

МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ УКРАИНЫ
ХАРЬКОВСКИЙ НАЦИОНАЛЬНЫЙ
УНИВЕРСИТЕТ РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ

РАДИОТЕХНИКА

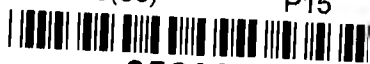
**Всеукраинский межведомственный
научно-технический сборник**

Основан в 1965 г.

В Ы П У С К 197

Радиотехника
621.396(06)

P15



856931

НБ ХНУРЕ

2019

Харків
Харківський національний
університет радіоелектроніки
2019

Сборник включен в список специальных изданий ВАК Украины по физико-математическим и техническим наукам.

Регистрационное свидетельство КВ № 12098-969 ПР от 14. 12. 2006.

Ответственность за содержание статей несут авторы.

Редакционная коллегия

А.И. Лучанинов, д-р физ.-мат. наук, проф., ХНУРЭ (главный редактор)
О.Г. Аврунин, д-р техн. наук, проф., ХНУРЭ
В.М. Безрук, д-р техн. наук, проф., ХНУРЭ
И.Д. Горбенко, д-р техн. наук, проф., ХНУ имени В.Н. Каразина
Ю.Е. Гордиенко, д-р физ.-мат. наук, проф., ХНУРЭ
А.Н. Довбня, чл.-кор. НАНУ, д-р физ.-мат. наук, проф., ННЦ ХФТИ
В.А. Дорошенко, д-р физ.-мат. наук, проф., ХНУРЭ
В.М. Карташов, д-р техн. наук, проф., ХНУРЭ
А.А. Коноваленко, академик НАНУ, д-р физ.-мат. наук, РИАН
А.В. Лемешко, д-р техн. наук, проф., ХНУРЭ
Л.М. Литвиненко, академик НАНУ, д-р физ.-мат. наук, РИАН
И.М. Неклюдов, академик НАНУ, д-р физ.-мат. наук, ННЦ ХФТИ
В.И. Оборжицкий, д-р техн. наук, доц., НУ «Львовская политехника»
А.Г. Пащенко, канд. физ.-мат. наук, доц., ХНУРЭ (ответственный секретарь)
К.С. Сундучков, д-р техн. наук, проф., ИТС
С.И. Тарапов, чл.-кор. НАНУ, д-р физ.-мат. наук, проф., ИРЭ НАНУ
П.Л. Токарский, д-р физ.-мат. наук, проф., РИАН
А.И. Фисун, д-р физ.-мат. наук, проф. ИРЭ НАНУ
А.И. Цопа, д-р техн. наук, проф., ХНУРЭ

Международная редакционная коллегия

A.G. Karabanov, USA
S.E. Sandström, Sveden
N. Chichkov, Germany

*Ответственный за выпуск: А.И. Лучанинов, д-р физ.-мат. наук, проф.
Технический секретарь Е.С. Полякова*

Рекомендовано Ученым советом Харьковского национального университета радиоэлектроники.

*Адрес редакционной коллегии: Харьковский национальный университет радиоэлектроники (ХНУРЭ),
просп. Науки, 14, Харьков, 61166, тел. (0572) 7021-397.*

*Сборник «Радиотехника» включен в Каталог подписных изданий Украины,
подписной индекс 08391*

СОДЕРЖАНИЕ

РАДИОТЕХНИЧЕСКИЕ И ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫЕ СИСТЕМЫ

<i>О.А. Войтович, А.М. Линкова, А.А. Могила, В.П. Мальцев, Г.А. Руднев, Г.И. Хлопов</i>	
<i>О.П. Грибский, С.В. Маковенко, С.Б. Мальцев, С.В. Миронюк, В.Д. Павленко</i>	5
Многофункциональный сканирующий радиометр K_a диапазона с аддитивно-шумовым пилот-сигналом	
<i>Б.В. Перелыгин, Г.А. Боровская, А.В. Глушков</i> Обоснование процедур обзора пространства наблюдения при системном подходе к построению радиолокационной системы мониторинга атмосферы	16
<i>А.В. Лемешко, А.С. Еременко, А.В. Персигов, Б. Слейман</i> Модель безопасной маршрутизации на основе определения максимального количества непересекающихся путей для минимизации вероятности компрометации конфиденциальных сообщений	31

ЭЛЕКТРОДИНАМИКА, АНТЕННЫ, МИКРОВОЛНОВЫЕ УСТРОЙСТВА

<i>М.Е. Калиберда, Л.Н. Литвиненко, С.А. Погарский</i> Дифракция Н-поляризованной волны на плоской графеновой решетке типа жалюзи	38
<i>А.В. Безуглий, О.М. Петченко</i> Дифракция Н-поляризованных фотонов на бесконечной решетке металлических лент	43
<i>В.Ф. Комаров, Ю.В. Рассохина, В.Г. Крыжановский</i> Синтез компактного фильтра нижних частот на гантелеподобных щелевых резонаторах	50
<i>А.В. Грицунов, И.Н. Бондаренко, А.В. Бородин, М.А. Копоть, Л.И. Свицерская</i> Спектральные модели СВЧ-приборов с продольным взаимодействием	56

ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ

<i>И.В. Барышев, К.А. Щербина, Е.П. Мсалам, К.Н. Нежальская, М.А. Вонсович, О.С. Инкарбаева</i> Результаты компьютерного моделирования тестовых сигнальных моделей пассивных помех при аналого-цифровом преобразовании	64
<i>В.М. Карташов, В.А. Тихонов, В.В. Воронин, А.А. Супрун</i> Оценка частоты сигнала при адаптивном подавлении помех в системах акустического зондирования атмосферы	72
<i>Д.Ю. Горелов, В.О. Алексеев, В.М. Бублик, Д.В. Маслий</i> Исследование статистических свойств клавиатурного почерка для решения задач аутентификации пользователей компьютерных сетей	78
<i>Ю.С. Курской</i> Теоретическая модель измерения параметров лазерного излучения	86
<i>В.В. Семенец, В.И. Леонидов</i> Особенности амплитудно-временной структуры помех в системах акустического зондирования атмосферы	93
<i>В.М. Карташов, О.И. Харченко, В.И. Чумаков</i> Использование эффекта стохастического резонанса для анализа спектров акустического излучения малых беспилотных летательных аппаратов	100

ПРИКЛАДНЫЕ ВОПРОСЫ РАДИОТЕХНИКИ

<i>О.Г. Аврунин, В.В. Семенец, Н.Г. Косулина, В.С. Попрядухин, С.В. Кускова</i> Определение параметров прямоугольного волновода для передачи электромагнитной энергии в призматический резонатор с шерстью	107
<i>В.В. Семенец, О.Г. Аврунин, Н.Г. Косулина, Т.Д. Гуцол, Г.А. Ляшенко</i> Методика калибровки радиометрического приёмника для дистанционной диагностики заболеваний животных	117

ТЕХНОЛОГИЯ ОБОРУДОВАНИЯ И ПРОИЗВОДСТВА ЭЛЕКТРОННОЙ ТЕХНИКИ

<i>В.Н. Борщев, А.М. Листратенко, М.А. Проценко, И.Т. Тымчук, А.В. Кравченко, Н.И. Слипченко</i> Новые подходы к созданию высокоэффективных приемников излучения для концентраторных солнечных модулей	123
РЕФЕРАТЫ	137

CONTENT

RADIO ENGINEERING AND TELECOMMUNICATION SYSTEMS

<i>O.A. Voitovich, A.M. Linkova, A.A. Mogyla, V.P. Maltsev, G.A. Rudnev, G.I. Khlopov, O.P. Gribsky, S.V. Makovenko, S.B. Maltsev, S.V. Mironyuk, V.D. Pavlenko</i> Multifunctional K-band scanning radiometer with an additive noise pilot signal	5
<i>B.V. Perelygin, H.O. Borovska, A.V. Glushkov</i> Substantiation of survey procedures of the observation space in a systematic approach to the construction of a atmospheric monitoring radar system	16
<i>O.V. Lemeshko, O.S. Yeremenko, A.V. Persikov, B. Sleiman</i> Model of secure routing based on determining the maximum number of disjoint paths to minimize the probability of compromise the confidential messages	31

ELECTRODYNAMICS, ANTENNAS, MICROWAVE DEVICES

<i>M.E. Kaliberda, L.M. Lytvynenko, S.A. Pogarsky</i> Diffraction of H-polarized wave by planar venetian-blind type grating	38
<i>A.V. Bezougly, O.M. Petchenko</i> Diffraction of H-polarised photons on the infinite grating of metallic ribbons	43
<i>V.F. Komarov, Yu.V. Rassokhina, V.G. Krizhanovski</i> Synthesis of the compact low pass filter using dumbbell-shaped slot resonators	50
<i>A.V. Gritsunov, I.N. Bondarenko, A.V. Borodin, M.A. Kopot, L.I. Sviderska</i> Spectral models of microwave devices with longitudinal interaction	56

SIGNAL PROCESSING

<i>I.V. Baryshev, K.A. Scherbina, E.P. Msallam, K.N. Nezhalskaya, M.A. Vonsovitch, O.S. Inkarbaeva</i> Results of computer simulation for test signal models of passive interferences within analog-to-digital conversion	64
<i>V.M. Kartashov, V.A. Tikhonov, V.V. Voronin, A.A. Suprun</i> Evaluation of the signal frequency with adaptive noise suppression in systems of acoustic sounding of the atmosphere	72
<i>D.Y. Gorelov, V.A. Aliksieiev, V.M. Bublyk, D.V. Masliy</i> Statistical analysis of keystroke for solving the computer networks users authenticating problems	78
<i>Yu.S. Kurskoy</i> Theoretical model for measuring parameters of laser radiation	86
<i>V.V. Semenetz, V.I. Leonidov</i> Particularities of the amplitude-time structure of the hindrances in the acoustic sounding system of the atmosphere	93
<i>V.M. Kartashov, O.I. Kharchenko, V.I. Chumakov</i> Use of stochastic resonance effect for analysis of acoustic radiation spectrum of small unmanned aerial vehicles	100

APPLIED QUESTIONS OF RADIO ENGINEERING

<i>O. Avrunin, V. Semenets, N. Kosulina, V. Popryaduhin, S. Kuskova</i> Determination of direct wave parameters for transmission of electromagnetic energy in a prismatic resonator with wool	107
<i>V. Semenets, O. Avrunin, N. Kosulina, T. Gutsol, G. Lyashenko</i> Methods for calibration of radiometric receiver for remote diagnostics of animals diseases	117

TECHNOLOGY OF EQUIPMENT AND PRODUCTION OF ELECTRONIC TECHNIQUE

<i>V.N. Borshchev, A.M. Listratenko, M.A. Protsenko, I.T. Tymchuk, A.V. Kravchenko, N.I. Slipchenko</i> New approaches to the creation of high-performance radiation detectors for concentrator solar modules	123
ABSTRACTS	137

О.А. ВОЙТОВИЧ канд. техн. наук, А.М. ЛИНКОВА канд. физ.-мат. наук,
А.А. МОГИЛА канд. физ.-мат. наук, В.П. МАЛЬЦЕВ, Г.А. РУДНЕВ,
Г.И. ХЛОПОВ д-р техн. наук, О.П. ГРИБСКИЙ, С.В. МАКОВЕНКО,
С.Б. МАЛЬЦЕВ канд. техн. наук, С.В. МИРОНЮК, В.Д. ПАВЛЕНКО

МНОГОФУНКЦИОНАЛЬНЫЙ СКАНИРУЮЩИЙ РАДИОМЕТР K_a ДИАПАЗОНА С АДДИТИВНО-ШУМОВЫМ ПИЛОТ-СИГНАЛОМ

Введение

При исследовании физических процессов, протекающих в атмосфере [1], и решении различных прикладных задач [2] значительное внимание уделяется разработке радиолокационных методов измерения характеристик облаков и интенсивности жидко-капельных осадков. В ИРЭ НАНУ, г. Харьков, для экспериментальных исследований создан активно-пассивный измерительный радиолокационный комплекс [3], состоящий из двухчастотного радиолокатора X - и K_a -диапазонов и радиометра X -диапазона. В состав радиометра, выполненного по модуляционной схеме, входит СВЧ-переключатель, коммутирующий вход МШУ с частотой 20 Гц между выходами антенны и высокостабильного источника шумов. Сигнал промежуточной частоты 1,2 ГГц приемной системы радиометра обрабатывается в полосе 30 МГц, определяющей радиометрический выигрыш, и подается на квадратичный детектор. Два приемопередатчика активного канала работают на общую зеркальную антенну диаметром 3 м, в фокусе которой расположены два облучателя с совмещенными фазовыми центрами. В пассивном канале используется оптимальная рупорно-параболическая антенна с раскрывом 260×220 мм, которая обеспечивает ширину диаграммы направленности по уровню половинной мощности 6° в E - и 8° в H -плоскости при уровне боковых лепестков не более -27 дБ. Оси диаграмм направленности активного и пассивного каналов совмещены с точностью не хуже $0,1^\circ$.

