton: CRC Press, 2011.
4. *Yi Z., Guowei F., Xiuxia Y. et al.* // Proc. 2019 IEEE Int. Conf. Unmanned System (ICUS). Beijing. 2019. 17–19 Oct. N.Y.: IEEE, 2019. P. 189.
5. *Zhen Z., Xing D., Gao C.* // Aerospace Science and Technology. 2018. V. 76. P. 402.
6. *Wu S.* Cooperative Guidance & Control of Missiles Autonomous Formation. Singapore: Springer, 2019.
7. *Zhang Y., Li H., Ma Y., Zhang J.* // Proc. 2019 IEEE 15th Int. Conf. Control and Automation (ICCA). Edinburgh. 16–19 Jul. N.Y.: IEEE, 2019. P. 417.
8. *Воскресенский Д.И., Степаненко В.И., Филиппов В.С. и др.* Устройства СВЧ и антенны. Проектирование фазированных антенных решеток: Учеб. пособие для вузов. М.: Радиотехника, 2003.

9. *Верба В.С., Капустян С.Г., Меркулов В.И., Харьков В.П.* // Информационно-измерительные и управляющие системы. 2013. № 11. С. 3.
10. *Каляев И.А., Гайдук А.Р., Капустян С.Г.* Методы и модели коллективного управления в группах роботов. М.: Физматлит, 2009.
11. *Верба В.С., Меркулов В.И., Миляков Д.А.* // Информационно-измерительные и управляющие системы. 2018. № 6. С. 3.
12. *Keviczky T., Borrelli F., Fregene K. et al.* // IEEE Trans. 2008. V. CST-16. № 1. P. 19.
13. *Paul T., Krogstad T.R., Gravdahl J.T.* // Proc. 2008 16th Mediterranean Conf. Control and Automation (MED). Ajaccio. 25–27 Jun. N.Y.: IEEE, 2008. P. 1240.
14. *Bencatel R., Faied M., Sousa J., Girard A.R.* // Proc. 2011 50th IEEE Conf. Decision and Control and European Control Conf. Orlando. 12–15 Dec. N.Y.: IEEE, 2011. P. 591.
15. *Radmanesh M., Kumar M., Guentert P.H., Sarim M.* // Unmanned Systems. 2018. V. 6. № 2. P. 1.
16. *Costa M.M., Silva M.F.* // 2019 IEEE Int. Conf. Autonomous Robot Systems and Competitions (ICARSC). 2019. P. 1.
17. *Belkadi A., Abaunza H., Ciarletta L. et al.* // IEEE Trans. 2019. V. AES-55. № 6. P. 2647.
18. *Fuchs C., Spolaor S., Nobile M.S., Kaymak U.* // Proc. 2019 IEEE Int. Conf. Fuzzy Systems (FUZZ-IEEE). New Orleans. 23–26 Jun. N.Y.: IEEE, 2019. P. 8858940.
19. *Лебедев Г.Н., Малыгин В.Б., Михайлин Д.А., Бяо Т.* // Научн. вестн. МГТУ ГА. 2018. Т. 21. № 5. С. 67.
20. *Thakoor O., Garg J., Nagi R.* // IEEE Trans. 2020. V. AES-17. № 1. P. 100.
21. *Vachtsevanos G., Tang L., Drozeski G., Gutierrez L.* // Annual Reviews in Control. 2005. V. 29. P. 101.
22. *Меркулов В.И., Харьков В.П., Шамаров Н.Н.* // Информационно-измерительные и управляющие системы. 2012. № 7. С. 3.
23. *Харьков В.П., Меркулов В.И.* // Информационно-измерительные и управляющие системы. 2012. № 8. С. 61.
24. *Гайдук А.Р., Капустян С.Г.* // Информационно-измерительные и управляющие системы. 2012. № 7. С. 8.
25. *Черноусько Ф.А., Колмановский В.Б.* Оптимальное управление при случайных возмущениях. М.: Наука, 1978.
26. *Авиационные системы радиоуправления: учебник для военных и гражданских вузов / Под ред. В.И. Меркулова.* М.: Изд-во ВВИА им. Н.Е. Жуковского, 2008.
27. *Меркулов В.И., Верба В.С., Ильчук А.Р.* Автоматическое сопровождение целей в РЛС интегрированных авиационных комплексов. М.: Радиотехника, 2018. Т. 1.
28. *Крутько П.Д., Максимов А.И., Скворцов Л.М.* Алгоритмы и программы проектирования автоматических систем. М.: Радио и связь, 1988.

ВОЗБУЖДЕНИЕ КОЛЕБАНИЙ ЗАРЯЖЕННЫХ ЧАСТИЦ В БЫСТРООСЦИЛЛИРУЮЩИХ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ПОЛЯХ НА ГРАНИЦЕ УСТОЙЧИВОСТИ ДИАГРАММЫ МАТЬЕ

© 2022 г. Е. В. Мамонтов^а, Р. Н. Дятлов^а, *

^аРязанский государственный радиотехнический университет им. В.Ф. Уткина,
ул. Гагарина, 59/1, Рязань, 390005 Российская Федерация

*E-mail: kaitp@list.ru

Поступила в редакцию 24.06.2021 г.

После доработки 29.07.2021 г.

Принята к публикации 07.09.2021 г.

Исследованы колебания ионов в суперпозиции быстроосциллирующих квадрупольных и однородных статических полей при инерционном сканировании постоянной составляющей квадрупольного поля к границе диаграммы устойчивости Матье. Показано, что при сканировании параметра Матье a колебания гармонического осциллятора описываются дифференциальным уравнением Эйри. Получены аналитические выражения для свободной и вынужденной составляющих колебаний ионов при сканировании постоянной составляющей ВЧ-поля из глубины диаграммы устойчивости к одной из ее границ. Установлено, что при достижении границы под действием однородного поля происходит возбуждение монополярных быстронарастающих колебаний. Показано, что функция возбуждения, формируемая под действием однородного поля, имеет большую скорость изменения по сравнению со свободной составляющей, зависящей от случайных начальных параметров ионов. Получены выражения для оценки разрешающей способности метода.

DOI: 10.31857/S0033849422010065

ВВЕДЕНИЕ

В теории и практике колебательных систем используется явление резонансного возбуждения колебаний, когда под действием периодической силы амплитуда колебаний ограничено или неограниченно нарастает. Это явление в радиоэлектронике используется для усиления или выделения сигналов [1], а в масс-спектрометрии – для разделения ионов по удельному заряду e/m [2, 3]. В последнем случае колебательной средой является быстро осциллирующее электрическое поле с линейной возвращающей силой, образуемое квадрупольными ионно-оптическими системами (ИОС). Колебания ионов в таких полях в зависимости от параметров поля и частиц могут быть устойчивыми и неустойчивыми [4, 5]. Эти свойства квадрупольных ВЧ-полей, а также их способность осуществлять пространственно-временную фокусировку, используются в аналитических приборах и системах для накопления, транспортировки и сепарации заряженных частиц. Известно несколько способов разделения ионов по e/m в квадрупольных ВЧ-полях, на основе которых выпускаются коммерческие приборы для точного и оперативного микроанализа вещества. Приемлемые для серийных анализов параметры и доступная цена обеспе-

чивают аналитическим приборам с квадрупольными полями до 30% мирового рынка масс-спектрометрической продукции [6]. Но возможности собственно квадрупольных ВЧ-полей для усовершенствования и повышения конкурентоспособности приборов этого класса исчерпаны. Дальнейшим развитием направления является использование квадрупольных полей в композициях с другими полями. На свойствах колебаний в квадрупольных ВЧ-полях с наложенными на них возбуждающими полями основан метод резонансного вывода ионов [2, 3]. Но нерегулярность и малая скорость нарастания функции возбуждения во время резонанса ограничивает разрешающую способность метода [7]. Высокая скорость нарастания колебаний достигается при осевом выводе ионов из квадрупольной ловушки на границе устойчивости диаграммы Матье. Но в отсутствие возбуждающего воздействия из-за разброса начальных параметров частиц разрешающая способность метода оказывается невысокой.

В данной работе позитивные свойства методов с резонансным выводом ионов используются для масс-сепарации ионов в суперпозиции квадрупольных и однородных полей с возбуждением колебаний частиц на границе устойчивости диа-

граммы Матье. Возбуждение колебаний ионов на границе стабильности улучшает форму функции возбуждения и увеличивает скорость ее нарастания на резонансе, что способствует повышению разрешающей способности масс-анализа. Метод может быть реализован с использованием технологии планарных дискретных электродов, позволяющей образовывать различные композиции электрических полей [8].

1. ДВИЖЕНИЕ ИОНОВ В ИНЕРЦИОННО-НЕСТАЦИОНАРНЫХ КВАДРУПОЛЬНЫХ ПОЛЯХ С ВОЗБУЖДЕНИЕМ КОЛЕБАНИЙ НА ГРАНИЦЕ УСТОЙЧИВОСТИ

Рассмотрим задачу движения заряженных частиц в суперпозиции быстроосциллирующих и медленно изменяющегося квадрупольных полей при наложении на них однородного возбуждающего поля. Распределение потенциала для этого случая имеет вид

$$\varphi(x, y, t) = \frac{x^2 - y^2}{r_0^2} [U(t) + V \cos \omega t] + \frac{u_b(t)}{2r_0} y, \quad (1)$$

где r_0 – геометрический параметр квадрупольной ИОС, V , ω и $U(t)$ – амплитуда, частота и медленно изменяющаяся составляющая питающего напряжения, $u_b(t)$ – возбуждающее напряжение. Движение заряженных частиц в поле потенциала (1) по координате возбуждения y описывается дифференциальным уравнением

$$\frac{d^2 y}{dt^2} - \frac{\omega^2}{4} [a(t) - 2q \cos 2t] y = -f(t), \quad (2)$$

где e и m – заряд и масса ионов, $f(t) = eu_b(t)/2r_0m$ – возбуждающее воздействие, $a = 8eU/r_0^2\omega^2m$, $q = 4eV/r_0^2\omega^2m$ – параметр Матье. Полагаем, что развертка масс-анализатора осуществляется изменением постоянной составляющей питающего напряжения по линейному закону

$$U(t) = v_U \frac{t}{T}, \quad 0 \leq t \leq T, \quad (3)$$

где v_U – скорость изменения напряжения, T – длительность одного цикла развертки масс. Также линейно в процессе развертки будет изменяться значение параметра Матье

$$a(t) = \frac{2q}{V} U(t). \quad (4)$$

При этом поле (1) и, соответственно, уравнение (2) будут нестационарными. Если выполняется $T \gg 2\pi/\omega$, то стационарность можно считать инерционной.

При постоянном $a(t) = \text{const}$ и в отсутствие возбуждения $u_b = 0$ выражение (2) является дифференциальным уравнением Матье, решения ко-

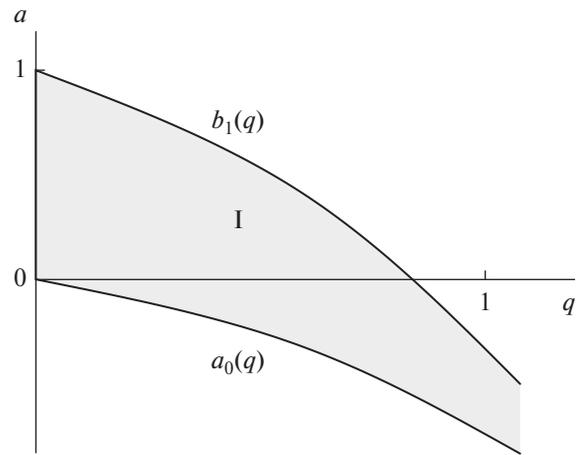


Рис. 1. Первая устойчивая область диаграммы Матье.

торого в зависимости от значений параметров a и q могут быть устойчивыми или неустойчивыми [4]. Линии $a_m(q)$ и $b_{m+1}(q)$, $m = 0, 1, 2, \dots$ делят область значений параметров a и q на области устойчивости и неустойчивости. С приближением к границам устойчивости колебания быстро, а при их пересечении – неограниченно нарастают. Это свойство квадрупольных быстроосциллирующих полей может быть использовано для резонансного масс-разделения ионов на границах диаграммы устойчивости Матье.