Для повышения информативности и точности радиометеорологических измерений необходимо оснащение этого комплекса радиометрическим датчиком, измеряющим радиояркость температуру облачной атмосферы в K_a -диапазоне. Он должен быть сканирующим как по азимуту, так по углу места и устанавливаемым на отдельной платформе, что придаст датчику автономности и позволит наблюдать не только небосвод, но и решать задачи оценки характеристик подстилающей поверхности, в том числе и водной, а также задачу отработки алгоритмов “обнаружения-измерения”. Для работы в условиях мощных активных помех без захода в режим насыщения потребуется приемник с большим динамическим диапазоном.

Оптимальным устройством приема стохастических сигналов является энергетический приемник [4, 5], состоящий из усилителя с малым коэффициентом шума, квадратичного детектора и интегратора, сглаживающего флуктуации выходного колебания. Энергетический приемник является основой радиометра полной мощности [6], выходной сигнал которого пропорционален сумме шумовой температуры приемного устройства T_R и принятого сигнала T_A . Из-за наличия в выходном сигнале принципиально неустранимой составляющей в виде собственного шума T_R такой приемник имеет малый динамический диапазон (<10 дБ) [7].

Этого недостатка лишен компенсационный радиометр [8], который имеет наилучшую флуктуационную чувствительность по сравнению с другими типами радиометров. В его схеме на выходе приемной системы с помощью специального источника компенсируется постоянное напряжение, создаваемое собственными шумами приемника. Однако флуктуации коэффициента усиления в этих двух типах радиометров приводят к значительной потере чувствительности.

Для устранения этого недостатка в модуляционном радиометре Дикке [9] установлен СВЧ переключатель, периодически подключающий ко входу приемника сигнал антенны или сигнал эталонного генератора шума. После квадратичного детектирования колебания огибающей подаются на синхронный детектор, на второй вход которого поступает сигнал с амплитудой, изменяющейся с частотой коммутации переключателя. Затем выходные сигналы синхронного детектора обрабатываются совместно для смежных полупериодов частоты коммутации. Благодаря этому в приемнике Дикке практически полностью исключаются флуктуации коэффициента усиления. Однако, с другой стороны, из-за наличия модуляции такой приемник имеет чувствительность вдвое меньшую по сравнению с приемником компенсационного радиометра. СВЧ переключатель, включенный на входе приемника, вносит неизбежные потери, и реальная чувствительность ухудшается еще больше. Кроме того, при переключениях изменяется коэффициент стоячей волны (КСВН) на его входе, что приводит к дополнительному снижению точности определения эквивалентной температуры шумового сигнала на входе приемника.

Флуктуационная чувствительность радиометра определяется величиной коэффициента шума входного каскада (малозумящего усилителя), постоянной времени интегратора и полосой пропускания приемника. Причем в модуляционном радиометре последнее ограничивается полосой пропускания СВЧ переключателя и ферритового вентиля, установленного на входе приемника для уменьшения влияния модуляции коэффициента стоячей волны при работе СВЧ переключателя, что неизбежно в миллиметровом диапазоне волн. Поэтому целесообразно изменить схему, так, чтобы исключить переключатель из входных цепей радиометрического приемника и тем самым увеличением полосы пропускания улучшить чувствительность радиометра и упростить конструкцию СВЧ тракта приемника.

Настоящая статья посвящена описанию результатов разработки многофункционального высокочувствительного сканирующего радиометра K_a диапазона с аддитивношумовым пилот-сигналом и большим динамическим диапазоном.

Антенная система

Конструктивно сканирующий радиометр состоит из опорно-поворотного устройства, неподвижной и вращающейся частей, рис. 1.

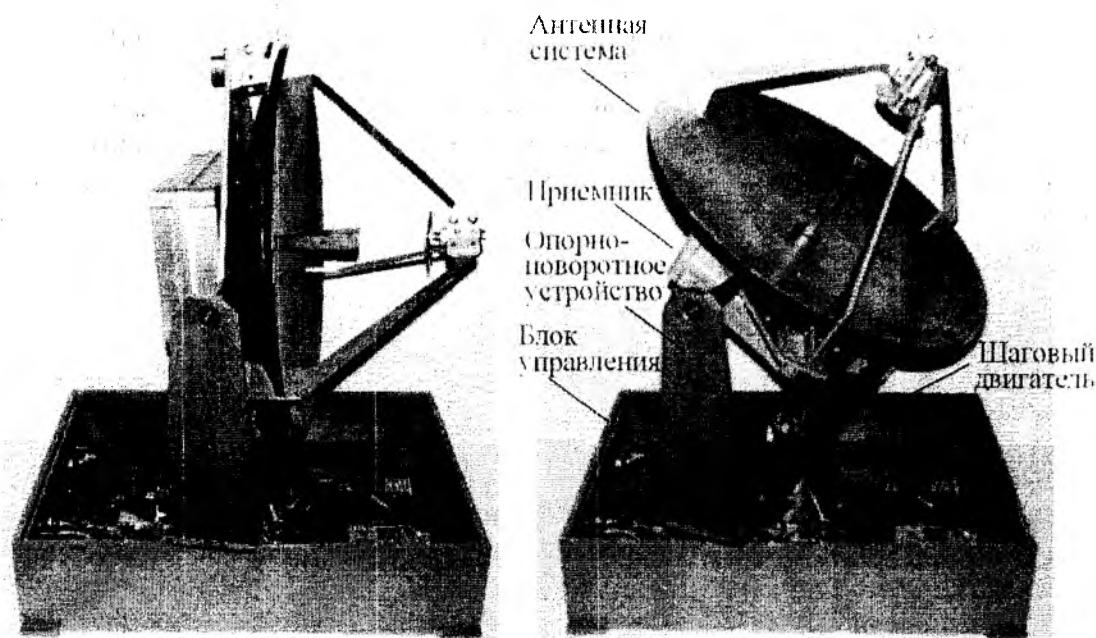


Рис. 1. Экспериментальный образец сканирующего радиометра (два ракурса)

Во вращающейся части датчика находятся антенная система, радиометрический приемник с блоком первичной обработки принимаемых сигналов K_a диапазона радиоволн и два шаговых двигателя, позиционирующих луч антенны в двух взаимно перпендикулярных плоскостях.

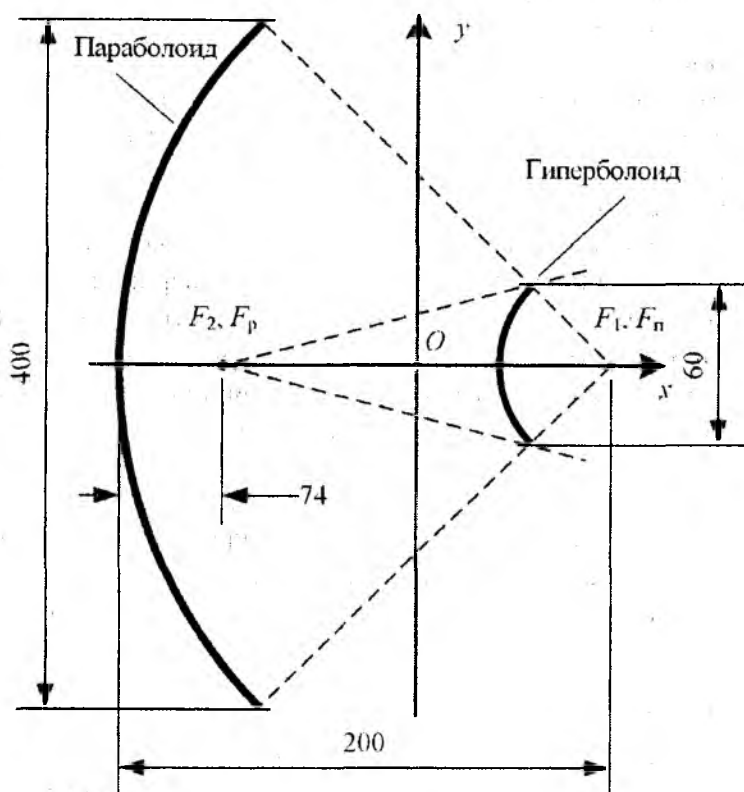


Рис. 2. Геометрия антенны Кассегрена

Антенная система выполнена на основе антенны Кассегрена [10, 11], состоящей из облучателя, параболического зеркала и контррефлектора – небольшого гиперболического зеркала. В этой антенне сферическая волна облучателя преобразуется с помощью последовательного отражения от двух зеркал в плоскую волну в фокальной плоскости рефлектора, где и формируется синфазное амплитудное распределение. Геометрия антенны Кассегрена показана на рис. 2.

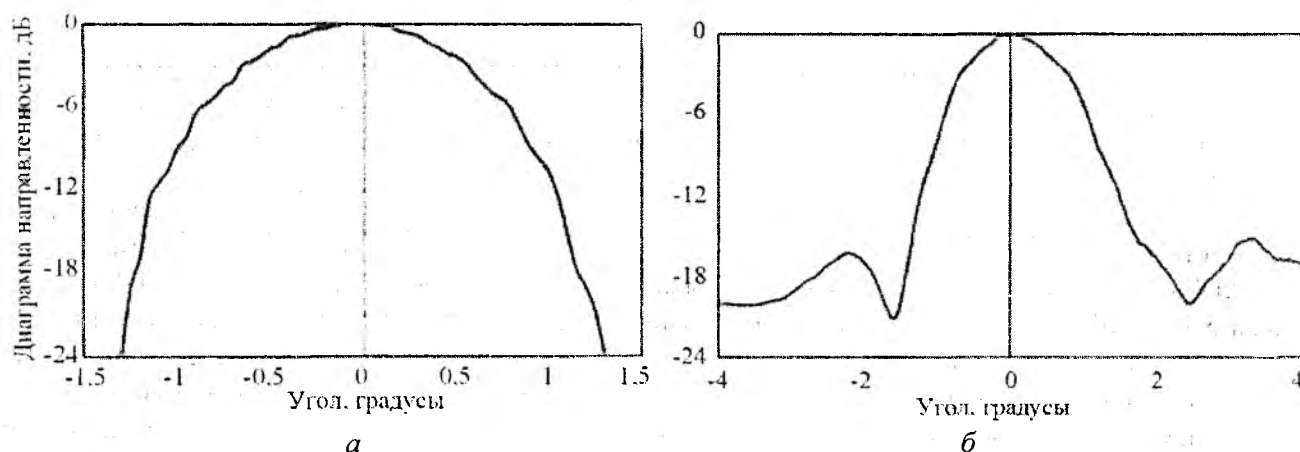


Рис. 3. Диаграмма направленности антенны Кассегрена
а – Н-плоскость, б – Е-плоскость

Точками F_1 и F_2 обозначено положение внутреннего и внешнего фокусов контррефлектора. Внутренний фокус контррефлектора F_1 совмещен с фокусом параболического зеркала антенны F_n . Действительная ось гиперболы x совмещена с осями симметрии параболического зеркала антенны и гиперболического контррефлектора. Внешний фокус контррефлектора F_2 совпадает с фазовым центром рупорного облучателя F_p . Мнимая ось гиперболы y расположена на одинаковом расстоянии от фокусов F_1 и F_2 и пересекает ось x в точке O .

Описанная антенна изготовлена и на рис. 1 приведено фото конструкции антенны (диаметр параболического зеркала $D_A=400$ мм, а гиперболического – 60 мм).

Измерения показали, рис. 3, что ширина диаграммы направленности по уровню -3 дБ не превышает $1,4^\circ$ как в Е-, так и в Н-плоскости, уровень бокового излучения не более -15 дБ, а коэффициент усиления не менее 42 дБ.

Для обеспечения начальной привязки координат антенны к местности используются два микропереключателя, расположенных на неподвижной поверхности соответственно в азимутальной и угломестной плоскости опорно-поворотного устройства. Движущиеся «флажки» размещаются на подвижных азимутальной и угломестной поверхности антенны. В момент нажатия «поводка» микропереключателя с помощью движущегося «флажка» (азимутального или угломестного) формируется импульс, который сбрасывает соответствующий таймер в нуль, что соответствует началу отсчета. С этого момента происходит подсчет количества шагов, произведенных шаговым двигателем, осуществляющим перемещение антенны по азимуту или по углу места. В рассматриваемом датчике реализовано три режима сканирования – по азимуту, по углу места и растровое сканирование. В антеннах с механическим сканированием управление лучом достигается поворотом, вращением, качанием всей антенной системы, что ограничивает скорость сканирования.

Радиометрический приемник

Радиометрический приемник построен по супергетеродинной схеме с двухполосным приемом. Основное усиление и селекция происходит на промежуточной частоте (ПЧ). Для компенсации флуктуации коэффициента передачи в тракте приемника используется калиброванный генератор шума, неравновесный шумовой сигнал которого периодически подается на вход приемника, рис. 4.

Сигнал от антенны радиометра поступает на волноводный фланец радиометрического приемника с сечением волновода $7,2 \times 3,4$ мм. Далее принятый сигнал через прямое плечо направленного ответвителя (НО) подается на двухполосный смеситель (СМ). Также на смеситель через ответвленное плечо направленного ответвителя поступает модулированный сигнал от твердотельного генератора шума (ГШ), построенного на базе лавинно-пролетного диода. Конструктивно со смесителем совмещен малошумящий усилитель промежуточной частоты (ПУПЧ) с полосой усиления $0,2 - 2,7$ ГГц. В качестве гетеродина (Γ) используется умножитель частоты на 4, синхронизируемый генератором с фиксированной частотой 9 ГГц. Таким образом, осуществляется перенос двух полос $33,3 - 35,8$ ГГц и $36,2 - 38,7$ ГГц на одну ПЧ, что позволяет снизить приведенный ко входу приемника коэффициент шума. Далее сигнал усиливается с помощью усилителей промежуточной частоты (УПЧ). Фильтр промежуточной частоты (ФПЧ) служит для ограничения детектируемого сигнала по полосе частот и коррекции неравномерности коэффициента усиления. Усиленный сигнал ПЧ поступает на логарифмический детектор среднеквадратичного (rms) значения (ЛДС), выполненный на основе микросхемы AD8362 [12]. Продетектированное напряжение через фильтр нижних частот (ФНЧ) Чебышева 3-го порядка с частотой среза 300 кГц подается на контроллер (МК), выполненный на однокристальном микроконтроллере STM32, с помощью которого реализуется управление приемником и цифровая обработка принятого сигнала. Рассчитанное в МК значение шумовой температуры сигнала на входе приемника выводится через UART интерфейс в виде текстовой информации в ASCII кодах. Сигналы UART интерфейса через драйвер интерфейса RS-422 и блок гальванической развязки (БГР) поступают на внешний разъем радиометра для соедине-

ния с компьютером (ПК). Также через RS-422 и UART интерфейс осуществляется управление режимами работы радиометра. Кабель, длина которого может достигать 100 м, и преобразователь интерфейсов (ПИ) RS422/USB/COM служат для подключения радиометра к USB входу ПК.

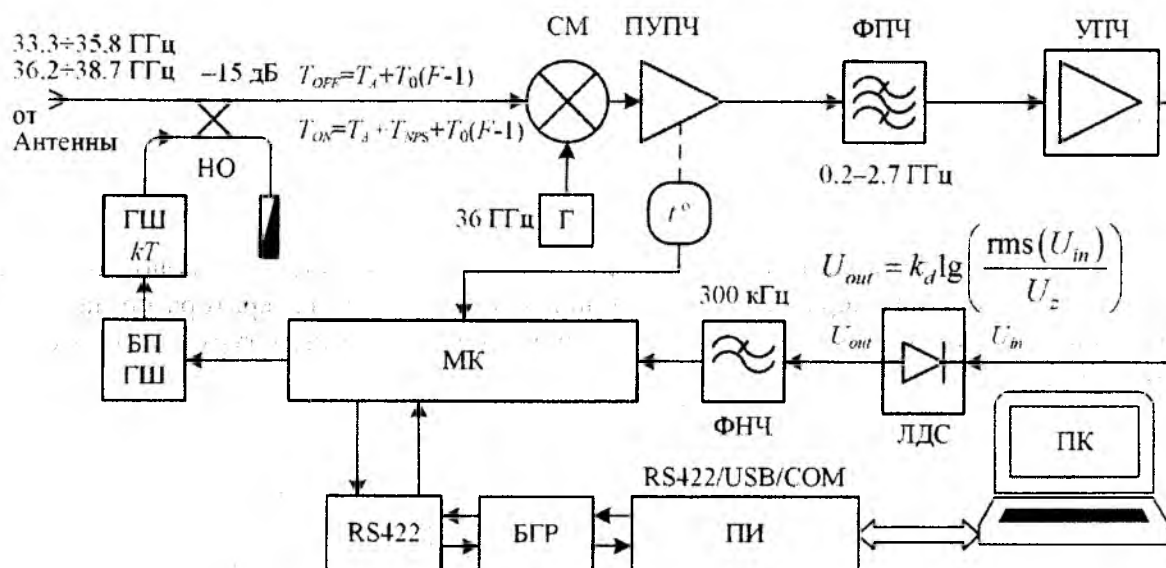


Рис. 4. Структурная схема приемного устройства

Для шумового сигнала, приведенного к входу приемника, можно записать эквивалентную шумовую температуру при выключенном T_{OFF} и включенном T_{ON} генераторе шума:

$$T_{OFF} = T_A + T_0(F-1), \quad (1)$$

$$T_{ON} = T_A + T_0(F-1) + T_{NPS}, \quad (2)$$

где T_A – температура, эквивалентная входному сигналу антенны; $T_0 = 293K$; F – коэффициент шума приемника; T_{NPS} – эквивалентная температура, вносимая генератором шума. Здесь учтено [13], что

$$F = 1 + \frac{T_M + T_{IF}}{T_0 2k_M}, \quad (3)$$

где T_M и T_{IF} – температура эквивалентная шуму, вносимому смесителем и предварительным усилителем ПЧ соответственно; k_M – однополосный коэффициент передачи смесителя.

Напряжение на выходе детектора U_{out} в зависимости от эквивалентной температуры шумового сигнала приведенной ко входу приемника T можно записать как

$$U_{out} = k_d 10 \lg \left(\frac{k T k_r \Delta F}{P_z} \right) = k_d 10 \lg \left(\frac{T}{T_z} \right), \quad (4)$$

где k_d – чувствительность детектора; k_r – коэффициент передачи приемника; ΔF – полоса пропускания приемника; P_z и T_z – пороговая мощность и соответствующая ей эквивалентная пороговая температура детектора, при которых логарифм обращается в нуль. Изменение напряжения на выходе детектора при переключении генератора шума из выключенного состояния во включенное, таким образом, составит

$$\Delta U = k_d 10 \lg \left(\frac{T_{ON}}{T_{OFF}} \right). \quad (5)$$

Обозначая

$$R = \frac{T_{ON}}{T_{OFF}} = 1 + \frac{T_{NPS}}{T_A + T_0(F-1)}, \quad (6)$$

из соотношения (5) получаем

$$R = 10^{\Delta U / 10k_d}, \quad (7)$$

а из соотношения (6)

$$T_A = \frac{T_{NPS}}{R-1} - T_0(F-1). \quad (8)$$

Таким образом, измерив разность напряжений при включенном и выключенном генераторе шума, а также зная неравновесную шумовую температуру генератора шума и коэффициент шума приемника, можно определить эквивалентную температуру шумового сигнала на входе приемника.

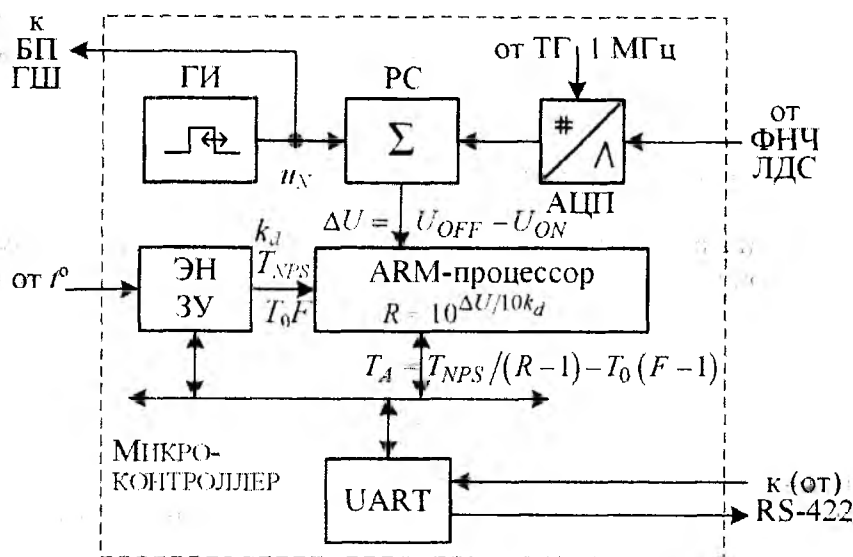


Рис. 5. Структурная схема блока цифровой обработки

Цифровая обработка и интерфейс реализованы на микроконтроллере STM32F051 [14], рис. 5. Генератор импульсов (ГИ) реализован на базе таймера TIM3 в режиме широтно-импульсной модуляции. По переполнению таймера TIM3 запускается таймер TIM15 в однократном режиме, переполнение которого синхронизирует первое преобразование АЦП.

АЦП представляет собой внутренний 12 битный АЦП контроллера с тактовой частотой 14 МГц, что позволяет поддерживать скорость преобразования в непрерывном режиме 1 Мвыборка/с. Синхронизация АЦП осуществляется от системного тактового генератора (ТГ), благодаря чему АЦП работает когерентно с генератором ГИ. АЦП запускается совместно с системой прямого доступа к памяти DMA, которая работает с кольцевым FIFO-буфером в ОЗУ на 2048 выборок, что обеспечивает не менее 2 мс запас для выполнения контроллером других задач. Выходной сигнал АЦП суммируется в реверсивном сумматоре (РС) со знаком плюс, если сигнал ГИ u_N принимает низкий уровень (ГШ выключен) и со знаком минус – если высокий (ГШ включен). После накопления в сумматоре N -го количества данных (кратных периоду таймера TIM3), которое определяются временем интегрирования, результат суммирования делится на количество N накоплений:

$$\Delta U = U_{OFF} - U_{ON} = \frac{1}{N} \left(\sum_{n=1}^{N/2-1} u_n - \sum_{n=N/2}^{N-1} u_n \right) = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^{N-1} u_n \text{Sing}(u_N).$$

Таким образом, выходной сигнал сумматора представляет собой усредненную за время интегрирования разность напряжений логарифмического детектора, что можно представить, как отношение мощностей (6). На основании полученного значения в ARM-процессоре рассчитывается температура антенны из соотношений (7) и (8). Здесь предварительно путем линейной интерполяции вычисляются параметры k_d , T_{NPS} и $T_0 F$ для текущей температуры корпуса на основе табличных значений, которые получены при разных температурах корпуса и сохранены в энергонезависимой памяти (ЭНЗУ). Текущая температура корпуса измеряется с помощью встроенного термометра (t°), рис. 4. Рассчитанная температура антенны выводится в виде текстового сообщения по гальванически развязанному интерфейсу UART (RS-422).

Электропривод сканирующего радиометра

Опорно-поворотное устройство служит для передачи нагрузок от подвижной части радиометра на неподвижную и для позиционирования луча антенны в требуемом направлении, рис. 1.