Эффективно эта задача решается в области устойчивости диаграммы Матье, ограниченной кривыми $a_0(q)$ и $b_1(q)$ (далее – область I) [4]. Общее решение дифференциального уравнения Матье на границах $a_0(q)$ и $b_1(q)$ является суммой периодических $se_0(z)$ и $se_1(z)$ и непериодических $fe_0(z)$ и $fe_1(z)$ функций. Особенностью границы $a_0(q)$ является монополярность функций $se_0(z) > 0$ и $fe_0(z)$ и, соответственно, общего решения $y(z) = Ace_0(z) + Bfe_0(z) > 0$, где A и B – постоянные интегрирования. Поэтому возбуждение колебаний на границе $a_0(q)$ предпочтительнее, так как оно реализуется в полупространстве $y \geq 0$.

Граница устойчивости $a_0(q)$ описывается выражением [4]

$$a_0(q) = -\frac{1}{2}q^2 + \frac{7}{128}q^4 - \frac{29}{2304}q^6 + Oq^8. \quad (5)$$

Для значений $q < 0.7$, при которых возможен режим возбуждения колебаний на границе области I устойчивости диаграммы Матье, с погрешностью менее 5% можно считать $a_0(q) \approx -q^2/2$.

Эффективность масс-сепарации ионов с резонансным возбуждением колебаний зависит от соотношения свободной $y_1(t)$ и вынужденной $y_2(t)$ составляющих решения дифференциального уравнения (2). Свободная составляющая $y_1(t)$ является

функцией со случайными параметрами – координатами y_0 и скоростями v_{0y} ионов, а вынужденная составляющая $y_2(t)$ – детерминированной функцией. Поэтому высокое разрешение метода достигается при выполнении в момент резонанса t_0 условия $y_2(t) \gg y_1(t)$.

Функции $y_1(t)$ и $y_2(t)$ определим, используя метод эффективного потенциала, предполагающего представление быстроосциллирующего квадрупольного поля моделью статического поля псевдопотенциала [5, 6]

$$\varphi_p(x, y, t) = \frac{U(t) + U_p}{r_0^2} x^2 + \frac{U_p - U(t)}{r_0^2} y^2 + \frac{u_b(t)}{2r_0} y, \quad (6)$$

где $U_p = eU^2/r_0^2 \omega m \approx qV/4$ – псевдопотенциал квадрупольного ВЧ-поля. В этом случае уравне-

ние (2) преобразуется в дифференциальные уравнения нестационарного гармонического осциллятора

$$\frac{d^2 y}{dt^2} + \Omega^2(t)y = f(t), \quad (7)$$

где $\Omega(t) = \sqrt{2e[U_p - U(t)]/r_0^2 m}$ – собственная частота гармонического осциллятора. В области значений параметров $a \leq 0$, $q \leq 0.7$, где реализуется режим резонансного вывода у границы $a_0(q)$, собственная частота Ω осциллятора близка к секулярной частоте Ω_s колебаний ионов в квадрупольном ВЧ-поле [5].

Секулярная частота $\Omega_s = \beta\omega/2$ определяется параметром стабильности β , который связан с параметром Матье a соотношением [4]

$$\beta \approx \sqrt{a - \frac{(1-a)}{2(1-a)^2 - q^2} q^2 - \frac{5a+7}{32(a-1)^2(a-4)^4} q^4 - \dots}. \quad (8)$$

В указанной выше области параметров a и q можно считать $\beta \approx \sqrt{a - a_0} = \sqrt{\Delta a}$. Точность приближения возрастает при $a \rightarrow a_0$.

На границе устойчивости $a_0(q)$ параметр $\beta = 0$ и частоты $\Omega_s = \Omega = 0$. При этом свободная составляющая решения дифференциального уравнения (7) из гармонической функции вырождается в линейную

$$y_1(t) = C_1 + C_2 t. \quad (9)$$

При $f(t) = f_0$ вторым независимым решением дифференциального уравнения (7) является функция $y_2(t) = a + bt + ct^2$. Отсюда следует, что возбуждение колебаний ионов в квадрупольном ВЧ-поле на границе устойчивости $a_0(q)$ может осуществляться под действием однородного статического поля $c f_0 = eU_b/2r_0 m$.

При линейном сканировании параметра a с учетом (8) для функции частоты получаем

$$\Omega(t) \approx \Omega_0 \sqrt{1 - t/t_0}, \quad (10)$$

где $\Omega_0 \approx q\omega/2\sqrt{2}$ – начальное значение частоты, $t_0 = qV/4v_U$ – время достижения параметром a граничного значения $a(t_0) = a_0 \approx q^2/2$. Тогда дифференциальное уравнение (7) принимает вид

$$\frac{d^2 y}{dt^2} + \Omega_0^2(1 - t/t_0)y = f_0. \quad (11)$$

Заменой переменных $t = (z/\varphi_0^{2/3} + 1)/t_0$ и $y = y_m W$, где $\varphi_0 = \Omega_0 t_0$, $y_m = e\pi U_b \sqrt[3]{t_0^2/\Omega_0^4}/2r_0 m$, уравнение (11) преобразуется в дифференциальное уравнение Эйри [9]

$$W'' - Wz = \pi^{-1}. \quad (12)$$

Парой линейно независимых решений этого уравнения являются функции Эйри, определенные на двух интервалах:

– больших $z > 1$

$$A_i(-z) = \frac{\sin\left(\frac{2}{3}z^{3/2} + \frac{\pi}{4}\right)}{\sqrt{\pi^4 z}}, \quad (13)$$

$$B_i(-z) = \frac{\cos\left(\frac{2}{3}z^{3/2} + \frac{\pi}{4}\right)}{\sqrt{\pi^4 z}};$$

– малых $|z| < 1$

$$A_i(z) = c_1 f(z) - c_2 g(z), \quad (14)$$

$$B_i(z) = \sqrt{3}[c_1 f(z) + c_2 g(z)], \quad (14)$$

где $f(z) = 1 + z^3/6 + \dots$, $g(z) = 1 + z^4/2 + \dots$, $c_1 \approx 0.355$, $c_2 \approx 0.259$.

Свободная $W_1(z)$ и вынужденная $W_2(z)$ составляющие общего решения уравнения (12) выражаются через функции Эйри

$$W_1(z) = A[A_i(z) + B_i(z)] + B[A_i(z) - B_i(z)],$$

$$W_2(z) = \frac{2}{3}B_i(z) + \int_0^z [A_i(x)B_i(z) - A_i(z)B_i(x)] dx. \quad (15)$$

Постоянные интегрирования в (15) определяются начальными значениями функций $W(z)$ и $W'(z)$ на двух интервалах их определения: A_1, B_1 на интервале $z > 1$ при $z = z_0$, соответствующего времени $t = 0$, и A_2, B_2 на интервале $|z| \leq 1$ при $z = -1$.

После подстановки (13) и (14) в (15) и с учетом начальных условий получаем:

– в области устойчивости $z > 1$

$$W_1(z) \approx \frac{1}{\sqrt{\pi^4/z}} \left[A_1 \cos\left(\frac{2}{3}z^{3/2}\right) + B_1 \sin\left(\frac{2}{3}z^{3/2}\right) \right],$$

$$W_2(z) \approx \frac{1}{\sqrt{\pi^4/z}} \times$$

$$\times \left[\frac{2}{3} \cos\left(\frac{2}{3}z^{3/2} + \frac{\pi}{4}\right) + \frac{1}{\pi} \int_0^z \frac{\sin\left[\frac{3}{2}(z^{3/2} - x^{3/2})\right]}{\sqrt{x}} dx \right];$$

– в области возбуждения $|z| < 1$

$$W_1(z) \approx A_2 + B_2 z,$$

$$W_2(z) \approx \frac{2}{\sqrt{3}} \left(c_1 + c_2 z + \frac{3}{2} c_1 c_2 z^2 \right). \quad (17)$$

После обратной замены переменных $z = \varphi_0^{2/3}(t/t_0 - 1)$ и $W = y/y_m$ и приближенного вычисления интеграла в (16) получаем решение дифференциального уравнения (11) нестационарного гармонического осциллятора:

– в устойчивой области $0 \leq t \leq t_1$

$$y_1(t) \approx \frac{1}{\sqrt[4]{1-t/t_0}} \left[y_0 \cos \varphi(t) + \frac{v_0}{\Omega_0} \sin \varphi(t) \right],$$

$$y_2(t) \approx \frac{y_m}{\pi \varphi_0^{2/3}} \left[\frac{1}{1-t/t_0} - \frac{1}{\sqrt[4]{1-t/t_0}} \cos \varphi(t) \right], \quad (18)$$

где $\varphi(t) = \frac{2}{3} \varphi_0 \left[1 - \sqrt{(1-t/t_0)^3} \right]$, $t_1 = (1 - 1/\varphi_0^{2/3})/t_0$;

– в окрестностях границы $a_0(q)$ $t_1 \leq t \leq 2t_0 - t_1$

$$y_1(t) \approx y_1(t_1) + y'(t_1)(t - t_1),$$

$$y_2(t) \approx y_2(t_1) c_1 \left[1 + \frac{c_2}{c_1} \left(\frac{t-t_1}{t_0} \right) + \frac{3}{2} c_2 \left(\frac{t-t_1}{t_0} \right)^2 \right]. \quad (19)$$

Выражения (18), (19) являются приближенными, так как получены на основе псевдопотенциальной статической модели быстро осциллирующего квадрупольного поля и описывают движение заряженных частиц с “основной” секулярной частотой. Точность модели можно оценить по результатам аналитических расчетов по формулам (18), (19) и численного решения с точностью 10^{-4} дифференциального уравнения (2) движения ионов в суперпозиции квадрупольных и однородных полей, приведенных на рис. 2.

2. ОБСУЖДЕНИЕ РЕЗУЛЬТАТОВ

Результаты аналитических расчетов и численного моделирования колебаний ионов в суперпозиции ВЧ- и инерционно-нестационарных квадрупольных полей с наложенными на них однородными возбуж-

дающими полями согласуются с погрешностью, не превышающей $\delta < 5 \times 10^{-2}$. Погрешности аналитической модели обусловлены приближенностью выражения для секулярной частоты $\Omega_s \approx \omega \sqrt{a - a_0}/2$, где граница устойчивости принята $a_0 \approx q^2/2$, и отсутствием в модели гармонического осциллятора высших гармоник колебаний с частотами $\omega_r = \omega \pm r\Omega_s$, $r = 1, 2, 3, \dots$

В устойчивой области $0 > a > a_0(q)$, $q < 0.5$ первая составляющая погрешности не превышает уровня 5×10^{-2} и может быть снижена до необходимого уровня при использовании более точных выражений: (8) для параметра стабильности и (5) для границы $a_0(q)$. Тогда основную долю в погрешность модели будет вносить вторая составляющая, уровень которой можно оценить по относительной величине амплитуд C_{2r}/C_0 , $r = \pm 1, \pm 2, \pm 3, \dots$ высших гармоник колебаний с частотами $\omega_r = \omega \pm r\Omega_s$ [4, 5].

Так как коэффициенты $C_{\pm 2r}$ при возрастании r быстро убывают, в составе колебания ионов достаточно учитывать две высшие гармоники с частотами $\omega_{1,2} = \omega \pm \Omega$ и относительными амплитудами $C_2/C_0 = q/(1 + \beta)^2$ и $C_{-2}/C_0 = q/(1 - \beta)^2$, где C_0 – амплитуда секулярной составляющей. Для режима вывода ионов с резонансным возбуждением колебаний актуальным является точное описание траекторий в окрестностях границы устойчивости $a_0(q)$, где параметр стабильности $\beta \rightarrow 0$ и справедливо $\omega_1 \approx \omega_2$, $C_2 \approx C_{-2}$. При этом уточненное с учетом ВЧ-составляющей $y_{ВЧ}(t) = 0.5q[y_1(t) + y_2(t)] \sin \omega t$ решение дифференциального уравнения (2) примет вид

$$y(t) = \left(1 + \frac{q}{2} \sin \omega t \right) [y_1(t) + y_2(t)]. \quad (20)$$

Из (20) следует, что в процессе возбуждения колебаний на границе $a_0(q)$ на монотонно возрастающую функцию $y_1(t) + y_2(t)$ накладывается гармоническая составляющая с частотой ВЧ-поля. В результате зависимость времени t_0 достижения ионами границы ИОС $y = r_0$ от параметра частиц e/m приобретает “ступенчатый” характер с высотой ступени $\Delta t_0 = 2\pi/\omega$. Это ограничивает разрешающую способность анализатора на уровне $R < t_0\omega/2\pi$.