К неподвижной части сканирующего радиометра относится корпус блока управления, рис. 6, в котором расположены источник питания (БП), драйверы шаговых двигателей, блок управления электроприводом, выполненный на микроконтроллере типа STM32F3. Данные о положении антенного луча выводятся через UART интерфейс в двоичных кодах. Сигналы UART-интерфейса через драйвер интерфейса (ПИ) TTL-485 и гальванический изолятор поступают на внешний разъем блока управления для соединения с компьютером, при этом используется преобразователь интерфейсов ПИ USB-485. Также через TTL-485 и UART интерфейс управляет режимами работы электропривода с помощью ПК.

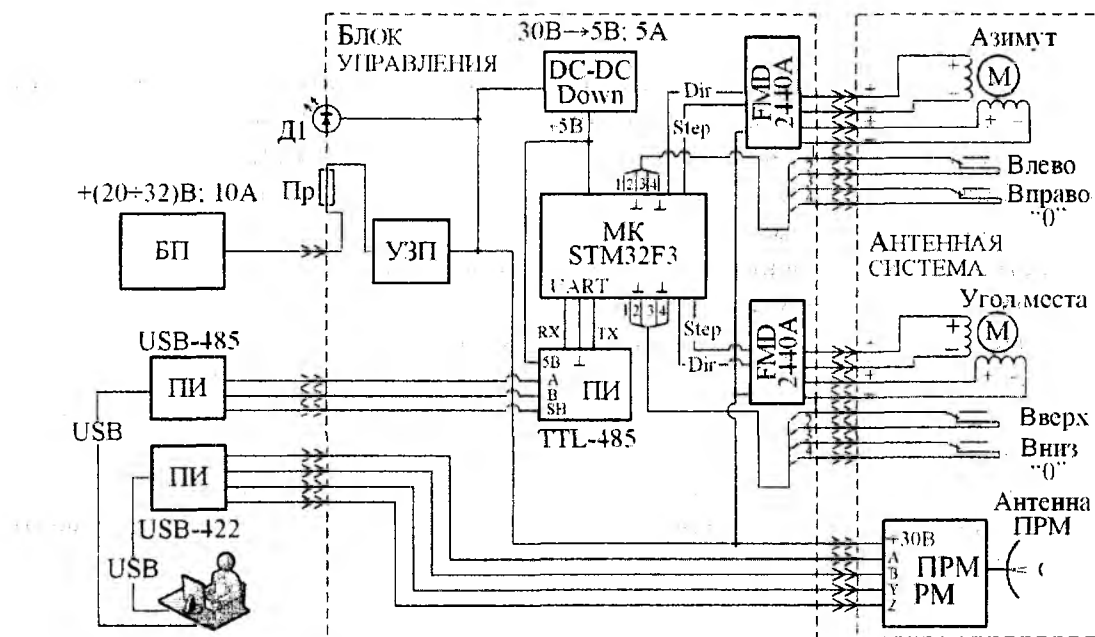


Рис. 6. Структурная схема электропривода сканирующего радиометра

В состав привода входят электромеханический привод (антенный модуль), микроконтроллерная система управления и блок обработки данных, выполненный на основе персонального компьютера. Для позиционирования антенны в азимутальной и угломестной плоскостях используются два шаговых двигателя (М) типа SM57HT76-2804A, работающих от постоянного напряжения 20 – 30 В. С их помощью происходит преобразование внешних

управляющих сигналов в угловое перемещение ротора и его фиксация в заданном положении без применения устройств обратной связи. Коммутация фаз шагового двигателя осуществляется с помощью блока управления в соответствии с получаемыми логическими сигналами уровня. Источником управляющих импульсов служит внешний микроконтроллер (МК), выполненный на микросхеме STM32F303VC [15]. Управление вращением вала двигателя осуществляется посредством логических сигналов «Step», «Dir» и «EN», подаваемых на входы драйвера FMD2440A, выполненного на основе микроконтроллера TB6600. Поворот ротора двигателя на один шаг или часть шага осуществляется по переднему фронту сигнала «Step», в сторону, заданную сигналом «Dir». Движение может быть остановлено при подаче управляющего сигнала высокого уровня на вход «EN». Величина дробления шага, рабочего тока фазы и тока удержания устанавливается с помощью микропереключателей, расположенных на плате блока под крышкой. Гальваническая развязка применяется для исключения влияния помех, создаваемых сильноточными ключами в плате драйвера шагового двигателя. Так как позиционирование антенного луча производится с помощью шаговых двигателей с погрешностью, не превышающей 5,4 минуты, то устанавливать датчики положения антенны не потребовалось, что существенно упростило систему управления.

Контроллер привода выполнен на основе микроконтроллера STM32F303, в котором реализованы требуемые интерфейсы, алгоритмы обработки сигналов положения антенны, средства программирования STM32. Микроконтроллер выполняет обработку команд персонального компьютера и управляет приводом в соответствии с заданным законом. Связь контроллера с персональным компьютером радиометра происходит по интерфейсу RS-485.

Пользовательский интерфейс

Для получения цветного радиометрического 2D изображения сканируемой поверхности разработано программное обеспечение в виде пользовательского интерфейса, рис. 7, а, который включает несколько режимов работы: режим управления поворотным устройством антенны (в том числе режим сканирования), режим настройки радиометра и режим пост обработки изображения.

Для построения двумерного изображения разработанное программное обеспечение осуществляет объединение данных о радиояркостной температуре и угловых координатах, получаемых от радиометра и поворотного устройства антенны соответственно.

Режим сканирования предназначен для установки требуемых параметров сканирования – сектора углов, скорости движения поворотного устройства, времени интегрирования сигналов радиометра. Перед отображением изображения на экране осуществляется предварительная калибровка полученных данных согласно ранее введенным калибровочным коэффициентам. Данные сканирования автоматически записываются в двоичный файл.

Режим настройки радиометра позволяет изменять параметры радиометра согласно поставленной задаче, а также просматривать измеренные данные радиояркостной температуры окружающей среды.

Пост обработка изображения включает возможность отображения данных растрового сканирования в виде цветного или черно-белого (в позитиве или негативе) изображения, изменения максимального и минимального уровня сигнала, осуществление сдвига строк. При этом возможно просматривать результаты предыдущих сканирований.

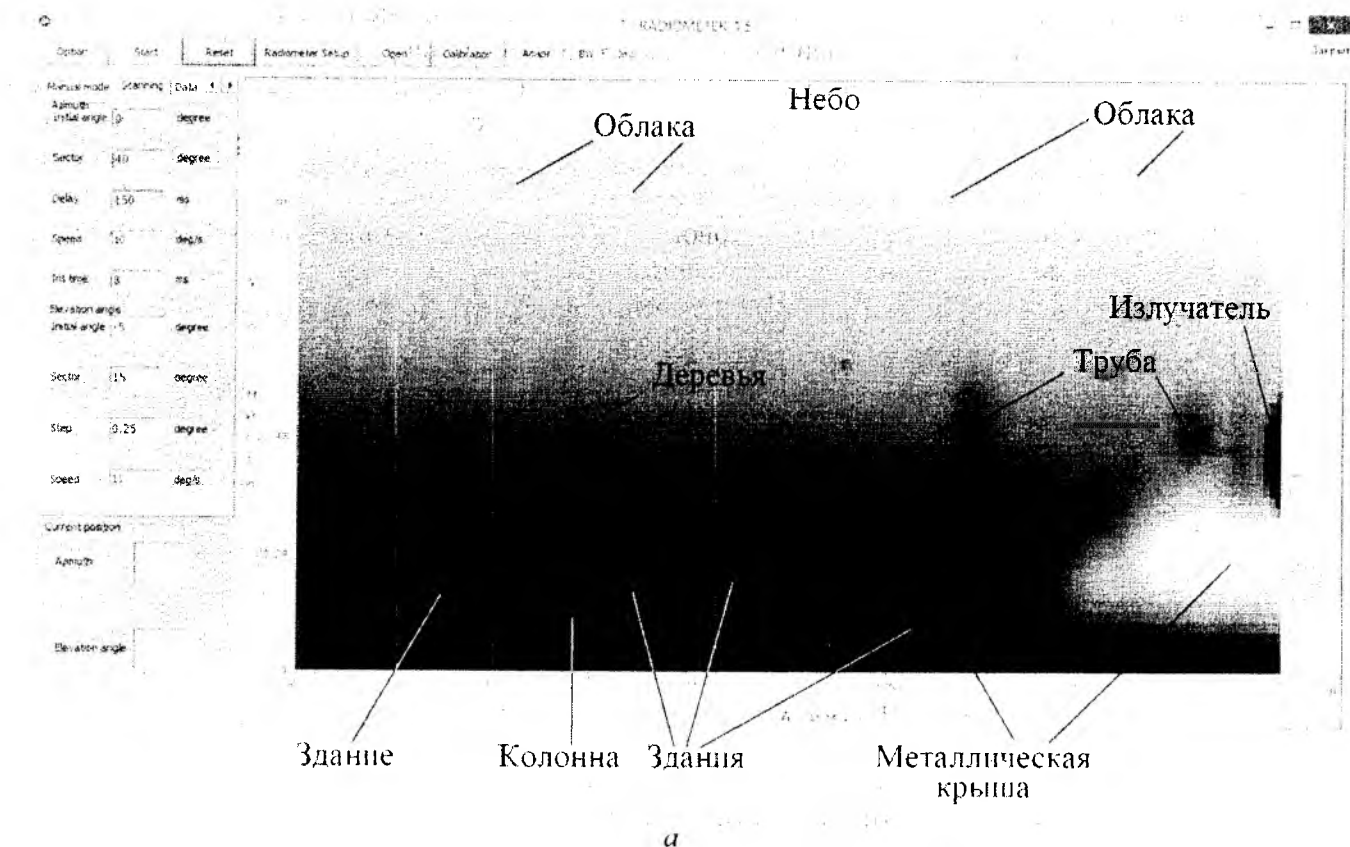


Рис. 7. Пример панорамного радиотеплового изображения (а) и фото наблюдаемой сцены (б)

Результаты экспериментальных исследований

Как показали результаты испытаний, флуктуационная чувствительность радиометра не хуже $0,1K$ при времени накопления 100 мс.

С помощью сканирующего радиометрического датчика получено панорамное радиотепловое изображение, рис. 7, а, качество которого, в первую очередь, определяется разрешающей способностью радиометра по угловым координатам λ/D_A и расстоянием до цели R . На расстоянии порядка 200 м, которое соответствует полученному радиотепловому изображе-

нию, разрешающая способность по полю изображения $\Delta x \approx R\lambda/D_A$ не превышает 4 м, что и определяет его качество. Фото полученной панорамы приведено на рис. 7, б.

При этом “холодное небо” имеет светлый оттенок (температура 110 К), крыша здания в правом нижнем углу переотражает “холодное небо” и также отображается светлым оттенком, температура 80 – 100 К, окружающие здания и деревья имеют средние значения температуры и отображаются промежуточным серым оттенком, температура 240 – 260 К. Отметим, что приведенный пример радиотеплового изображения сформирован при условиях, далеких от оптимальных, поэтому даже в условиях разработанного образца имеются определенные перспективы улучшения наглядности радиотеплового изображения.

Выводы

В конструкции радиометра использована двухзеркальная антенна Кассегрена, ширина диаграммы направленности которой по уровню – 3 дБ не превышает 1,4° как в Е-, так и в Н-плоскости, уровень бокового излучения не более – 15 дБ и коэффициент усиления не менее 42 дБ.

Чувствительность радиометра с применением только аддитивно-шумового пилот-сигнала оказалась сравнима с модуляционным радиометром Дикке, что обусловлено отсутствием модулятора в СВЧ тракте, который неизбежно вносит потери. Кроме того, отсутствие модулятора на входе приемника позволяет существенно (до 5 ГГц) увеличить его полосу пропускания. Флуктуационная чувствительность разработанного радиометра 0,1 К при времени накопления 100 мс.

Использование на выходе приемника логарифмического детектора среднеквадратических значений вместо квадратичного позволило расширить динамический диапазон радиометра до 60 дБ. Его величина хорошо согласуется с динамическим диапазоном встроенного в микроконтроллер 12-битного АЦП, используемого в разработанном радиометре.