Полезным свойством рассматриваемого метода возбуждения колебания ионов при выполнении условия $\sqrt{y_0^2 + (v_0/\Omega_0)^2} < y_m$ является монополярность решения уравнения (11) $y(t) > 0$. Это свойство траекторий движения ионов при сканировании параметра a к границе устойчивости $a_0(q)$ упрощает реализацию метода резонансного вывода, так как процесс масс-сепарации заряженных частиц происходит в ИОС с рабочей областью в полупространстве $y \geq 0$.

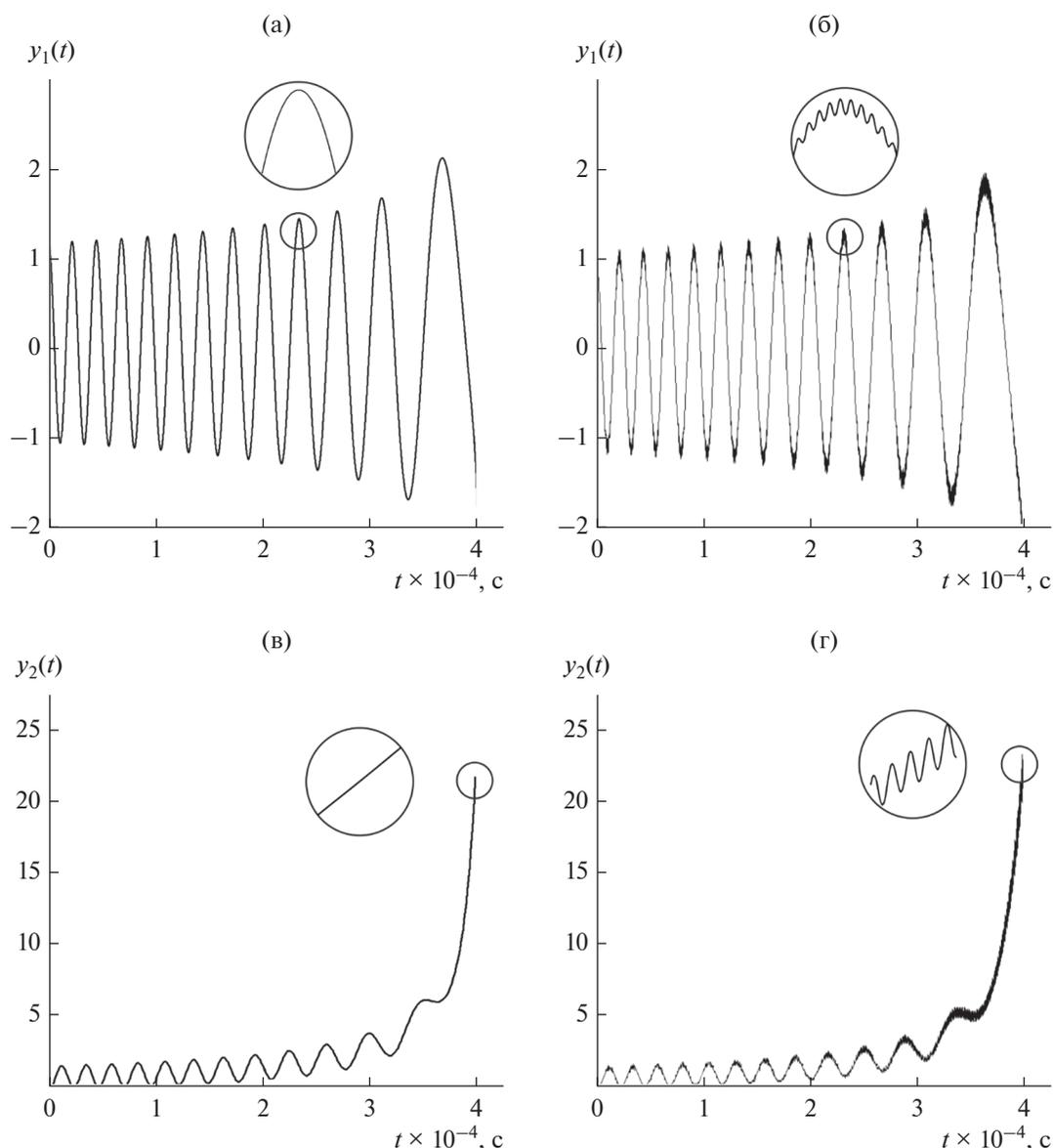


Рис. 2. Свободная (а, б) и вынужденная (в, г) составляющие колебаний ионов в инерционно-нестационарном квадрупольном поле при наложении возбуждающего однородного поля: а, в – псевдопотенциальная модель; б, г – численное решение дифференциального уравнения (2); на вставках – увеличенные фрагменты, отмеченные кружком.

Из рассмотрения решения уравнения (11) вытекает еще одно свойство колебаний, интересное с точки зрения организации ввода ионов в анализатор. В слагаемые $y_1(t) + y_2(t)$ общего решения (18) функция $\cos \varphi(t) / \sqrt[4]{1 - t/t_0}$ входит как множитель с противоположными знаками. Выбором параметров $y_0 \gg v_0/\Omega_0$ и $y_0 \approx y_m$ взаимно компенсируются колебания с секулярной частотой в независимых составляющих $y_1(t)$ и $y_2(t)$ общего решения $y(t)$, тогда выражение (18) преобразуется к виду

$$y(t) \approx \frac{1 + 0.5q \sin \omega t}{1 - t/t_0}, \quad t \leq t_1. \quad (21)$$

При $q \rightarrow 0$ уровень ВЧ-составляющей в (21) снижается и траектории ионов в процессе развертки масс приближаются к монотонно возрастающим, что важно для эффективного масс-разделения заряженных частиц.

Ранее отмечалось, что высокое разрешение возможно при условии $y_2(t_0) \gg y_1(t_0)$. Оценкой его выполнения является отношение значений в момент возбуждения t_0 функции возбуждения и свободной составляющей. Из (18) и (19) получаем

$$\frac{y_2(t_0)}{y_1(t_0)} \geq \frac{f_0 \Phi_0^{1/2} [c_1 + c_2/\Phi_0^{2/3} + 3c_1 c_2 \Phi_0^{4/3}]}{\Omega_0^2 \sqrt{2(y_0^2 + v_0^2/\Omega_0^2)}}. \quad (22)$$

Анализ выражений (18), (19), (21), (22) показывает, что эффективному масс-разделению ионов с возбуждением колебаний у границы устойчивости $a_0(q)$ способствуют:

- монополярный характер колебаний;
- ускоренный, в устойчивой области пропорциональный $1/(1 - t/t_0)$, рост функции возбуждения по сравнению со свободной составляющей, изменяющейся по закону пропорционально $1/\sqrt[4]{1 - t/t_0}$;
- квадратичное изменение в окрестностях границ $a_0(q)$ функции возбуждения при линейном нарастании свободной составляющей колебаний.

Аналитические выражения (16)–(19), описывающие колебания заряженных частиц в суперпозиции инерционно-нестационарных квадрупольных и однородных статических электрических полей позволяют оптимизировать параметры анализатора r_0 , квадрупольного V , ω и возбуждающего U_b полей, развертки масс ν , T для достижения наибольшего разрешения метода резонансного вывода ионов у границы устойчивости $a_0(q)$.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

На основе псевдопотенциальной модели квадрупольного быстро осциллирующего поля решена задача возбуждения колебаний заряженных частиц на границе устойчивости $a_0(q)$ диаграммы Маттье под действием однородного статического поля. Задача сведена к решению дифференциального уравнения инерционно-нестационарного гармонического осциллятора, которое при изменении собственной частоты колебаний по закону $\Omega(t) = \Omega_0 \sqrt{1 - t/t_0}$ преобразуется в дифференци-

альное уравнение Эйри. С использованием его решений получены выражения для свободной и вынужденной составляющих колебаний гармонического осциллятора в устойчивой области и области возбуждения. Приближенное решение, учитывающее только секулярную составляющую, уточнено добавлением ВЧ-компоненты колебаний, частота которой при возбуждении совпадает с частотой квадрупольного поля. Эффективность разделения заряженных частиц по удельному заряду у границы $a_0(q)$ оценивается соотношением детерминированной функции возбуждения и свободной составляющей со случайными параметрами.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. *Баскаков С.И.* Радиотехнические цепи и сигналы. М.: Высш. шк., 2000.
2. *Konenkov N.V., Sudakov M.Yu., Cousins L.M., Baranov V.I.* // Int. J. Mass Spectrometry. 2001. V. 208. № 1–3. P. 17.
3. *Douglas D.J., Konenkov N.V.* // Rapid Commun. Mass Spectrometry. 2014. V. 28. P. 430.
4. *Мак-Лахлан Н.В.* Теория и приложения функций Маттье. М.: Изд-во иностр. лит., 1958.
5. *Dawson P.H.* Quadrupole Mass Spectrometry and its Applications. N.Y.: Amer. Inst. Phys., 1995.
6. *Апацкая М.В., Мамонтов Е.В., Судаков М.Ю.* Проблемы квадрупольной масс-спектрометрии: монография. М.: КУРС, 2018.
7. *Мамонтов Е.В., Судаков М.Ю., Дятлов Р.Н.* // РЭ. 2020. Т. 68. № 2. С. 197.
8. *Гуров В.С., Мамонтов Е.В., Дягилев А.А.* // Масс-спектрометрия. 2007. Т. 4. № 2. С. 139.
9. Справочник по специальным функциям с формулами, графиками и математическими таблицами/ Под ред. М. Абрамовица, И. Стиган. М.: Наука, 1979. С. 494.

НОВЫЕ РАДИОЭЛЕКТРОННЫЕ СИСТЕМЫ И ЭЛЕМЕНТЫ

УДК 621.372.2

АНАЛИТИЧЕСКИЕ УСЛОВИЯ ДЛЯ ВЫРАВНИВАНИЯ И УМЕНЬШЕНИЯ АМПЛИТУД СОСТАВЛЯЮЩИХ ВРЕМЕННОГО ОТКЛИКА В ВИТКЕ МЕАНДРОВОЙ ЛИНИИ

© 2022 г. Р. С. Суровцев*

*Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники,
просп. Ленина, 40, Томск, 634050 Российская Федерация*

**E-mail: surovcevrs@gmail.com*

Поступила в редакцию 30.04.2021 г.

После доработки 23.08.2021 г.

Принята к публикации 02.09.2021 г.

Отмечена актуальность защиты радиоэлектронной аппаратуры от кондуктивных воздействий, в частности сверхкоротких импульсов (СКИ). Выделен виток меандровой линии (МЛ), позволяющий улучшить защиту от СКИ за счет его разложения на последовательность импульсов меньшей амплитуды. Отмечено, что для быстрой априорной оценки амплитуды СКИ на выходе МЛ в ряде случаев целесообразно применение простых аналитических моделей, а не затратного полноволнового анализа. Описан процесс получения аналитических моделей в замкнутой форме для расчета временного отклика в узлах витка МЛ. На основе разработанных моделей получены условия равенства амплитуд импульсов разложения в конце витка МЛ для трех случаев разложения.

DOI: 10.31857/S0033849422010090

ВВЕДЕНИЕ

Современные электронные системы постоянно совершенствуются, становясь все более функциональными, компактными и быстродействующими, но при этом более сложными и уязвимыми. Для разработки систем с множеством параметров применяется автоматизированное проектирование, основанное на математическом моделировании. Разнообразие моделей формирует соответствующую теоретическую основу автоматизированного проектирования и имеет большое практическое значение при моделировании, позволяя разработчику проверить его достоверность и сократить вычислительные затраты. Поэтому необходима разработка новых моделей для улучшения конструкции элементов электронных систем.