Режим растрового сканирования позволяет получать радиотепловые изображения наблюдаемого участка небосвода, несущие информацию о водозапасе облачной атмосферы, водности и интенсивности осадков или обнаруживать и оценивать угловые координаты целей, расположенных на наблюдаемом участке подстилающей поверхности. Радиометр также может использоваться для отработки алгоритмов “обнаружения-измерения” в условиях мощных активных помех и при этом не входить в режим насыщения.

Список литературы:

1. Скорер Р.С. Аэродинамика окружающей среды. Москва : Мир, 1980. 549 с.
2. Алексеев М.И., Кармазинов Ф.В., Степаненко В.Д. и др. Применение данных метеорадиолокаторов для прогноза поступления дождевых вод в систему водоотделения Санкт-Петербурга // Труды Главной Геофизической Обсерватории им. Ф.И. Воейкова. 2007. Вып. 556. №11. С. 56–68.
3. Веселовская А.Б., Кабанов В.А., Линкова А.М., и др. Восстановление вертикального профиля облаков с помощью активно-пассивного зондирования/ А.Б. Веселовская, В.А. Кабанов, А.М. Линкова, А.В. Одновол, Т.А. Ткачева, Г.И. Хлопов, С.И. Хоменко // Радиофизика и электроника. 2017, Т. 22. № 2. С. 58-65.
4. Радиотехнические системы / Ю. П. Гришин, В. П. Ипатов, Ю. М. Казаринов и др. ; под ред. Ю. М. Казаринова. Москва : Высш. шк., 1990. 496 с.
5. Kostylev V. I. Energy Detection of a Signal with Random Amplitude // Proc. IEEE Int. Conf. Communications (ICC'02). 2002. P. 1606 -1611.
6. Ulaby F., Moore R., Fung A. Microwave remote sensing: Active and Passive, vol. 1: Microwave Remote Sensing Fundamentals and Radiometry, Artech House, 1981. P. 456.
7. Скольник М. Справочник по радиолокации ; пер. с англ. под общей ред. Трофимова К. Н. ; в 4-х т. Т. 4: Радиолокационные станции и системы ; под ред. М.М. Вейсбейна. Москва : Сов. радио, 1978. 376 с.
8. Краус Дж.Д. Радиоастрономия. Москва : Сов.радио, 1973. 456 с.
9. Dicke R.H. The measurement of thermal radiation at microwave frequencies// R.H. Dicke / Review of Scientific Instruments. AIP. 1946. 17 (7). 268-275. doi:10.1063/1.1770483.
10. Бахрах Л.Д. Многозеркальные антенные системы // Труды НИИ-17. 1953. Вып. III (30). С. 12 – 23.
11. Hannan P.W. Microwave Antennas Derived from the Cassegrain Telescope // IRE Transactions, AP, March, 1961, pp. 140-153.

12.AD8362 50 Hz to 3.8 GHz 65 dB TruPwr™ Detector [Электронный ресурс]: Datasheet / Analog Devices. Техническая спецификация. Режим доступа: <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/datasheets/AD8362.pdf>

13.Сколник М. Справочник по радиолокации ; пер. с англ. под общей ред. Трофимова К. Н. ; в 4-х т. Т. 1: Основы радиолокации ; под ред. Я.С. Ицхоки. М.: Сов. радио, 1976. 456 с.

14.STM32F051x4 STM32F051x6 STM32F051x8 ARM®-based 32-bit MCU, 16 to 64 KB Flash, 11 timers, ADC, DAC and communication interfaces [Электронный ресурс]: Datasheet / st. Production data. Режим доступа: <https://www.st.com/resource/en/datasheet/dm00039193.pdf>

15.STM32F303xB STM32F303xC Arm®-based Cortex®-M4 32b MCU+FPU, up to 256KB Flash+ 48KB SRAM, 4 ADCs, 2 DAC ch., 7 comp, 4 PGA, timers [Электронный ресурс]: Datasheet / st. Production data. Режим доступа: <https://www.st.com/resource/en/datasheet/stm32f303vc.pdf>

*Институт радиофизики и электроники
имени А.Я. Усика НАН Украины*

Поступила в редколлегию 05.05.2019

ОБОСНОВАНИЕ ПРОЦЕДУР ОБЗОРА ПРОСТРАНСТВА НАБЛЮДЕНИЯ ПРИ СИСТЕМНОМ ПОДХОДЕ К ПОСТРОЕНИЮ РАДИОЛОКАЦИОННОЙ СИСТЕМЫ МОНИТОРИНГА АТМОСФЕРЫ

Введение

Анализ требований различных потребителей метеорологической радиолокационной информации к ее объему, качеству, форме и оперативности представления показывает, что оптимальный путь удовлетворения максимально возможного числа потребителей предполагает создание многофункциональной автоматизированной системы метеорологических радиолокационных наблюдений [1]. Ее главным и принципиальным преимуществом является возможность, в рамках единой системы, комплексно использовать радиолокационную информацию для мониторинга: штормового оповещения, прогнозирования погоды, метеорологического обеспечения транспортного комплекса, органов власти и управления, измерения интенсивности и количества осадков, активных воздействий на атмосферные процессы и иных задач. Обслуживание потребителей возможно лишь при безоговорочном выполнении их требований к формам, срокам, регулярности и достоверности метеорологической информации, которая позволяет им принимать решения, способствующие минимизировать ущерб от погодных условий или приносить прибыль [2]. Поскольку потребители разные, то удовлетворить все их настоящие и могущие возникнуть в будущем потребности можно, построив радиолокационную систему гидрометеорологического мониторинга так, чтобы создаваемое ею радиолокационное поле полностью покрывало пространство наблюдения, т.е. ту область атмосферы, в которой существуют все метеорологические объекты, явления и процессы [3]. Нижняя граница радиолокационного поля должна быть расположена как можно ближе к поверхности Земли, при этом поле должно быть без разрывов, сплошным, а верхняя граница безразрывного поля не должна быть больше высоты, на которой уже не существуют гидрометеорологические объекты, явления и процессы. При этом внутри поля должны обеспечиваться заданная точность и дискретность измерений [4]. Принципы построения радиолокационного поля, отвечающего отмеченным выше требованиям, известны из [5]. Необходимо организовать обзор пространства наблюдения таким образом и такими средствами, чтобы реализовать рациональное распределение энергии зондирующего излучения, предложенного в [5], с обеспечением требуемого качества радиолокационной информации. Решению этой задачи посвящены исследования, описанные в данной статье.

Актуальность

Обеспечение требуемого качества радиолокационной мониторинговой информации и непрерывное его повышение, с целью достижения потенциально возможного качества, является постоянной актуальной задачей при эксплуатации систем метеорологического радиолокационного мониторинга. Поэтому актуальным является и решение частной задачи организации обзора пространства наблюдения, позволяющего рационально распределить энергию зондирующего излучения.

Цель исследования

На основе анализа существующих процедур обзора пространства в метеорологических радиолокационных сетях разработать и предложить методику обзора и средства для обзора пространства наблюдения при системном подходе к построению метеорологической радиолокационной системы мониторинга, позволяющих реализовать рациональное распределение энергии зондирующего излучения с обеспечением требуемого качества метеорологической радиолокационной информации.

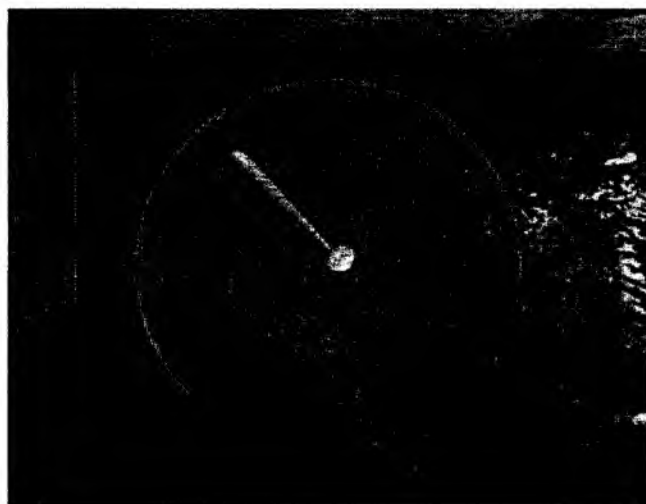
Таким образом, при организации обзора пространства при радиолокационном мониторинге атмосферы надо ответить на два основных вопроса: как осуществить обзор наиболее рациональным образом и какими средствами осуществлять обзор.

1. Анализ процедур обзора пространства в существующих неавтоматизированных радиолокационных сетях

На начальном этапе развития радиолокационных наблюдений импульсными недоплеровскими метеорологическими радиолокаторами комплектовались только некоторые региональные прогностические центры, аэропорты и противоградовые службы (рис. 1, а). Первые две организации использовали их данные для составления сверхоперативных прогнозов, а последняя – для штормового оповещения, подготовки данных для воздействий и анализа результатов применения средств активных воздействий на атмосферные процессы. При таком применении радиолокаторов расстояние между ними было значительным и в единую большую техническую систему увязать их было невозможно. В систему радиолокаторы увязывались информационно [6]. Поэтому с системотехнической точки зрения каждый радиолокатор был автономен. Это вынуждало для получения максимального количества информации от таких радиолокаторов обзор пространства осуществлять во всей его зоне наблюдения, от угла места диаграммы направленности антенны 0° до ее угла места 90° (рис. 1, б).



а



б

Рис. 1

Перед рассмотрением характеристик, в том числе обзорных, типичного на тот период радиолокатора, выявим минимально необходимые времена для зондирования при разных метрических дальностях действия R импульсных недоплеровских радиолокаторов (см. табл. 1). В табл. 1 $c = 3 \cdot 10^8$ м/с – скорость света.

Приведенные в табл. 1 значения потребных времен являются минимально возможными, к которым нужно стремиться при организации обзора пространства. Уменьшение этих значений приведет к пропуску радиолокационных данных о гидрометеорологической обстановке, а увеличение – ухудшает временные параметры обзора и все иные, связанные с ними, т.е. снижается качество мониторинга.

При указанных в табл. 1 временных параметрах обзора для неавтоматизированных импульсных недоплеровских метеорологических радиолокаторов несложно рассчитать минимально потребные частоты повторения зондирующих импульсов и скорости вращения антенны при разных метрических дальностях действия R радиолокаторов (см. табл. 2). При этом, по мере увеличения угла места диаграммы направленности антенны, скорость враще-

ния $n_{\text{ПОТРЕБ.ОБЗ}}$ должна возрасти, поскольку телесный угол конуса обзора будет уменьшаться и понадобится меньше времени для его обзора, т.е. обзор должен быть программным.

Таблица 1

Минимальное потребное время (в секундах)			Формула для расчета
для однократного зондирования в луче диаграммы направленности антенны	для R=300 км	$2,0 \cdot 10^{-3}$	$T_{\text{ПОТРЕБ. ЗОНД}} = 2 \cdot R/c$
	для R=250 км	$1,667 \cdot 10^{-3}$	
	для R=100 км	$0,667 \cdot 10^{-3}$	
для однократного кругового обзора при угле места диаграммы направленности антенны $\epsilon=0^\circ$ и ширине диаграммы направленности антенны в азимутальной плоскости по половинной мощности $\beta_{05P} = 1^\circ$	для R=300 км	0,720	$T_{\text{ПОТРЕБ. ОБЗ}} = (360^\circ/\beta_{05P}) \cdot T_{\text{ПОТРЕБ. ЗОНД}}$
	для R=250 км	0,601	
	для R=100 км	0,241	
для однократного кругового обзора при угле места диаграммы направленности антенны $\epsilon=0^\circ$ и ширине диаграммы направленности антенны в азимутальной плоскости по половинной мощности $\beta_{05P} = 1,5^\circ$	для R=300 км	0,480	
	для R=250 км	0,400	
	для R=100 км	0,160	
сканирования телесного угла всей полусферы зоны наблюдения $\Omega_{\text{ЗН}} = 20626, 480625$ кв. градусов при телесном угле диаграммы направленности антенны радиолокатора $\Omega_{\text{ДНА}} = 1$ кв. градус	для R=300 км	41,253	$T_{\text{ПОТРЕБ. ЗН}} = (\Omega_{\text{ЗН}}/\Omega_{\text{ДНА}}) \cdot T_{\text{ПОТРЕБ. ЗОНД}}$
	для R=250 км	34,446	
	для R=100 км	13,820	
для сканирования телесного угла всей полусферы зоны наблюдения $\Omega_{\text{ЗН}} = 20626, 480625$ кв. градусов при телесном угле диаграммы направленности антенны радиолокатора $\Omega_{\text{ДНА}} = 1,5$ кв. градуса	для R=300 км	27,502	
	для R=250 км	22,923	
	для R=100 км	9,172	

Таблица 2

Параметр	R=300 км	R=250 км	R=100 км	Формула для расчета
потребная максимальная частота повторения зондирующих импульсов $F_{\text{ПОТРЕБ.ЗОНД}}$, Гц	500	600	1500	$F_{\text{ПОТРЕБ.ЗОНД}} = 1/T_{\text{ПОТРЕБ.ЗОНД}}$
потребная минимальная скорость вращения антенны при угле места диаграммы направленности антенны $\epsilon=0^\circ$ и ширине диаграммы направленности антенны 1° $n_{\text{ПОТРЕБ.ОБЗ}}$, об/с, [об/мин]	1,39 [83,4]	1,66 [99,6]	4,15 [249,0]	$n_{\text{ПОТРЕБ. ОБЗ}} = 1/T_{\text{ПОТРЕБ. ОБЗ}}$ $[n_{\text{ПОТРЕБ. ОБЗ}} = 60/T_{\text{ПОТРЕБ. ОБЗ}}]$
потребная минимальная скорость вращения антенны при угле места диаграммы направленности антенны $\epsilon=0^\circ$ и ширине диаграммы направленности антенны $1,5^\circ$ $n_{\text{ПОТРЕБ.ОБЗ}}$, об/с, [об/мин]	2,08 [125,0]	2,50 [150,0]	6,25 [375,0]	

В качестве примера рассмотрим характеристики радиолокатора МРЛ-5 [7] как естественного представителя последнего поколения импульсных недоплеровских радиолокаторов (на рис. 1, а он представлен без ветрозащитного укрытия), работавшего в неавтоматизированных радиолокационных сетях, проведем сравнительный анализ с потребными характеристиками обзора и сделаем выводы.

Радиолокатор МРЛ-5 двухканальный, 1-й канал работает с длиной волны 3 см, а 2-й канал с длиной волны 10 см. Импульсная мощность зондирующего излучения 1-го канала $P_{\text{имп.1}}$ может быть в пределах 160 – 300 кВт, а 2-го канала $P_{\text{имп.2}}$ – в пределах 510 – 1000 кВт. Применяются зондирующие импульсы длительностью 1 и 2 мкс. Частоты повторения зондирующих импульсов $F_{\text{ЗОНД}} = 500$ и 250 Гц. Ширина диаграммы направленности антенны в обеих плоскостях одинакова и равна $\beta_{05P} = \epsilon_{05P} = 0,45^\circ$ (1 канал); $1,5^\circ$ (1 и 2 каналы). Дальность

действия радиолокатора по грозам и ливням составляет 300 км. Описание процедур обзора, применяемых в МРЛ-5, сведены в табл. 3.

Таблица 3

Режим обзора	Описание режима	Назначение режима
Автоматический режим	Круговой обзор на любом угле места антенны со скоростью $n_{обз} = 0 - 6$ об/мин	Обнаружение очагов гроз, ливней, града
	Вертикальное сканирование по углу места от -1° до $+93^\circ$ на любом азимуте с периодом качания $24 - 80$ с	Получение данных о вертикальном строении облаков, гроз, града
Программный режим	Программа 1. Автоматический круговой обзор со ступенчатым изменением угла места $\Delta\epsilon$ с шагом $0,5^\circ; 1,5^\circ; 3,0^\circ$	Получение данных об опасных метеорологических явлениях и процессах
	Программа 2. Автоматическое вертикальное сканирование со ступенчатым изменением азимута $\Delta\beta$ с шагом $0,5^\circ; 1,5^\circ; 3,0^\circ$	
Секторный режим	Сканирование по углу места и по азимуту в секторе $45^\circ \dots 48^\circ$ с периодом $12 - 40$ с	
Ручной режим	Ручной доворот по азимуту и углу места	Определение границ облаков и положения градового очага для активного воздействия на него

Сравнительный анализ приведенных характеристик с потребными показывает, что частота повторения зондирующих импульсов МРЛ-5 при ее заявленной дальности обнаружения соответствует потребной. При неизменной скорости вращения антенны 6 об/мин, которая явно меньше потребной (см. табл. 2), и работе лучом $1,5^\circ$ в режиме „Программа 1” обзор всей зоны наблюдения займет 600 с (10 мин) при потребном времени 27,5 с (см. табл. 1), а при работе в режиме „Программа 2” обзор всей зоны наблюдения при минимальном периоде качания антенны займет вообще 5760 с (1,6 ч). Таким образом, с точки зрения проведения гидрометеорологического мониторинга обзор в радиолокаторе МРЛ-5 организован явно неоптимальным образом. Потребное время сканирования всей зоны наблюдения превышено в 22 раза, что снижает темп выдачи данных радиолокационного мониторинга и может привести к пропуску быстроразвивающегося опасного процесса или явления, длительность которого может составить всего единицы минут [8].

В качестве вывода можно отметить, что подобные параметры обзора МРЛ-5 позволяют проводить обзорные наблюдения только за достаточно медленными процессами и явлениями в атмосфере. Желание ускорить процесс наблюдения привело к введению в МРЛ-5 режима сканирования по азимуту и углу места через 3° , т.е. фактически через одну диаграмму направленности, что привело к пропуску половины всей информации, которую приходится восстанавливать методами интерполяции. А это ухудшает качество мониторинга. Необходимость наблюдения за быстроменяющимися опасными явлениями, процессами и штормового оповещения вынудила ввести „Секторный режим” работы, который полностью исключает радиолокатор из участия в мониторинге общей метеорологической обстановки, что резко уменьшает количество необходимой информации, т.е. эффективность работы радиолокатора снижается. Из этого следует, что при создании достаточно редкой радиолокационной сети метеорологического мониторинга радиолокатор должен обладать свойством быстрого обзора пространства, что обеспечит выполнение функции штормового оповещения и общего обзора пространства.

2. Анализ процедур обзора пространства в существующих автоматизированных радиолокационных сетях

Наиболее подходящими для проведения анализа представителями автоматизированных метеорологических сетей являются сети MAPC ДМРЛ-С (РФ) и NEXRAD (США), поскольку они построены по единому замыслу из однотипных радиолокаторов.

Радиолокационный обзор на сети ДМРЛ-С проводится синхронно по единому регламенту на всех радиолокаторах ДМРЛ-С работающих в С-диапазоне [9]. Основные характеристики доплеровского радиолокатора ДМРЛ-С, существенные для организации обзора пространства, сведены в табл. 4.

Таблица 4

Параметр	Значение параметра
Рабочий диапазон частот, МГц	5600 – 5650
Зона обзора	
Инструментальная дальность обнаружения, км, не менее	250
Максимальная высота обнаружения, км, не менее	20
Угол места, град	–2...+91
Антенна	
Тип	зеркальная параболическая
Ширина диаграммы направленности в двух плоскостях по уровню 3 дБ на каждой поляризации, град	1,0
Коэффициент усиления, дБ, не менее	45
Боковые лепестки, дБ, не, более	–29
Поляризация	линейная; гориз. + вертик.
Передатчик	
Тип	клистронный
Импульсная мощность, кВт, не менее	15
Длительность импульса, мкс	1,0; 25; 60
Частота зондирования, Гц	300 – 1500
Тип модуляции	МОНО/НЧМ

Цикл обзора длится 10 мин и включает производство наблюдений в режиме „Отражаемость” и в режиме „Скорость”, в каждом режиме данные наблюдений записываются в т.н. „объемный файл”. Радиус зоны радиолокационного обзора в режиме „Отражаемость” составляет 250 км. Радиолокационные наблюдения в режиме „Скорость” с высокой частотой повторения зондирующих импульсов (1 кГц) обеспечивают более точное измерение доплеровских характеристик (радиальной скорости V , ширины спектра W), однако, при этом сокращается дальность зондирования с 250 до 125 км.

В каждом обзоре радиолокатор последовательно проводит азимутальное круговое сканирование атмосферы на нескольких углах места антенны в диапазоне от 0 до 90°. В результате, в каждом режиме наблюдений радиолокационные данные записываются в выходном „объемном файле”, в котором в сферической системе координат последовательно для каждого элемента конического сечения сохраняются координаты – дальность, азимут и угол места, а также измеренные радиолокационные характеристики радиоэха, т.е. первичные данные.

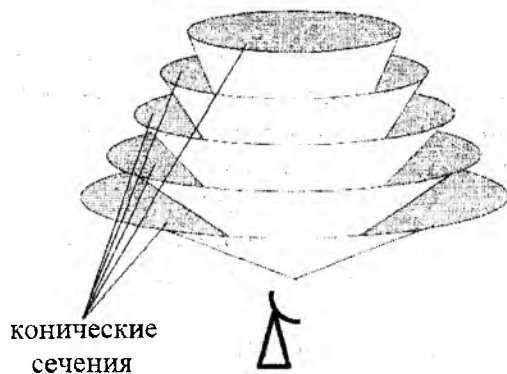


Рис. 2

Принцип радиолокационного сканирования представлен на рис. 2. Применяется комбинированная стратегия сканирования атмосферы (VCP) в диапазоне углов места антенны от 0,1 до 86°. Для увеличения количества первичных конических сечений (PPI) в VCP используются следующая методика: радиолокационное сканирование начинается с нижнего угла с низкой частотой повторения (НЧП) зондирующих импульсов на дальности до 250 км. По мере подъема антенны рабочая дистанция зондирования до верхней границы зоны обзора (20 км) сокращается и появляется возможность перейти на зондирование с высокой частотой повторения (ВЧП) на сокращенной дистанции до самого верхнего угла 86°. Информацию на этих PPI можно использовать для построения „объемных файлов” обоих режимов – „Отражаемость” и „Скорость”. Для завершения сбора данных в

доплеровском режиме необходимо в конце цикла наблюдений повторить наблюдения на низких углах сканирования с высокой частотой повторения. Подробно процедура сканирования представлена в табл. 5.

Таблица 5

Параметр	Номер обзора	Угол места	Номер обзора	Угол места	Номер обзора	Угол места	Номер обзора	Угол места	Режим	
Обзорное сканирование	1	0,1	14	9,0	18	22,0	25	7,5		
	2	0,3	15	11,2	19	28,0	26	6,0		
	3	0,7	16	14,0	20	35,5	27	4,8		
	4	1,1	17	17,5	21	45,5	28	3,8		
	5	1,5			22	58,0	29	2,9		
	6	1,9			23	72,0	30	2,2		
	7	2,3			24	86,0	31	1,6		
	8	2,8					32	1,1		
	9	3,4					33	0,7		
	10	4,0					34	0,3		
	11	5,0					35	0,1		
	12	6,0								
	13	7,5								
F _{зонд}	НЧП		ВЧП		ВЧП		ВЧП			
Режим	„Отражаемость”								Измерение шума	Покой
			„Скорость”							
Время операции	~8 мин								30 с	1 мин
Общее время обзора	~10 мин									

При стандартной настройке режимов сканирования за один полный обзор в „объемные файлы” типа „lnr” поступят данные 24 конических сечений (VCP 24) в диапазоне дальностей 0 – 250 км и с радиальной дискретностью 500 м, а в объемные файлы типа „lnv” поступят данные 22 конических сечений (VCP 22) в диапазоне дальностей 0 – 125 км с радиальной дискретностью 250 м.

В последующем в результате обработки „объемных файлов” получается трехмерная модель облачной атмосферы в зоне радиолокационного обзора, с помощью которой строятся вторичные радиолокационные продукты, представляющие собой набор карт метеорологических характеристик облачности и осадков. Точность построенной модели и вторичных продуктов зависит от количества конических сечений, а также от радиального и азимутального разрешения радиолокационные наблюдений.

В нормативной документации [10] предусмотрено вместе с ДМРЛ-С (рис. 3) использовать в составе радиолокационной сети и встроенный метеорологический канал трассового радиолокационного комплекса 12А6 „Сопка-2” (рис. 4).