Типичным примером такого элемента является меандровая линия (МЛ), традиционно применяемая для задержки сигналов, поступающих из разных точек печатных плат для их синхронизации в точке приема. Также МЛ нашли применение в приемных и передающих антеннах [1], индукторах [2], многослойных конденсаторах [3], фильтрующих устройствах [4], корректорах групповой задержки и фазовых корректорах [5].

Между тем широко применяемые МЛ, если сделать их в специальной конфигурации, можно использовать также для подавления опасных кондуктивных воздействий, в частности сверхкорот-

кого импульса (СКИ). Так, СКИ, распространяющийся вдоль витка МЛ, может быть разложен на несколько основных импульсов меньшей и одинаковой амплитуды: два импульса в воздушной МЛ [6], три – в микрополосковой [7] и четыре – в несимметричной, с лицевой связью [8]. Действительно, необходимость защиты от такого воздействия отмечалась в указанных работах [6–8], подтвердилась опубликованными фактами различных применений [9], показана, например, для авионики [10], став особенно насущной для беспилотных летательных аппаратов [11]. Специфика результата воздействия именно СКИ состоит в том, что наводки от него могут восприниматься в качестве полезных сигналов, однако они нарушают цифровой обмен, а при более высокой амплитуде проникают через традиционные средства защиты и приводят к выходу из строя [12, 13]. Уменьшение результирующей амплитуды помехи до безопасного уровня с помощью новых (одиночных или последовательно соединенных) устройств, используемых вместо известных или дополнительно с ними, может улучшить защиту. Поэтому активно исследуются новые устройства, позволяющие ослабить влияние СКИ за счет его разложения на импульсы с меньшими амплитудами (минимальными при их выравнивании), например, модальные фильтры [14]. Между тем очень близки к ним защитные МЛ [15, 16], которые могут да-

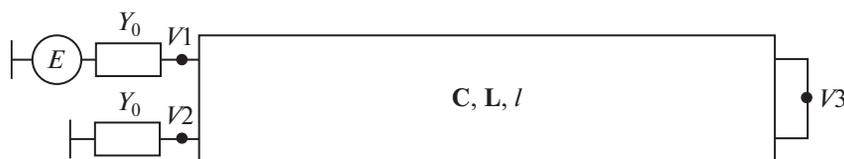


Рис. 1. Схема соединений витка МЛ; прямоугольником обозначен отрезок регулярной связанной линии.

же превосходить их: за счет большего числа импульсов разложения, удвоенного пути вдоль МЛ и отсутствия резисторов [6–8]. Таким образом, исследование и применение МЛ для защиты от СКИ видится перспективным.

Для моделирования полосковых устройств, в том числе МЛ, как правило, используются численные методы. Например, для исследования минимизации искажений полезных сигналов, возникающих в МЛ на печатных платах из-за перекрестных связей, успешно применяется SPICE-моделирование [17], а также широко известные полноволновые методы [18]. Однако использование численных методов не всегда целесообразно, поскольку в ряде частных случаев (с незначительными потерями и дисперсией) вычислительные затраты на моделирование численным методом могут быть крайне высоки. Типичным примером является оптимизация, выполняемая для выравнивания и минимизации амплитуд разложенных импульсов [19]. Тогда для предварительных оценок целесообразно использовать аналитические модели, которые дают быстрые оценки с приемлемой точностью. Кроме того, аналитическая модель, представленная в общем виде, позволяет получить на ее основе более простые и эффективные модели для некоторых частных, но важных структур. Наконец, такие модели позволяют получить аналитические условия для расчета оптимальных параметров без использования вычислительно затратной оптимизации. Поэтому развитие аналитического моделирования не теряет актуальности.

Представим несколько примеров таких исследований. Например, хорошо известен подход к анализу перекрестных помех, задержки распространения сигнала и импульсных искажений в межсоединениях [20]. В [21] авторы приводят выражения в замкнутой форме для определения передаточных функций N связанных межсоединений с произвольными импедансами на концах. Заслуживают внимания также модели, основанные на численном обратном преобразовании Лапласа [22, 23], и аналитические модели для периодических многокаскадных структур из одиночных и симметричных связанных линий [24].

Между тем, насколько известно автору, к настоящему моменту нет окончательных аналитических моделей в замкнутой форме для временного отклика на концах витка МЛ на импульсное

воздействие. Этот факт ограничивает получение аналитических оценок для важных приложений МЛ, например, в качестве устройств защиты от кондуктивных СКИ. Однако можно предположить, что подходы и методы, представленные в [20–24], могут быть эффективно использованы для заполнения этих пробелов. В частности, модели из [24] успешно модифицированы в работах [25, 26] для сложных структур, но также могут быть использованы для витка МЛ. Это позволит сделать вклад в решение проблемы эффективного автоматизированного синтеза оптимальных МЛ.

Целью данной работы является вывод простых аналитических моделей для быстрой и априорной оценки амплитуд импульсов разложения, а также условий их выравнивания в конце витка МЛ.

1. ИСХОДНЫЕ ДАННЫЕ

На рис. 1 представлена схема соединений исследуемого витка МЛ. Он состоит из одного опорного и двух параллельных ему и друг другу сигнальных проводников длиной l , соединенных на одном конце. Один из сигнальных проводников соединен с источником электродвижущей силы (ЭДС) E с внутренним адмиттансом Y_0 , а другой – с нагрузкой Y_0 . Поскольку сигнал в конце витка МЛ представлен последовательностью его составляющих, то сначала нужно получить их амплитуды в аналитическом виде. Для этого удобно использовать аналитические модели для отрезка симметричной связанной линии передачи, полученные на основе моделей для одиночной линии с адмиттансом Y_1 и задержкой τ_1 (рис. 2) [24].

Для ясности дальнейшего изложения, представим эти модели. Компоненты отклика для дальнего конца, учитывающие проходящую волну $V_0(t)$, и ближнего конца, учитывающие отраже-

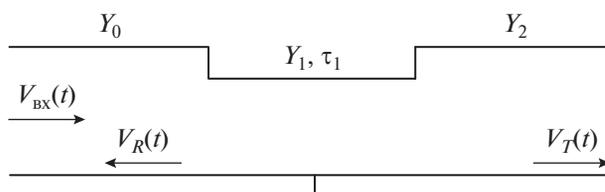


Рис. 2. Эквивалентная схема одиночного отрезка линии передачи с окончаниями [24].

ние от начала $V_1'(t)$ и конца $V_1''(t)$ отрезка линии, имеют следующий вид:

$$\begin{aligned} V_0(t) &= \frac{2Y_0}{Y_0 + Y_1} \frac{2Y_1}{Y_1 + Y_2} V_{\text{BX}}(t - \tau_1), \\ V_1'(t) &= \frac{Y_0 - Y_1}{Y_0 + Y_1} V_{\text{BX}}(t), \\ V_1''(t) &= \frac{2Y_0}{Y_0 + Y_1} \frac{2Y_1}{Y_1 + Y_2} \frac{Y_1 - Y_2}{Y_2 + Y_1} V_{\text{BX}}(t - 2\tau_1), \end{aligned} \quad (1)$$

где $V_{\text{BX}}(t) = E(t)/2$.

Следующие выражения, когда задано четное или нечетное число отражений ($k_{\text{отр}}$), позволяют вычислить отклик на дальнем (с учетом компонент, испытавших четное число отражений) или ближнем (с учетом компонент, испытавших нечетное число отражений) концах линии:

$$\begin{aligned} V_T(t) &= V_0(t) + \sum_{k=1}^{k_{\text{отр}}/2} V_{\text{ВЫХ}}(t), \\ V_R(t) &= V_1'(t) + V_1''(t) + \sum_{k=1}^{(k_{\text{отр}}-1)/2} V_{\text{ОТР}}(t), \end{aligned} \quad (2)$$

где

$$\begin{aligned} V_{\text{ВЫХ}}(t) &= \frac{2Y_0}{Y_0 + Y_1} \frac{2Y_1}{Y_1 + Y_2} \times \\ &\times V_{\text{BX}}(t - (2k + 1)\tau_1) \prod_{i=1}^k \frac{Y_1 - Y_2}{Y_1 + Y_2} \frac{Y_1 - Y_0}{Y_0 + Y_1}, \\ V_{\text{ОТР}}(t) &= \frac{2Y_0}{Y_0 + Y_1} \frac{2Y_1}{Y_1 + Y_2} \frac{Y_1 - Y_2}{Y_2 + Y_1} \times \\ &\times V_{\text{BX}}(t - 2(k + 1)\tau_1) \prod_{i=1}^k \frac{Y_1 - Y_2}{Y_1 + Y_2} \frac{Y_1 - Y_0}{Y_0 + Y_1}. \end{aligned}$$

Выражения (2) для одиночной линии применимы для симметричной (в поперечном сечении и по нагрузкам) связанной линии, если записать их отдельно, заменив индекс "1" в Y_1 и τ_1 на индексы "e" и "o" для четной и нечетной мод соответственно. Тогда компоненты отклика для четной и нечетной мод позволяют получить отклик в каждом узле связанной линии как

$$\begin{aligned} V_1(t) &= \frac{1}{2} [V_R^e(t) + V_R^o(t)], \quad V_2(t) = \frac{1}{2} [V_R^e(t) - V_R^o(t)], \\ V_3(t) &= \frac{1}{2} [V_T^e(t) + V_T^o(t)], \quad V_4(t) = \frac{1}{2} [V_T^e(t) - V_T^o(t)], \end{aligned} \quad (3)$$

где $V_1(t)$ и $V_3(t)$ – отклики в начале и конце активного проводника, а $V_2(t)$ и $V_4(t)$ – пассивного.

2. МОДЕЛИ ДЛЯ ВЫЧИСЛЕНИЯ ВРЕМЕННОГО ОТКЛИКА

Структура на рис. 1 – это связанная линия с замкнутыми на дальнем конце проводниками

без окончаний. Поэтому на дальнем конце (рис. 2, выражения (2)) $Y_2 = \infty$ для нечетной моды и $Y_2 = 0$ – для четной. Тогда выражения (2) для каждой моды существенно упрощаются. Используя (3), получим окончательно для отклика в узлах V_1, V_2, V_3 :

$$\begin{aligned} V_1(t) &= \frac{V_{\text{BX}}(t)}{2} \left(\frac{Y_0 - Y_e}{Y_0 + Y_e} + \frac{Y_0 - Y_o}{Y_0 + Y_o} \right) + \\ &+ 2Y_0 \left(\frac{Y_e V_{\text{BX}}(t - 2l\tau_e)}{(Y_e + Y_0)^2} - \frac{Y_o V_{\text{BX}}(t - 2l\tau_o)}{(Y_o + Y_0)^2} \right) + 2Y_e Y_0 \times \\ &\times \sum_{i=2}^{k_{\text{отр}}} (-1)^{i+1} V_{\text{BX}}(t - 2l\tau_e i) (Y_e + Y_0)^{-(1+i)} (Y_0 - Y_e)^{i-1} - \end{aligned} \quad (4)$$

$$\begin{aligned} &- 2Y_o Y_0 \sum_{i=2}^{k_{\text{отр}}} V_{\text{BX}}(t - 2l\tau_o i) (Y_o + Y_0)^{-(1+i)} (Y_0 - Y_o)^{i-1}, \\ V_2(t) &= \frac{V_{\text{BX}}(t)}{2} \left(\frac{Y_0 - Y_e}{Y_0 + Y_e} - \frac{Y_0 - Y_o}{Y_0 + Y_o} \right) + \\ &+ 2Y_0 \left(\frac{Y_e V_{\text{BX}}(t - 2l\tau_e)}{(Y_e + Y_0)^2} + \frac{Y_o V_{\text{BX}}(t - 2l\tau_o)}{(Y_o + Y_0)^2} \right) + 2Y_e Y_0 \times \\ &\times \sum_{i=2}^{k_{\text{отр}}} (-1)^{i+1} V_{\text{BX}}(t - 2l\tau_e i) (Y_e + Y_0)^{-(1+i)} (Y_0 - Y_e)^{i-1} + \\ &+ 2Y_o Y_0 \sum_{i=2}^{k_{\text{отр}}} V_{\text{BX}}(t - 2l\tau_o i) (Y_o + Y_0)^{-(1+i)} (Y_0 - Y_o)^{i-1}, \end{aligned} \quad (5)$$

$$\begin{aligned} V_3(t) &= V_4(t) = \frac{2Y_0 V_{\text{BX}}(t - l\tau_e)}{(Y_e + Y_0)} + \\ &+ 2Y_0 \sum_{i=2}^{k_{\text{отр}}} (-1)^{i+1} V_{\text{BX}}(t - l\tau_e(2i - 1)) \times \\ &\times (Y_e + Y_0)^{-i} (Y_0 - Y_e)^{i-1}. \end{aligned} \quad (6)$$

Для проверки (4)–(6) вычислены временные отклики в узлах V_1, V_2, V_3 (рис. 3) на импульсное воздействие в системе TALGAT численным методом в частотной области [27]. Параметры поперечного сечения витка, источника и нагрузки взяты из [7]. Полученные формы сигналов полностью совпали.

3. УСЛОВИЯ ДЛЯ ВЫРАВНИВАНИЯ АМПЛИТУД СОСТАВЛЯЮЩИХ ВРЕМЕННОГО ОТКЛИКА

Модель (5) пригодна для воздействия произвольной формы, но для определенности рассмотрим воздействие СКИ. Для выравнивания амплитуд импульсов разложения (исходного СКИ) в конце витка МЛ сначала необходимо определить нормированные амплитуды каждой составляющей временного отклика в конце МЛ. Из (5) легко получить аналитические выражения, определяющие амплитуды первого (перекрестной на-

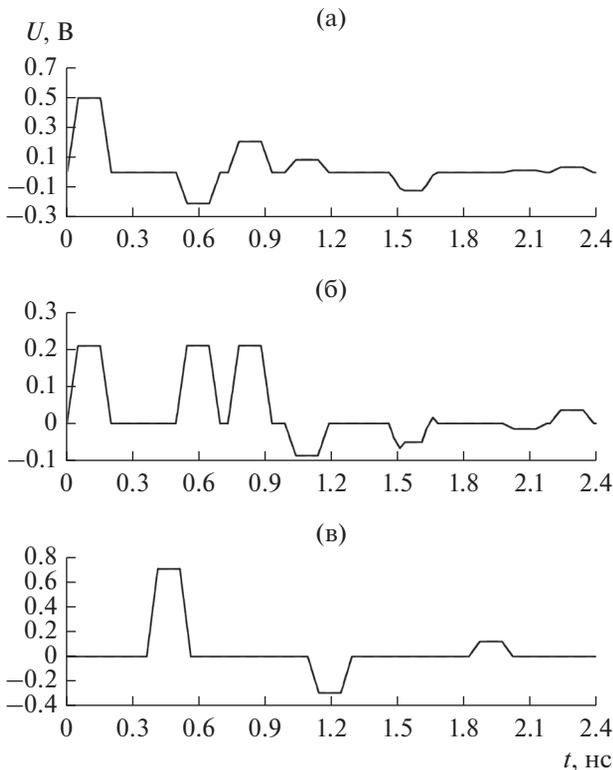


Рис. 3. Формы напряжения в узлах $I1$ (а), $I2$ (б), $I3$ (в) схемы рис. 1, вычисленные по выражениям (4)–(6) (штриховые кривые) и в TALGAT (сплошные), полностью совпадают.

водки, V_c), второго (нечетной моды, V_o) и третьего (четной моды, V_e) импульсов:

$$V_c = \frac{Y_0(Y_o - Y_e)}{(Y_o + Y_0)(Y_e + Y_0)}, \quad V_o = \frac{2Y_0Y_o}{(Y_o + Y_0)^2}, \quad (7)$$

$$V_e = \frac{2Y_0Y_e}{(Y_e + Y_0)^2}.$$

Далее можно сформулировать условия для выравнивания амплитуд импульсов и вывести окончательные выражения для нескольких частных случаев.

3.1. Выравнивание амплитуд двух импульсов

Если погонные задержки четной и нечетной мод линии одинаковы (например, при однородном диэлектрическом заполнении), то в конце линии наблюдаются только два импульса: наводки и основного сигнала. Амплитуда второго импульса определяется как сумма амплитуд четной и нечетной мод линии. Тогда из условия равенства амплитуд первого и второго импульсов $V_c = V_o + V_e$ с учетом (7) получим

$$\frac{Y_o + 3Y_e}{Y_0} + \frac{3Y_o + Y_e}{Y_o} + \frac{Y_o - Y_e}{Y_e} = -8. \quad (8)$$

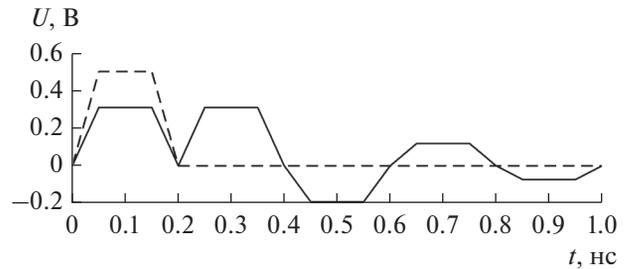


Рис. 4. Формы напряжения в узлах $I1$ (штриховая) и $I2$ (сплошная) витка МЛ в воздухе при $k \approx 4.236$.

Рассмотрим частный случай минимизации отражений сигнала от концов проводников, когда $Y_o = \sqrt{Y_e Y_0}$. Тогда после подстановки $k = \sqrt{Y_o/Y_e}$ с физическим смыслом коэффициента связи, получим уравнение 4-й степени

$$k^4 - 2k^3 - 8k^2 - 6k - 1 = 0,$$

имеющее один физический корень $k = \sqrt{5} + 2 \approx 4.236$, который определяет нормированную к амплитуде $V_{вх}(t)$ амплитуду напряжения на выходе витка МЛ как $(k - 1)/(k + 1) = (\sqrt{5} - 1)/2 \approx 0.618$.

Для проверки полученных аналитических моделей и оценок вычислены матрицы и временные отклики в узлах $I1$ и $I2$ на импульсное воздействие в системе TALGAT. Параметры воздействия, поперечного сечения МЛ в воздухе, генератора и нагрузки взяты из [6]. Вычисленные методом моментов [27] матрицы \mathbf{C} и \mathbf{L} структуры и вычисленная из них матрица \mathbf{Z} имеют вид:

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} 153.16 & -136.99 \\ -136.99 & 153.16 \end{bmatrix} \text{ пФ/м},$$

$$\mathbf{L} = \begin{bmatrix} 363.35 & 325.00 \\ 325.00 & 363.35 \end{bmatrix} \text{ нГн/м},$$

$$\mathbf{Z} = \begin{bmatrix} 108.93 & 97.43 \\ 97.43 & 108.93 \end{bmatrix} \text{ Ом}.$$

Как разность и сумма по строке матрицы \mathbf{Z} , вычислены волновые сопротивления нечетной и четной мод линии ($Z_o = 11.50 \text{ Ом}$, $Z_e = 206.36 \text{ Ом}$), обеспечивающие условие $k = \sqrt{Z_e/Z_o} \approx 4.236$. На рис. 4 представлены формы напряжений в узлах $I1$ и $I2$. Первые два импульса в конце витка имеют одинаковые амплитуды, около 61.8% от амплитуды $V_{вх}(t)$.

3.2. Выравнивание амплитуд трех импульсов

Если погонные задержки четной и нечетной мод линии различны (в неоднородном диэлектрическом заполнении), то их импульсы можно

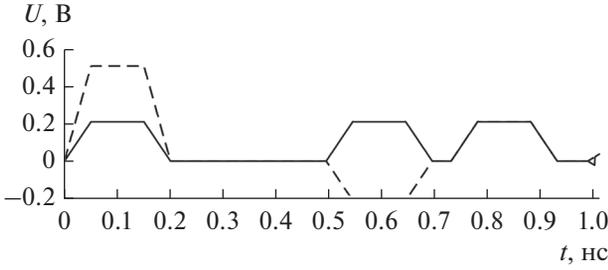


Рис. 5. Формы напряжения в узлах $V1$ (штриховая) и $V2$ (сплошная) витка микрополосковой МЛ при $k \approx 2.413$.

разности по времени. Тогда, приравняв их амплитуды ($V_o = V_e$ из (7)), получим

$$Y_0 = \sqrt{Y_e Y_o}. \quad (9)$$

Из условия равенства амплитуд первого и второго импульсов ($V_c = V_o$) получим

$$\frac{Y_0 - 3Y_e}{Y_o} + \frac{Y_e}{Y_o} = 1. \quad (10)$$

Учитывая (9), при подстановке $k = \sqrt{Y_o/Y_e}$ получим кубическое уравнение

$$k^3 - k^2 - 3k - 1 = 0,$$

имеющее один физический корень $k = \sqrt{2} + 1 \approx 2.414$, который определяет нормированную амплитуду напряжения на выходе витка как $(k - 1)/(k + 1) = \sqrt{2} - 1 \approx 0.414$.

Для проверки моделей и оценок, параметры воздействия, поперечного сечения микрополосковой МЛ, источника и нагрузки взяты из [7]. Вычисленные методом моментов матрицы \mathbf{C} и \mathbf{L} структуры и вычисленная из них матрица \mathbf{Z} имеют вид:

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} 232.06 & -138.12 \\ -138.12 & 232.06 \end{bmatrix} \text{ пФ/м,}$$

$$\mathbf{L} = \begin{bmatrix} 390.34 & 309.03 \\ 309.03 & 390.34 \end{bmatrix} \text{ нГн/м,}$$

$$\mathbf{Z} = \begin{bmatrix} 50.55 & 35.73 \\ 35.73 & 50.55 \end{bmatrix} \text{ Ом.}$$

Из матрицы \mathbf{Z} вычислены волновые сопротивления нечетной и четной мод линии ($Z_o = 14.82$ Ом, $Z_e = 86.28$ Ом), которые дают $k = \sqrt{Z_e/Z_o} \approx 2.413$, что очень близко к $\sqrt{2} + 1 \approx 2.414$. На рис. 5 представлены формы напряжения в узлах $V1$ и $V2$. Первые три импульса в конце витка имеют одинаковую амплитуду, около 41.4% от амплитуды $V_{\text{вх}}(t)$.

3.3. Дополнительное уменьшение амплитуд трех импульсов

Для дополнительного уменьшения амплитуды СКИ на выходе витка МЛ сначала надо обеспечить равенство моментов прихода импульса поздней моды (третий импульс на рис. 3б) и отраженного от начала линии импульса ранней моды отрицательной полярности (четвертый импульс на рис. 3б). Для этого нужно обеспечить условие [28]

$$\tau_{\text{max}} = 2\tau_{\text{min}}, \quad (11)$$

где τ_{max} и τ_{min} – погонные задержки поздней и ранней мод. Пусть далее для определенности они будут погонными задержками четной (τ_e) и нечетной (τ_o) мод, хотя может быть и наоборот.

Теперь дополнительно надо определить амплитуду четвертого импульса разложения (отраженного импульса нечетной моды, V_{Ro}) на выходе МЛ (см. рис. 3б), также нормированную относительно амплитуды $V_{\text{вх}}(t)$:

$$V_{Ro} = -\frac{2Y_o Y_0 (Y_o - Y_0)}{(Y_o + Y_0)^3}. \quad (12)$$

Приравняв V_c и V_o из (7), получим

$$Y_0 = \frac{Y_o (Y_o - 3Y_e)}{Y_o + Y_e}. \quad (13)$$

Приравняв V_o и $V_e + V_{Ro}$ из (7) и (12), получим

$$\frac{Y_e}{(Y_e + Y_0)^2} = \frac{2Y_o}{(Y_o + Y_0)^3}. \quad (14)$$

Подставив (13) в (14), получим уравнение

$$Y_e^2 - Y_o^2 + 4Y_o Y_e = 0, \quad (15)$$

имеющее два физических корня:

$$Y_o/Y_e = \sqrt{5} + 2 \approx 4.236, \quad (16)$$

$$Y_o/Y_e = \sqrt{5} - 2 \approx 0.236. \quad (17)$$

Отметим, что второй корень обратен первому, что означает взаимозамену значений Y_o и Y_e в (16) или (17), поэтому далее для определенности используем первый корень. Выразив Y_o из (16) и подставив в (13), получим

$$Y_0 = Y_e. \quad (18)$$

Таким образом, при выполнении (16) достаточно выполнить (18) вместо (13).