Этот радиолокатор S-диапазона, так же как и ДМРЛ-С, работает со сложным сигналом длительностью 84 мкс и технологией сжатия импульсов. Поэтому импульсная мощность зондирующего излучения составляет всего 40 кВт. Дальность действия по самолетам в качестве первичного радиолокатора составляет 360 км. Частоты повторения зондирующих импульсов 300 и 600 Гц. 12А6 также является доплеровским радиолокатором и обеспечивает получение в метеоканале трехмерных полей отражаемости и радиальной скорости гидрометеоров [11]. По утверждению разработчиков, достоинством метеорологического канала 12А6 является возможность получать трехмерную структуру облаков за 10 с. Это достигается благодаря быстрому электронному сканированию лучом шириной 1,15° 32 углов места в угло-местном секторе 45° и вращению антенной фазированной решетки безредукторным способом по азимуту со скоростью 6 об/мин.

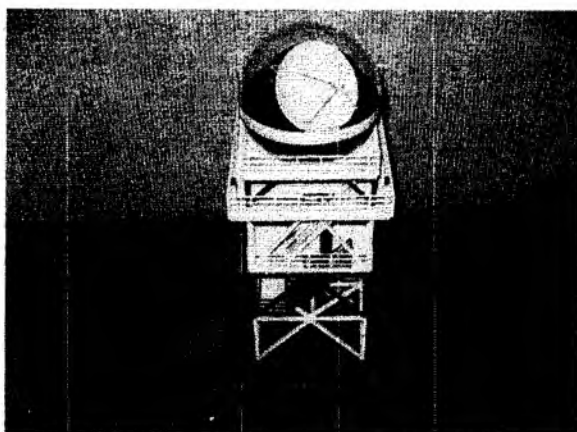


Рис. 3

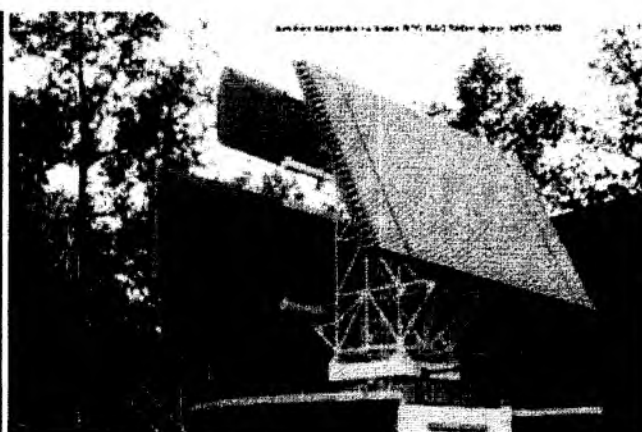


Рис. 4

Такое высокое временное разрешение позволяет получить детальную информацию о таких скоротечных опасных явлениях как град, гроза, смерч, ураган, эволюции пространственного строения конвективных ячеек и структуры воздушных потоков в них, повысить точность измерения количества осадков из конвективных облаков, имеющих большую пространственно-временную изменчивость, осуществить раннее обнаружение потенциально градоопасных облаков, что не удастся на МРЛ-5 и ДМРЛ-С с циклами обзора 5 и 10 мин. Первичная информация в 12А6 представляет собой набор значений средней мощности радиоэха, средней доплеровской скорости и ширины спектра в 360 секторах азимута по 400 элементам дальности и 32 коническим сечениям.

В сети NEXRAD применяются доплеровские радиолокаторы WSR-88D (рис. 5), работающие в S-диапазоне [12]. Его основные технические характеристики:

- дальность действия в режиме измерения отражаемости составляет 460 км (хотя при такой дальности не приходится говорить об измерениях из-за крайне низкой разрешающей способности и большой геометрической тени), по всей видимости, только для высоких мощных гроз;



Рис. 5

- дальность действия в режиме измерения доплеровской частоты – 230 км; ширина диаграммы направленности антенны – $0,93^\circ$;

- импульсная мощность зондирующего излучения – 750 кВт; длительность зондирующего импульса – 1,75 мкс и 4,5 мкс;

- дискретность данных по азимуту 1° , а по дальности 0,25 км; пределы измерения по азимуту $0^\circ - 360^\circ$, по углу места $0,5^\circ - 19,5^\circ$;

- максимальная скорость разворота антенны в любой из плоскостей 30 град/с или 5 об/мин;

- диапазон измерения доплеровских скоростей при разрешающей способности по доплеровской скорости 0,5 м/с составляет ± 62 м/с (в обычных погодных условиях), а при разрешающей способности по доплеровской скорости 1,0 м/с – ± 126 м/с (при ожидании тропического шторма ухудшают разрешающую способность по скорости, чтобы добиться большего диапазона однозначных измерений доплеровской скорости);

режимы обзора пространства: а) измерение отражаемости при длительном времени обзора пространства – т.н. режим чистого воздуха VCR-31 длительностью 10 мин, б) измерение отражаемости, средней доплеровской скорости и ширины спектра при умеренном темпе обзора пространства – т.н. режим обнаружения осадков VCR-21 длительностью 6 мин, в) измерение отражаемости, средней доплеровской скорости и ширины спектра при малом времени

обзора пространства: а) измерение отражаемости при длительном времени обзора пространства – т.н. режим чистого воздуха VCR-31 длительностью 10 мин, б) измерение отражаемости, средней доплеровской скорости и ширины спектра при умеренном темпе обзора пространства – т.н. режим обнаружения осадков VCR-21 длительностью 6 мин, в) измерение отражаемости, средней доплеровской скорости и ширины спектра при малом времени

обзора пространства – т.н. режим обнаружения опасной погоды VCR-12 длительностью 4 – 5 мин, причем во всех режимах может проводиться как азимутальное, так и угломестное сканирование пространства с указанными скоростями. Режим сканирования VCR-12 радиолокатора WSR-88D подробно представлен в табл. 6.

Таблица 6

Номер обзора	Угол места, град	Fзонд, Гц	Однозначная дальность, км	Однозначная скорость, м/с	Примечания
1	0,5	322	466		Измерение отражаемости
2	0,5	1014	148	25,4	Измерение скорости (пульсарный метод)
3	0,9	322	466		Измерение отражаемости
4	0,9	1014	148	25,4	Измерение скорости (пульсарный метод)
5	1,3	322	466		Измерение отражаемости
6	1,3	1014	148	25,4	Измерение скорости (пульсарный метод)
7	1,8	1014	148	25,4	Измерение скорости (метод чередования малой и большой частоты повторения, т.е. межимпульсных интервалов, зондирующих импульсов на каждом радиусе за время одного полного оборота на каждом угле места – вобуляция)
8	2,4	1014	148	25,4	
9	3,1	1014	148	25,4	
10	4,0	1014	148	25,4	
11	5,1	1014	148	25,4	
12	6,4	1014	148	32,1	Измерение скорости (пульсарный метод)
13	8,0	1905	137	27,4	
14	10,0	1811	127	29,6	
15	12,5	1282	117	32,1	
16	15,6	1282	117	32,1	
17	19,5	1282	117	32,1	
Скорость вращения антенны переменная – средняя скорость вращения антенны составляет 4,1 об/мин.					
Общее время сканирования составляет 4,2 мин.					

Режим работы радиолокатора и собираемая информация зависят от метеорологической ситуации. Сканирование обеспечивает получение до 20 конических сечений – PPI – с количеством данных об отражаемости в каждом коническом сечении 360°×460км или выраженное в элементах разрешения 360×1840, и с количеством данных о радиальной скорости в каждом коническом сечении 360°×230км или выраженное в элементах разрешения 360×920.

Анализ показал, что в автоматизированных радиолокационных сетях используются только доплеровские радиолокаторы. Для измерения доплеровской частоты требуется, чтобы в элементе разрешения была получена пачка отраженных от объекта импульсов. Размер пачки, в зависимости от применяемого метода измерения доплеровской частоты, меняется от двух импульсов при комплексном автоковариационном методе (иначе – пульсарном методе) и при методе вобуляции до 12 – 16 импульсов и более при спектральном методе для обеспечения требуемой точности измерения. С целью уменьшения дисперсии ошибок измерения количество импульсов в пачке может быть доведено до 50 и более. На примере WSR-88D определим размер получающейся пачки импульсов при работе в режиме VCR-12. Рабочая длина волны этого радиолокатора примерно 10 см, частоту зондирующих импульсов для простоты расчетов примем равной 1000 Гц, скорость вращения антенны полагаем 3 об/мин и угол места антенны $\epsilon=0^\circ$. Время одного оборота антенны (360°) составит 20 с. Значит, за это время будет проведено $20 \cdot 1000 = 20000$ радиальных зондирований. При этом на ширину диаграммы направленности антенны (0,93°) придется $20000 / (360^\circ / 0,93^\circ) = 52$ зондирования, т.е. в пачке будет 52 отсчета в выборке для оценки. В пачке осуществляется когерентное накопление сигнала для повышения отношения сигнал/шум, оценивается доплеровская скорость и ширина спектра доплеровских частот, а большое количество отсчетов уменьшает дисперсию измеренных значений. Однако необходимость накопления пачки отраженных импульсов приводит к необходимости замедления темпа обзора, и степень снижения темпа обзора пропорциональна потребному количеству импульсов в пачке. Поэтому данные табл. 1 и 2 легко могут быть пересчитаны для доплеровских радиолокаторов. В табл. 7 представлены данные (по табл. 1 и 2) при применении в радиолокаторе комплекс-

ного автоковариационного метода измерения доплеровской частоты. Для ДМРЛ-С наблюдается аналогичная картина.

Таблица 7

Параметр	Для R=300 км	Для R=250 км	Для R=100 км
$T_{\text{ПОТРЕБ. ЗОНД}}, \text{с}$	$4,0 \cdot 10^{-3}$	$3,334 \cdot 10^{-3}$	$1,334 \cdot 10^{-3}$
$T_{\text{ПОТРЕБ. ОБЗ}}, \text{с при } \varepsilon=0^\circ \text{ и } \beta_{\text{ОСП}}^\circ = 1^\circ$	1,440	1,202	0,482
$T_{\text{ПОТРЕБ. ОБЗ}}, \text{с при } \varepsilon=0^\circ \text{ и } \beta_{\text{ОСП}}^\circ = 1,5^\circ$	0,960	0,800	0,320
$T_{\text{ПОТРЕБ. ЗН}}, \text{с при } \Omega_{\text{ДНА}} = 1 \text{ кв. градус}$	82,506	68,892	27,640
$T_{\text{ПОТРЕБ. ЗН}}, \text{с при } \Omega_{\text{ДНА}} = 1,5 \text{ кв. градуса}$	55,004	45,846	18,344
$F_{\text{ПОТРЕБ. ЗОНД}}, \text{Гц}$	500	600	1500
$n_{\text{ПОТРЕБ. ОБЗ}}, \text{об/с, [об/мин]} \text{ при } \varepsilon=0^\circ \text{ и } \beta_{\text{ОСП}}^\circ = 1^\circ$	0,70 [41,7]	0,83 [49,8]	2,08 [124,5]
$n_{\text{ПОТРЕБ. ОБЗ}}, \text{об/с, [об/мин]} \text{ при } \varepsilon=0^\circ \text{ и } \beta_{\text{ОСП}}^\circ = 1,5^\circ$	1,04 [62,5]	1,25 [75,0]	3,13 [187,5]

В качестве вывода можно отметить, что применение доплеровской обработки в радиолокаторе приводит к уменьшению потребного темпа обзора пространства (табл. 1, 2, 7). И даже при увеличении потребного времени на обзор пространства существующие радиолокаторы имеют на порядок большее время обзора, чем требуется, что ухудшает качество получаемой радиолокационной информации. Желание увеличить темп выдачи данных приводит конструкторов к реализации сложной схемы сканирования с изменением частот повторения зондирующих импульсов и к многорежимности радиолокаторов, что их усложняет и удорожает, и приводит к пропуску информации в обзоре, которую приходится восстанавливать за счет интерполирования и экстраполирования недостающих данных, что также ухудшает их качество. Применение электронных способов сканирования в значительной степени может улучшить временные показатели обзора пространства.