Рассмотрим случай, когда (16) и (18) выполняются, так что $V_c = V_o = V_e + V_{Ro}$. Тогда вычислить нормированную амплитуду первых трех импульсов можно, например, по второму выражению из (7) после подстановки в него (13) с учетом (16):

$$V_o = (\sqrt{5} - 1)/4 \approx 0.309. \quad (19)$$

Таким образом, при выполнении (11), (16) и (18) амплитуда первых трех импульсов на выходе

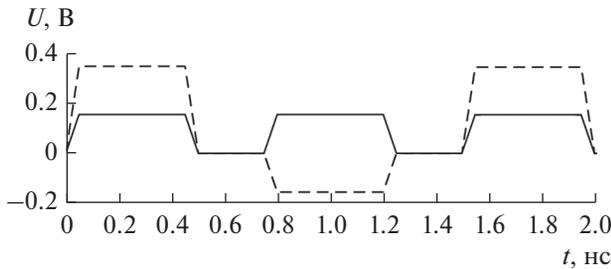


Рис. 6. Формы напряжения в узлах V_1 (штриховая) и V_2 (сплошная) витка микрополосковой МЛ при выполнении (11), (16) и (18).

линии должна составлять 30.9% от амплитуды $V_{вх}(t)$. Для проверки этого вычислен временной отклик в узле V_2 на воздействие СКИ численным методом в системе TALGAT. Параметры поперечного сечения выбраны такими же, как в [28], поскольку они обеспечивают приблизительное выполнение (11) и равенства амплитуд первых трех импульсов. Вычисленные методом моментов матрицы \mathbf{C} и \mathbf{L} структуры и вычисленная из них матрица \mathbf{Z} имеют вид:

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} 1100.42 & -396.78 \\ -396.78 & 1100.42 \end{bmatrix} \text{ пФ/м,}$$

$$\mathbf{L} = \begin{bmatrix} 219.04 & 172.95 \\ 172.95 & 219.04 \end{bmatrix} \text{ нГн/м,}$$

$$\mathbf{Z} = \begin{bmatrix} 14.575 & 9.027 \\ 9.027 & 14.575 \end{bmatrix} \text{ Ом.}$$

Квадратный корень собственных значений произведения матриц \mathbf{C} и \mathbf{L} дает погонные задержки четной ($\tau_e = 16.608$ нс/м) и нечетной мод ($\tau_o = 8.307$ нс/м). Тогда $2\tau_o = 16.614$ нс/м, что отличается от $\tau_e = 16.608$ нс/м на 0.04%. Из матрицы \mathbf{Z} вычислены волновые сопротивления нечетной и четной мод линии: $Z_o = 5.548$ Ом, $Z_e = 23.603$ Ом. Тогда $Z_o/Z_e = Y_o/Y_e = 4.254$, что отличается от значения в (16) на 0.423%. Полученное выше значение $Z_e = 23.603$ Ом отличается от сопротивления 23 Ом, использованного в [28], на 2.555%. Таким образом, условия (11), (16) и (18) выполняются с хорошей точностью.

Далее был вычислен отклик численным методом в системе TALGAT на воздействие СКИ с амплитудой ЭДС 1 В, длительностью плоской вершины 400 пс, а фронта и спада – по 50 пс. Длина линии $l = 45$ мм. На рис. 6 показана форма напряжения в узле V_2 микрополосковой МЛ, из которой видно, что сигнал в конце линии представлен последовательностью из трех импульсов с близкими амплитудами: перекрестной наводки (0.156 В), нечетной моды (0.157 В), а также суммы четной моды и отраженной нечетной моды (0.154 В), составляющими 31.2, 31.4 и 30.8% от амплитуды

$V_{вх}(t)$ соответственно, что отличается от 30.9% из (19) менее чем на 0.5%.

Таким образом, полученное аналитически значение амплитуды в конце линии подтверждается моделированием численным методом, а выполнение (11), (16) и (18) позволяет выровнять и дополнительно уменьшить амплитуды импульсов в конце витка МЛ.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В работе получены и проверены аналитические модели для расчета отклика на произвольное кондуктивное воздействие во временной области в витке МЛ. Разработанные модели позволили получить условия равенства составляющих отклика в конце витка МЛ на примере воздействия СКИ для трех случаев его разложения: на два импульса (при равных погонных задержках); на три импульса (при разных погонных задержках); на три импульса с дополнительным уменьшением амплитуды (за счет наложения на импульс поздней моды отраженного импульса ранней моды отрицательной полярности). Аналитические модели и условия подтверждены численным моделированием на основе метода моментов и модифицированного узлового метода.

Полученные модели отличаются от сложных алгоритмических моделей, основанных на численных методах, использованием простых выражений в замкнутой форме. Достоинства моделей (по сравнению с анализом численными методами) заключаются в точности (за счет аналитики) и гораздо меньших вычислительных затратах (в том числе за счет учета заданного числа отражений во временном отклике). Таким образом, эти модели позволят ускоренное проектирование и параметрическую оптимизацию витка МЛ в различных приложениях.

Полученные для трех случаев МЛ условия равенства амплитуд импульсов позволят добиться его гораздо эффективнее: вовсе не вычисляя временной отклик, в отличие от того, как это делалось ранее во всех предыдущих работах. Кроме того, полученные аналитические оценки значений коэффициента связи и уровня напряжения позволят выбрать конструкцию МЛ с учетом имеющихся технологических ограничений, сделав это априори, до анализа и оптимизации.

Потребность в получении этих моделей и условий возникла в целях минимизации напряжения на выходе витка МЛ для улучшения защиты от СКИ. Однако их можно использовать и для других воздействий, например электростатического разряда, затухающей синусоиды или специальных генераторов. Кроме того, важными могут оказаться их применения для расщепления одиночного импульса генератора на последователь-

ность импульсов, а также формирования последовательности импульсов с заданными амплитудами и задержками или сигнала заданной формы за счет частичного наложения этих импульсов.

ФИНАНСИРОВАНИЕ РАБОТЫ

Работа выполнена при финансовой поддержке Российского фонда фундаментальных исследований (проект № 19-37-51017), а также Министерства науки и высшего образования (проект FEWM-2020-0041).

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. *Misman D., Aziz M.Z.A. Abd., Husain M.N., Soh P.J.* // Proc. 2009 Europ. Conf. Antennas and Propagation. Berlin. 27–23 Mar. N.Y.: IEEE, 2009. P. 2420.
2. *Acuña J.E., Rodriguez J.L., Obelleiro F.* // Int. J. RF and Microwave Computer-Aided Engineering. 2001. V. 11. № 4. P. 219.
3. *Wang X.C., Sun Y.Y., Zhu J.H.* // IEEE Trans. 2017 V. EMC-59. № 3. P. 996.
4. *Shlepnev Y., Neves A., Dagostino T., Mcmorrow S.* // Proc. 2009 Design Conf. Santa Clara. 2–5 Feb. S.L.C.: UBM Electronics, 2009. P. 2581.
5. *Zhang Q., Bandler J.W., Caloz C.* // IEEE Trans. 2013 V. MTT-18. № 4. P. 4040.
6. *Surovtsev R.S., Gazizov T.R., Zabolotsky A.M.* // Proc. 2015 Int. Siberian Conf. Control and Communications (SIBCON). Omsk. 21–23 May. N.Y.: IEEE, 2015. P. 7147227.
7. *Surovtsev R.S., Nosov A.V., Zabolotsky A.M.* // Proc. 2015 16th Int. Conf. Young Specialists on Micro/Nanotechnologies and Electronic Devices. Erlagol, 29 Jun.–3 Jul. N.Y.: IEEE, 2015. P. 175.
8. *Nosov A.V., Surovtsev R.S.* // Proc. 2020 21st Int. Conf. Young Specialists on Micro/Nanotechnologies and Electronic Devices. Chemal. 29 Jun.–3 Jul. N.Y.: IEEE, 2020. P. 149.
9. *Петкау О., Тарабцев А., Дерябин А. и др.* // Безопасность объектов топливно-энергетического комплекса. 2014. № 2. С. 74.
10. *Газизов Т.Р.* // Успехи совр. радиоэлектрон. № 2. 2004. С. 37.
11. *Макаренко С.И.* // Системы управления, связи и безопасности. 2020. № 2. С. 101.
12. *Здухов Л.Н., Парфёнов Л.Н., Тарасов О.А., Ченелев В.М.* // Технологии ЭМС. 2018. № 2. С. 22.
13. *Гизатуллин З.М., Гизатуллин Р.М.* // РЭ. Т. 61. № 5. 2016. С. 500.
14. *Газизов А.Т., Заболоцкий А.М., Газизов Т.Р.* // РЭ. 2018. Т. 63. № 3. С. 292.
15. *Gazizov A.T., Zabolotsky A.M., Gazizov T.R.* // IEEE Trans. 2016. V. EMC-58. № 4. P. 1136.
16. *Surovtsev R.S., Nosov A.V., Zabolotsky A.M., Gazizov T.R.* // IEEE Trans. 2017. V. EMC-59. № 6. P. 1864.
17. *Wu R.B., Chao F.L.* // IEEE Trans. 1995. V. CPMT-18. № 4. P. 644.
18. *Bhobe A.U., Holloway C.L., Picket-May M.* // Proc. 2001 Int. Symp. EMC. Montreal. 13–17 Aug. N.Y.: IEEE, 2001. P. 805.
19. *Nosov A.V., Surovtsev R.S., Gazizov T.T., Gazizov T.R.* // Proc. 2017 Int. Multi-Conf. Engineering, Computers and Information Sciences (SIBIRCON). Novosibirsk. 18–22 Sept. N.Y.: IEEE, 2017. P. 453.
20. *You H., Soma M.* // IEEE Trans. 1990. V. CS-37. № 8. P. 1019.
21. *You H., Soma M.* // Proc. IEEE Custom Integrated Circuits Conf. Boston 13–16 May 1990. N.Y.: IEEE, 1990. P. 11.2.
22. *Xiao F., Murano K., Kami Y.* // IEICE Trans. Commun. 2009 V. 92B. № 6. P. 1953.
23. *Griffith J.R., Nakhla M.S.* // IEEE Trans. 1990 V. MTT-38. № 10. P. 1480.
24. *Gu Q., Kong J.A.* // IEEE Trans. 1986. V. MTT-34. № 9. P. 952.
25. *Gazizov T.R., Leontiev N.A.* // Proc. 4th Int. Symp. Antennas and EM Theory (ISAE 97). Xi'an, 19–22 Aug. Beijing: Int. Academic Publ., 1997. P. 444.
26. *Gazizov T.R., Leontiev N.A.* // Proc. 1997 Sino-Japanese Joint Meet. Opt. Fiber Sci. and EM Theory. Wuhan, 14–16 Oct. P. 322.
27. *Kuksenko S.P.* // IOP Conf. Ser.: Mater Sci. and Engineering. 2019. V. 560. P. 012110.
28. *Nosov A.V., Surovtsev R.S., Gazizov T.T., Gazizov T.R.* // Proc. 2017 18th Int. Conf. Young Specialists Micro/Nanotech. Elec. Devices. Erlagol. 29 Jun.–3 Jul. N.Y.: IEEE, 2017. P. 119.

ПРАВИЛА ДЛЯ АВТОРОВ ПО ПОДГОТОВКЕ МАТЕРИАЛОВ

DOI: 10.31857/S0033849422010120

ОБЩИЕ ПОЛОЖЕНИЯ

Редакция журнала “Радиотехника и электроника” принимает к рассмотрению рукописи *только* оригинальных ранее нигде не опубликованных статей с результатами теоретических и экспериментальных исследований в области радиотехники и электроники, имеющих самостоятельное и прикладное значение. *Все принятые к рассмотрению статьи проходят внешнее рецензирование, о результатах которого редакция информирует авторов.*

Основные направления публикаций в журнале соответствуют следующим тематическим рубрикам:

1. Электродинамика и распространение радиоволн
2. Антенно-фидерные системы
3. Статистическая радиофизика
4. Теория и методы обработки сигналов
5. Динамический хаос в радиофизике и электронике
6. Теория радиотехнических цепей
7. Радиофизические явления в твердом теле и плазме
8. Электроника СВЧ
9. Электронная и ионная эмиссия
10. Применение радиотехники и электроники в биологии и медицине
11. Наноэлектроника
12. Электронная и ионная оптика
13. Физические процессы в электронных приборах
14. Новые радиоэлектронные системы и элементы
15. Критика и библиография
16. Хроника

Публикация в разделах Критика и библиография и Хроника инициируются редколлегией журнала. Редколлегия оставляет за собой право отклонять статьи, не соответствующие тематике журнала.

ПРЕДСТАВЛЕНИЕ И ОФОРМЛЕНИЕ МАТЕРИАЛОВ

Рукописи статей предоставляются в редакцию *в электронном виде* на адрес red@cplire.ru. *Возможна подача статей через Редакционно-издательскую систему (РИС). В таком случае редакция просит авторов присылать по электронной почте подтверждение отправки статьи в РИС.* Также обязательно должны быть присланы в электронном (или бумажном) виде сопроводительные документы с печатью учреждения – направление от

организации, экспертное заключение (для работающих авторов) и договор о передаче авторского права с издательством “ПлеядесПабблишинг” (файл бланка договора размещен на сайте Издательства <http://pleiadesonline.ru/authors/>, там же авторы могут ознакомиться с другими материалами и требованиями издательства).

Рекомендованный объем статьи – до 20 страниц текста с таблицами, рисунков – до 10. Статьи большего формата – обзоры – заказываются редколлегией и их объем согласовывается с редакцией.

В случае получения положительной рецензии автор должен прислать в редакцию *бумажной оригинал* (в одном экземпляре без разметки), идентичный электронному варианту, исправленному в соответствии с рецензией.

Материалы рукописи должны быть расположены в следующем порядке.

1. **Название рубрики** (см. выше) оформляется полужирным прямыми прописными буквами по центру.

1. **Индекс УДК** оформляется курсивом, в левый край, между рубрикой и названием статьи.

2. **Название статьи** оформляется полужирным прямыми прописными буквами по центру.

3. **Информация об авторах** приводится полностью в шапке статьи, без сносок внизу страницы. **Авторы:** инициалы и фамилии оформляются полужирным шрифтом с прописной буквы, прямо, размещаются по центру.

Места работы: оформляются светлым курсивом по центру. Перед наименованием места работы ставится значок сноски *латинскими* буквами (*a, b* и т.д.), соответствующими буквам у фамилий авторов. При наличии нескольких мест работы под символом *a* указывается место работы первого автора, под символом *b* – второе место работы первого автора или место работы второго автора, далее по порядку. *Место работы обязательно должно быть указано для каждого автора.* Для неработающих авторов указывается бывшее место работы или адрес редакции журнала. Адрес оформляется в следующем порядке: МЕСТО РАБОТЫ, ГОРОД, СТРАНА. Указание города и страны обязательно. По желанию автора можно указать полный адрес. Полный адрес оформляется в следующем порядке: МЕСТО РАБОТЫ, УЛИЦА, НОМЕР ДОМА, ГОРОД, ИНДЕКС, СТРАНА.

4. **Адрес электронной почты:** оформляется отдельной строкой по центру курсивом. Соответствие электронного адреса фамилии автора оформляется символами *, **, *** и т.д. В каждой статье обязательно должен быть хотя бы один электронный адрес.

5. Аннотация (без слова “аннотация”) должна содержать не более пяти-шести предложений, начинающихся словами: Показано, Получено, Предсказано, Рассмотрено, Исследовано и т.п.

6. Текст статьи (без рисунков и таблиц) в формате MSWord.

7. Список литературы.

8. Подрисуночные подписи.

9. Таблицы.

10. Рисунки.

После названия рубрики, УДК, заглавия статьи, авторов, адресов, заголовков и подзаголовков точка не ставится.

НАБОР ТЕКСТА И ФОРМУЛ

Текст статьи должен быть набран и напечатан через два интервала (аннотация через 1.5), размер шрифта – 14 (для аннотации 12). Просьба использовать для текста шрифт TimesNewRoman, а для символов – Symbol. Просьба не смешивать в одном слове русские и латинские буквы.

Разделы статьи нумеруются цифрами: 1. Название, 2. Название, ..., подразделы цифрами: 1.1 Название, 1.2. Название, ... Последующие по уровню подразделы не нумеруются, а выделяются курсивом: *Схема совпадений*. Далее текст.... Не нумеруются Введение и Заключение.

Нумерация формул по всей статье сплошная, без деления на разделы. Допускается разбиение на “подформулы”: (5), (5.1), (5.2). Просьба соблюдать последовательность и не ставить, например, формулу (5.2) после формулы (7). Если в работе име(ю)тся Приложение(я), то нумерация формул во всех приложениях также сплошная: (П.1), (П.2) и т.д. Не допускается присвоение нумерации отдельным частям формулы

$$z(t) = \begin{cases} 0, & 0 \leq t \leq \frac{1}{2}, \\ 1, & 1 \leq t \leq \frac{3}{2}, \end{cases} \quad (2)$$

(3)

Ссылки на рисунки в тексте даются в сокращении со строчной буквы: рис. 1, рис. 2 и т.д. Также и ссылки на таблицы – табл. 1, табл. 2 и т.д. Все таблицы (независимо от их числа) должны иметь название.

Список подрисуночных подписей может быть кратким: Рис. 1. Рис. 2. Рис. N, или полным: Рис. 1. Название: экспликация (пояснение обозначений

на рисунке). Если рисунок один, то текстовая подпись к нему обязательна.

Скалярные величины, обозначенные латинскими буквами, должны набираться курсивом (например, *c*, *T*), обозначаемые греческими буквами – прямым шрифтом (например, μ , θ). Для обозначения матриц, векторов-столбцов или векторов-строк необходимо использовать прямой полужирный шрифт; для векторов физических величин – светлый курсив и стрелку сверху.

Не вводите более одного пробела подряд (в том числе, при нумерации формул) – используйте абзацные отступы и табуляцию.

Не заканчивайте строку нажатием клавиши “Enter” – используйте ее только для начала нового абзаца.

Используйте возможности, предоставляемые текстовым редактором, – автоматическое создание сносок, автоматический перенос или автоматический запрет переносов, создание списков, автоматический отступ и т.п.

При создании таблиц, используйте специальные возможности приложения MSWord или MSExcel. Не следует набирать таблицы вручную с помощью большого числа пробелов или знаков табуляции.

ГРАФИЧЕСКИЙ МАТЕРИАЛ

Авторы должны учитывать, что бумажная версия журнала выходит в черно-белом формате, поэтому представляемые цветные иллюстрации должны при черно-белой печати быть хорошо различимы. Соответствующие правила предоставления цветных иллюстраций выложены на сайте Издательства. Все предоставляемые иллюстрации должны быть черно-белыми. Они должны иметь разрешение не ниже 150 dpi. Толщина линии на рисунках не должна быть меньше 0.5 pt. Иллюстрации не должны быть уже 8 см (расположение на одну колонку) или 17 см (расположение на две колонки).

Редакция просит не оставлять на рисунках сетку или серый фон – только в случаях особой необходимости. Надписи на рисунках не должны соприкасаться ни с какими-либо другими частями. На рисунках (графиках) не допускаются буквенные пояснения – они должны быть вынесены в подрисуночные подписи. Кривые нумеруются курсивными цифрами. Если экспериментальные кривые обозначаются треугольниками, квадратами, кружками и т.д., то кривые описываются в подписи к рисунку либо в тексте. Если кривые идут очень близко и проставить цифры затруднительно, то тогда к рисунку дается вставка, в которой указываются элементы кривых, обозначенные цифрами. Элементы больших схем также нумеруются курсивными цифрами и поясняются в подписи или в тексте. Имеющиеся в математиче-

ских редакторах обозначения 0.0 на графиках не допускаются! Нужно использовать просто 0! Если по вертикальной и горизонтальной осям начала отсчета совпадают, то ставится только одна цифра 0. Не допускается предоставление величин 10^N в виде 1E-N. При широком диапазоне значений недопустимо использовать различные системы записей величин: $10\ 100\ 10^3$ – просьба использовать единообразную систему. Просьба избегать записей целых чисел в виде 1.0, 2.0 и т.д. Для очень больших чисел желательно вводить масштабный множитель и указывать его перед единицей измерения.

Редакция просит авторов обратить внимание, что в журнале принято писать: Ганкель (а не Ханкель!), Доплер (с одним п!), Шоттки (с двумя т).

Рукописные буквы могут быть только большими латинскими. Готические буквы могут быть только большими прямыми. Наименования химических элементов набираются прямым шрифтом. Аналогично – все математические функции и операции: rot, div, grad, Re, Im, lim, sin, tg, arctg, exp, Si, sn, dn, max, min, sup, inf и др. Запись экспоненциальной зависимости допускается только в форме $\exp(\dots)$.

Все индексы, являющиеся сокращениями от русских слов (входной, выходной, падающий, отраженный, минимальный, максимальный и т.д.) должны даваться маленькими русскими буквами (вх, вых, пад, отр и т.д.). Если в тексте введена аббревиатура, то в соответствующем индексе она дается большими буквами: оптическое изображение (OA) – d_{OA} . Индексы от фамилий иностранных авторов даются прямыми прописными латинскими буквами: E_F – энергия Ферми.

Все размерности единиц в тексте и на рисунках указываются в русской транскрипции (В, эВ, кА, Ом, МВт, дБ, Дж, с, К, отн. ед., град, мин, рад). Нуль (0) размерности не имеет, поэтому она не указывается (за исключением логарифмических величин: 0 дБ). Десятичные дроби набираются только через точку (1.37), а не через запятую (1,37).

Буква “ё” везде заменяется на “е”, кроме фамилий и особых случаев.

Одиночные буквы или символы, одиночные переменные или обозначения, у которых есть только верхний или нижний индекс, единицы измерения в тексте, а также простые математические ($a + b = c$) или химические формулы (H_2SO_4) желательно набирать в текстовом режиме без математического редактора.

Точка в качестве знака умножения не допускается.

Прямым шрифтом должны быть набраны все вертикальные линии (модули, значения производной в точке и т.д.).

Точка не ставится после названий таблиц, размерностей (г – грамм, с – секунда, см – сантиметр).

Промежутки величин в тексте даются не через знак тире (–), а с помощью отточия: 10...24 МГц; 0.14...1.23 см и т.д. Через тире даются ссылки на рисунки (рис. 1–4), формулы ((2)–(5)) и даты (2–6 февраля).

Редакция просит авторов набирать математические формулы при помощи встроенного в редактор Word пакета Уравнение (или конструктора формул) и не использовать MathType. Выносные математические формулы (оформляемые отдельной строкой) должны набираться в рамке математического редактора. Очень длинные формулы должны разбиваться на строки с использованием двойных, тройных и т.д. рамок. При этом знак, окачивающий формулу одной строки (“+”, “–”, “x”), должен повторяться и в начале новой строки. Не допускается также вставка формул в виде рисунка.

Для формул, набранных в математическом редакторе, должны использоваться общие установки шрифтом, размеров символов и их размещения. Принудительное ручное изменение для отдельных символов или элементов не допускается.

Просьба по возможности избегать “многоэтажных” формул. Дробные показатели степени давать через косую черту: $\frac{1}{2}$

АББРЕВИАТУРЫ, СОКРАЩЕНИЯ, РАЗМЕРНОСТИ

В названии статьи не допускается никаких (даже самых известных) аббревиатур. Если в аннотации введена аббревиатура, то в тексте она должна быть продублирована. В тексте можно использовать без расшифровки некоторые общепринятые аббревиатуры: СВЧ, КПД, ЭДС.

Аббревиатуры, употребляемые как прилагательные, пишутся через дефис (ИК-излучение, СВЧ-техника).

Сокращения и следующее за ним слово отделяются пробелом (760 мм рт. ст.; г. Москва, рис. 1, табл. 2). Без пробелов пишутся аббревиатуры географической широты (с.ш.) и долготы (з.д.). Словосочетание “так как” дается полностью, “то есть” – в сокращении: т.е. Размерности отделяются от числа пробелом (100 кПа, 9.81 м/с, 273 К), кроме градусов, процентов, промилле (90°, 1%, 5%). Просьба не делать набор размерностей в математическом редакторе!

Для сложных размерностей допускается использование как отрицательных степеней (Дж моль⁻¹ К⁻¹), так и скобок (Дж/(моль К) или Дж (моль К)⁻¹), при этом в тексте, подписях и на

рисунках следует выдерживать единообразие записи.

При перечислении, а также в числовых интервалах размерность приводится лишь для последнего числа (18...20 Дж/моль), за исключением угловых градусов, которые никогда не опускаются (кроме 0). Градусы Цельсия даются в виде 5°C, а градусы Кельвина 5 К.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

Все ссылки даются на языке оригинала и нумеруются в строгом соответствии с порядком их появления в статье. Просьба не ссылаться на переводные версии русскоязычных статей. Каждый пункт должен содержать ссылку на один источник. Исключение — две статьи одного автора в одном номере журнала.

Для обозначения номеров, как русских, так и иностранных журналов просьба употреблять символ №.

Если ссылка на источник содержит только URL адрес, то такая ссылка должна быть оформлена прямо в тексте статьи в виде гиперссылки.

Ссылки на статьи даются следующим образом: *Фамилия И.О., Фамилия И.О., ...* (если авторов четыре или меньше — то всех, если пять или больше — то только первых трех плюс сокращение *и др.* (*et al.*)), (название статьи не приводится!), две косые черты // Название журнала. Год. Том. Номер (если есть). Номер только первой страницы. Если работа имеет DOI, то желательно его указать.

Просьба использовать следующие сокращения для основных журналов: Успехи физ. наук (мат. наук), Письма в ЖЭТФ, ФТТ, ПТЭ, Письма в ЖТФ, РЭ (Радиотехника и электроника), Квантов. электрон. Названия редко упоминаемых журналов даются полностью. Для англоязычных журналов: Phys. Rev. (Lett.), J. Appl. Phys. (Lett.). Ссылки на журнал IEEE Transactions даются в следующем порядке: IEEE Trans. Год. V. (сокращенное название серии MTT, AP, ...) — номер тома. Номер выпуска. Номер первой страницы: IEEE Trans. 1998. V. AP-23. № 5. P. 234. Названия редко упоминаемых журналов даются полностью.

Для электронных журналов кроме стандартной ссылки желательно указывать и адрес прямого доступа в Интернете.

Ссылка на книги дается следующим образом: *Фамилия И.О., Фамилия И.О., Фамилия И.О.* (если авторов четыре или меньше — то всех, если пять или больше — то только первых трех плюс сокращение *и др.* (*et al.*)) Название книги. Город: Издательство, год. (число страниц не указывается!). При ссылке на определенную главу или страницу в книге после года ставится номер страницы: С. 371. В названии книг на иностранных языках все слова (кроме артиклей и предлогов) даются с

большой буквы. Просьба учесть, что названия городов Москва, Ленинград (Санкт-Петербург), New York, London даются в сокращении (М.: Л.: (СПб.): N.Y.: L.):

Ссылки на авторские свидетельства и патенты даются следующим образом: *Фамилия И.О., Фамилия И.О., ...* (если авторов четыре или меньше — то всех, если пять или больше — то только первых трех плюс сокращение *и др.* (*et al.*)). Название, вид (раньше — патент или а.с., ныне — патент на изобретение или патент на полезную модель), № регистрации, Бюллетень изобретений (Б.И.) или Официальный бюллетень “Изобретения и полезные модели”, год, номер, страница (если есть!) на которой опубликована информация о патенте. Ссылка на закрытые авторские свидетельства и патенты не допускается, даже если прошло много лет со дня их выдачи!

Ссылка на труды или тезисы конференций даются следующим образом: *Фамилия И.О.* (Название доклада не печатается) // Сокращенное название вида публикации: Тез. докл. 7й конф. ... (Proc. Conf. ...), место и дата проведения. Город, где находится Издательство: название Издательства, год издания. Том (если есть). Номер первой страницы! Для конференций, проводимых IEEE, городом издания считается Нью-Йорк (N.Y.: IEEE, 2015. V. 2. P. 173).

Если труды выпущены на компакт-дисках, то можно указать: CD-ROM Proc. Conf. ... Вместо номера первой страницы можно указать номер доклада. Если труды конференции есть в только Интернете — дается адрес прямого доступа к докладу.

Ссылки на диссертации и авторефераты даются следующим образом: *Фамилия И.О.* Название диссертации. (Автореферат) Дисс. ... канд. (д-ра) физ.-мат. наук. Город: организация, год. Полное число страниц. При ссылке на иностранные диссертации, имеющиеся в Интернете, желательно кроме формальных данных указывать адреса прямого доступа.

Для материалов, имеющихся только в Интернете, их адреса (URL) даются в тексте статьи и не выносятся в список литературы: “Были использованы данные, имеющиеся в каталоге фирмы Spectral Imaging, Ltd. (<http://www.specim.fi/hyper-spectral-cameras/>).

Ссылки на неопубликованные результаты и частные сообщения даются исключительно в виде сносок, а в списке литературы не приводятся и не нумеруются. При цитировании неопубликованных работ и частных сообщений желательно представить разрешение от лица, на чьи данные приводится ссылка.

Ниже приведены примеры ссылок

1. *Домбровский А.Н., Решетняк С.А.* // РЭ. 2009. Т. 54. № 11. С. 1369.

2. *Hong J.-S., Lancaster M.J.* // IEEE Trans. 1997. V. MTT-45. № 12. P. 2358.

3. *Семенов Б.Ю.* Силовая электроника: от простого к сложному. М.: СОЛОН-Пресс, 2005.

4. Springer Handbook of Speech Recognition / Eds. J. Benesty, M. Sondh, Y. Huang. N.Y.: Springer, 2008.

5. Van de Wiele F. Solid State Imaging / Eds. P.G. Jespers, F. Van De Weile, M.H. White. Leyden: Noordhoof, 1976. P.41.

6. *Мармалюк А.А., Панин А.А., Сабитов Д.Р. и др.* //Тр. XXIII научн.-техн. конф. по фотоэлектронике и приборам ночного видения. Москва. 28–30 мая 2014. М.: НПО “Орион”, 2014. С. 37.

7. *Deng H., He X., Yao B., Zhou Y.* // Proc. 2008 Int. Conf. Microwave and Millimeter Wave Technol. Nanjin. 08–12 Oct. N.Y.: IEEE, 2008. P. 231.

8. *Седнев М.В., Бурлаков И.Д., Болтарь К.О.* Способ сборки фотоприемного устройства. Патент РФ № 2 308 787. Оpubл. офиц. бюл. “Изобретения. Полезные модели” № 29 от 20.10.2007.

9. *Кузьмин Е.П.* Повышение эффективности обработки широкополосных сигналов на фоне внутрисистемных и преднамеренных помех. Дис. ... док. техн. наук. Красноярск: Сибирский федеральный университет, 2017. 333 с.

10. *Hamner C.A., Spencer R.A.* Conformal Array, Luneburg Lens Antenna System. US Pat. № 8854257 B2. Publ. 07 Oct. 2014.

БЛАГОДАРНОСТИ

Благодарности выносятся в конце статьи в отдельный раздел. При этом благодарности отдельным лицам даются без упоминания их академических и ученых званий, только инициалы и фамилия.

ФИНАНСИРОВАНИЕ

В этом разделе указывается источник финансирования работы, например: “Работа выполнена при (частичной) финансовой поддержке ... название фонда, организации... (грант (проект №) ...)” или “Работа выполнена в рамках государственного задания по теме (название или номер)”

ПРАВИЛА РАБОТЫ С ЭЛЕКТРОННОЙ КОРРЕКТУРОЙ

Основные правила работы авторов с электронной корректурой статей можно найти на указанном выше сайте Издательства: <http://pleiadesonline.ru/authors/>.

По всем вопросам, связанным с подготовкой и предоставлением статей, авторы могут обращаться в редакцию: e-mail: red@cplire.ru, тел. +7 (495) 629-33-80.

ИЗМЕНЕНИЕ СОСТАВА АВТОРСКОГО КОЛЛЕКТИВА

Редакция настоятельно рекомендует авторам обеспечить корректный список фамилий авторов и порядок их следования до направления рукописи в редакцию. Изменения в составе и/или в порядке следования фамилий авторов полностью исключены после принятия рукописи в печать.

Добавление и/или удаление фамилий авторов и/или изменение порядка в списке авторов на стадии доработки рукописи допустимо, но должно быть обосновано и согласовано с рецензентом. В сопроводительном письме на имя Главного редактора к доработанной рукописи необходимо объяснить причину изменений и роль добавленных авторов при выполнении работы. В случае удаления фамилий авторов желательно предоставить их письменное согласие и отсутствие претензий к журналу в случае опубликования статьи. Редакция оставляет за собой право потребовать дополнительные документы для подтверждения изложенных объяснений.

СОБЛЮДЕНИЕ ЭТИЧЕСКИХ СТАНДАРТОВ

Чтобы обеспечить объективность и прозрачность исследований, а также обеспечить соблюдение принятых этических принципов и принципов профессионального поведения, авторы должны включать в статью информацию об источниках финансирования, и информацию об отсутствии потенциальных конфликтов интересов (финансовых или нефинансовых). Если в проведенном исследовании участвовали люди как объекты исследования, то должна включаться информация об их добровольном согласии. Если в проведенном исследовании объектом являлись животные, то должно быть заявление о гуманном отношении к ним.

ЭТИЧЕСКАЯ ОТВЕТСТВЕННОСТЬ АВТОРОВ

Журнал стремится поддерживать высокую репутацию научных исследований. Будучи членом Комитета по этике публикаций (COPE), журнал будет следовать рекомендациям COPE относительно того, как бороться с потенциальными нарушениями этических норм.

Авторы должны воздерживаться от искажения результатов исследований, которые могут нанести ущерб доверия к журналу, поставить под вопрос профессионализм авторов журнала и тем самым дискредитировать научную деятельность в целом.

В конце статьи обязательно должна быть приведена фраза об отсутствии конфликта интересов, или о его наличии с объяснением причины.

Направление рукописи в журнал предполагает, что:

- представленная работа не публиковалась ранее;
- она не находится на рассмотрении для публикации в другом издании;
- данная рукопись не была отвергнута в этом журнале;
- публикация была одобрена всеми соавторами;
- публикация была одобрена (явно или неявно) всеми необходимыми инстанциями в организациях, где была выполнена эта работа.

Рукопись не должна быть опубликована ранее (полностью или частично), если только новая работа не расширяет содержание предыдущей работы. В таких случаях необходимо четко указать, какие из материалов используются авторами повторно, чтобы это не выглядело как самоплагиат (text recycling).

Одно исследование не должно разбиваться на части, для того чтобы искусственно увеличивать число рукописей, направленных в печать в один или разные журналы (salami-publishing).

Данные, полученные другими авторами, а также текст или теории, авторами которых являются другие исследователи, не должны быть представлены в рукописи так, как если бы они были собствен-

ными данными, текстом или теориями авторов, приславших рукопись (“плагиат”). В случае заимствования, должны быть даны надлежащие ссылки на другие работы, включая материал, который скопирован (почти дословно), обобщен и/или перефразирован. Кавычки используются для дословно скопированного текста. Для материалов, защищенных авторским правом, должно быть получено разрешение на их воспроизведение.

Если нарушение норм этики будет однозначно установлено, то Главный редактор может принять в числе прочего следующие меры:

Если статья находится на рассмотрении, она может быть отклонена и возвращена автору.

Если статья опубликована онлайн, то, в зависимости от характера и серьезности нарушения, редакция либо публикует дополнение (erratum) к статье, либо, в случае серьезных нарушений, может отозвать статью. В этом случае редакция публикует сообщение об отзыве (retraction note). Отзыв статьи означает, что версия статьи останется на платформе для распространения журнала со знаком “ОТОЗВАНА”, а объяснение причин отзыва дается в примечании.

По усмотрению редакции она может проинформировать о нарушении этических норм организацию, в которой работает автор(ы).