3. Обоснование процедур обзора пространства наблюдения при системном подходе к построению метеорологической радиолокационной системы мониторинга

Системный подход к построению метеорологической радиолокационной системы мониторинга позволяет не выделять одну или несколько главных задач мониторинга, а решать все возможные задачи по всей охваченной наблюдениями территории. При этом круг задач будет ограничен только потенциальными возможностями радиолокаторов, поскольку вся возможная радиолокационная информация заключена в эхо-сигналах на выходе антенной системы радиолокационной станции, а вся последующая обработка может, в идеальном случае, сохранить, но не увеличить количество радиолокационной информации [3]. Кроме того, применение системного подхода к созданию метеорологической радиолокационной системы мониторинга позволяет получить системный эффект в виде экономного расходования энергии зондирующего излучения, оптимального покрытия радиолокационным полем пространства наблюдений без ухудшения при этом показателей качества информации. При системном построении системы мониторинга исчезает понятие радиогоризонта, уменьшается влияние крупномасштабного рельефа местности, снижается воздействие осадков на возможности мониторинга. Уменьшение потребной дальности действия метеорологической радиолокационной станции улучшает пространственную разрешающую способность внутри системы и позволяет резко понизить импульсную мощность зондирующего излучения, что уменьшит опасность системы для человека, т.е. системный подход в значительной мере позволяет ослабить ограничения, присущие радиолокационному методу получения метеорологической информации.

Чтобы реализовать указанные преимущества, необходимо соответствующим образом провести обзор пространства наблюдения.

Из отмеченного следует, что потребная нижняя граница радиолокационного поля достигается при дальности действия радиолокатора 100 км [13]. Кроме того, достоверное измерение осадков производится в радиусе до 100 км, а за пределами 100 км измеренная отражае-

мость Z_1 может трактоваться как осадки или как облачность, т.е. неоднозначно [9]. Поэтому нет необходимости делать дальность видимости радиолокатора более 100 км. Достигнутая в современных радиолокаторах ширина диаграммы направленности антенн в 1° также обеспечивает потребные разрешающую способность и точность измерений. Дальнейшее уменьшение ширины диаграммы направленности антенн приводит к увеличению габаритных размеров антенн с последующими техническими и финансовыми трудностями. При достаточном энергетическом потенциале радиолокатора можно достичь отношения сигнал/шум, превышающего 10 дБ, при котором измерения переходят в разряд регулярных, а не статистических. В этом случае нет необходимости осуществлять длительное накопление пачки принимаемых импульсов для уменьшения дисперсии ошибки измерения. Поэтому вполне естественной будет пачка из 15 – 16 импульсов, которая позволит применить для измерения доплеровской частоты самый затратный по времени накопления данных спектральный метод. Во избежание необходимости применять методы восстановления информации сканирование предусматривается осуществлять без пропусков.

Оценим средства обзора пространства радиолокатором с характеристиками, описанными в предыдущем абзаце.

Обзор может проводиться с применением ставших классическими в радиометеорологии антенн с параболическими отражателями или с применением фазированных антенных решеток (ФАР). Антенны могут быть как однолучевыми, так и многолучевыми. Следует отметить, что применение многолучевых систем предусматривает параллельный прием сигналов и для этого требуется излучать зондирующие импульсы либо в каждом луче, что потребует увеличения числа передающих устройств, либо отдельным слабонаправленным излучателем с большой единичной мощностью [14]. Все это усложнит и удорожит радиолокатор, особенно с ФАР, поскольку для него понадобится сложная диаграммообразующая схема (ДОС). Наличие ДОС потребует увеличения мощности передающего устройства из-за увеличения потерь.

Таким образом, учитывая, что и у зеркальных антенн, и у ФАР есть свои достоинства и недостатки, рассмотрим организацию обзора обоими типами антенных систем. Рассмотрим

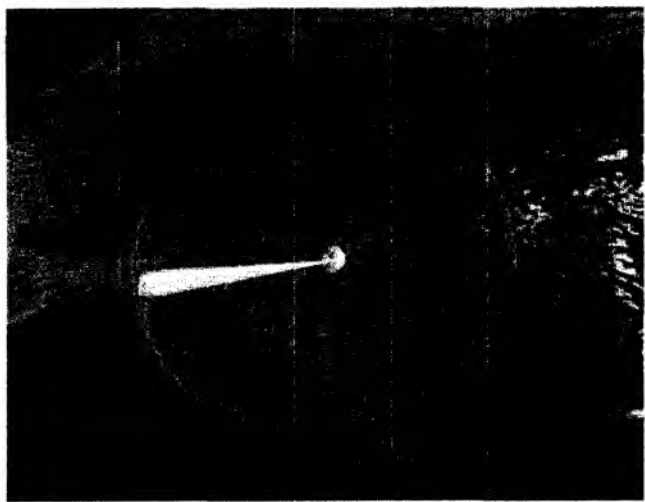
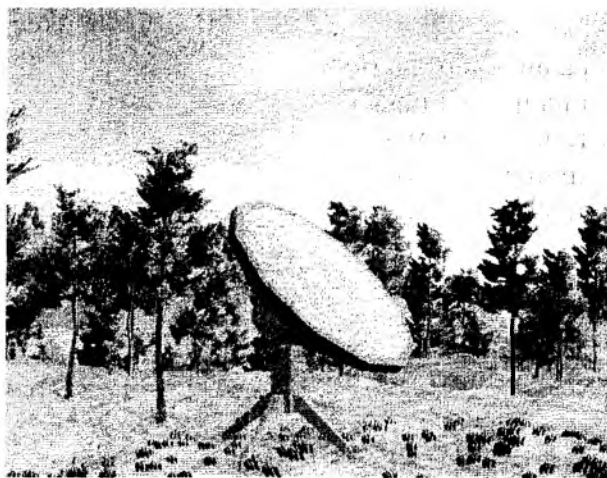


Рис. 6

организацию обзора пространства наблюдения с применением четырехлучевой зеркальной антенны по типу ПОРЛ-17 [15] (рис. 6). Среди ФАР рассмотрим организацию обзора с помощью антенны, осуществляющей механическое вращение в азимутальной плоскости и быстрое угломестное сканирование луча диаграммы направленности аналогично 12А6 (рис. 7), а также антенны, осуществляющей электронное сканирование по азимуту и углу места (рис. 8). Проанализируем два варианта построения радиолокационной системы мониторинга: а) при размещении радиолокаторов в вершинах наложенной на местность треугольной сетки с незначительным перекрытием зон наблюдения соседних ра-

диолокаторов [16], что соответствует или очень близко к существующим радиолокационным сетям – назовем этот вариант построения прореженной радиолокационной сетью; б) при размещении радиолокаторов в вершинах наложенной на местность шестиугольной сетки на расстоянии дальности действия радиолокаторов – назовем этот вариант построения плотной или устойчивой радиолокационной сетью, в которой сформированное радиолокационное поле будет устойчивым по отношению к внешним воздействиям и к техническому состоянию радиолокаторов [17].

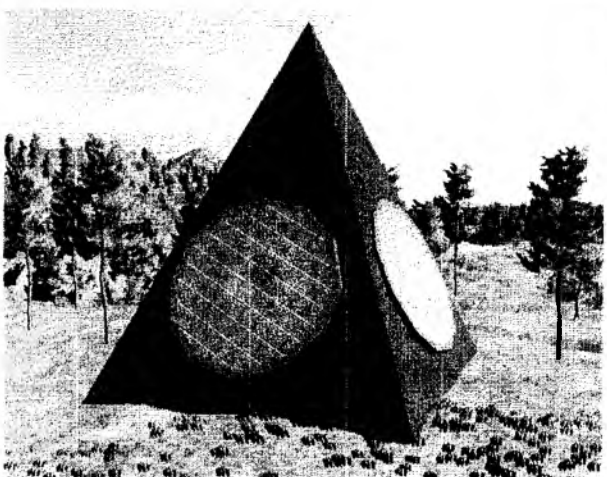


а



б

Рис. 7



а



б

Рис. 8

В обоих случаях при одинаковой дальности действия радиолокаторов будут обеспечены требования к покрытию радиолокационным полем пространства наблюдения, к пространственной разрешающей способности и точности измерения. Отличие будет во временных параметрах обзора, поскольку сканировать придется существенно отличающиеся по размерам зоны наблюдения. Для варианта прореженной сети это будет все полушарие, а для варианта плотной сети это будет часть полушария, образованного круговым вращением двух радиусов, одного под углом места 0° , а другого под углом места 27° , ограниченного внешним сферическим поясом [5]. То есть максимальный угол места диаграмм направленности радиолокаторов не будет превышать 27° , в этом случае обеспечивается достижение верхней границы безразрывного радиолокационного поля. Для обоих вариантов построения следует оценить степень приближения временных параметров обзора к оптимальным, рассчитанным на основе соображений, по которым построены табл. 1 и 2.

С учетом изложенного были проведены расчеты и определены временные характеристики обзора для прореженной и плотной (устойчивой) радиолокационных сетей.

В табл. 8 представлены результаты для прореженной радиолокационной сети для всех четырех указанных вариантов беспровального сканирования при условии однозначного определения дальности до метеорологических объектов на расстоянии до 100 км. Ширина диаграммы направленности антенны полагалась равной 1° , измерения полагались регулярными. При этом расчеты проведены при использовании для измерения доплеровской частоты самого затратного по времени накопления данных спектрального метода. Этот метод выбран по-

тому, что при его использовании все-таки формируется некоторая пачка принятых отраженных импульсов, что позволяет обрабатывать данные при снижении отношения сигнал/шум. Применение пульсарного метода измерения даст иные результаты, о которых будет сказано ниже.

Таблица 8

Прореженная радиолокационная сеть				
Тип антенны, вариант сканирования	Зеркальная, механическое вращение по азимуту одного луча с медленным подъемом его по углу места (рис. 1)	Зеркальная, механическое вращение по азимуту четырёх лучей с медленным подъемом их по углу места (рис. 6)	ФАР, механическое вращение по азимуту одного луча с быстрым электронным сканированием его по углу места (рис. 7)	ФАР, быстрое электронное сканирование одного луча по азимуту и по углу места (рис. 8)
Минимальное потребное время (в секундах)	I	II	III	IV
	потребное значение параметра			
	реализуемое значение параметра			
необходимое для однократного зондирования в луче диаграммы направленности антенны, $T_{\text{ПОТРЕБ ЗОНД}}$	$0,667 \cdot 10^{-3}$			
	$0,667 \cdot 10^{-3}$	$0,667 \cdot 10^{-3}$	$0,667 \cdot 10^{-3}$	$0,667 \cdot 10^{-3}$
необходимое для многократного зондирования в луче диаграммы направленности антенны для накопления 15-ти импульсов пачки, $T_{\text{ПОТРЕБ ПАЧ}}$	$10 \cdot 10^{-3}$			
	$10 \cdot 10^{-3}$	$10 \cdot 10^{-3}$	$10 \cdot 10^{-3}$	$10 \cdot 10^{-3}$
необходимое для однократного кругового обзора при угле места диаграммы направленности антенны $\epsilon=0^\circ$, $T_{\text{ПОТРЕБ ОБЗ}}$	3,6			0,9
	3,6	3,6	3,6	0,9
необходимое для сканирования телесного угла всей полусферы зоны наблюдения $\Omega_{\text{ЗН ГР}} = 20626, 480625$ кв. градусов, $T_{\text{ПОТРЕБ ЗН ГР}}$, [мин]	206 [3,43]			51,5 [0,86]
	324 [5,4]	81 [1,35]	324 [5,4]	18 [0,3]
потребная максимальная частота повторения зондирующих импульсов, $F_{\text{ПОТРЕБ ЗОНД}}$, Гц	1500			
	1500	1500	1500	1500
потребная минимальная скорость вращения антенны при угле места диаграммы направленности антенны $\epsilon=0^\circ$, $n_{\text{ПОТРЕБ ОБЗ}}$, об/с, [об/мин]	0,28 [16,7]			—
	0,28 [16,7]	0,28 [16,7]	0,28 [16,7]	—

В табл. 9 представлены результаты для плотной (устойчивой) радиолокационной сети для всех четырех указанных вариантов беспровального сканирования пространства при всех условиях, соблюденных для табл. 8.

Проанализируем полученные результаты.

Для обоих типов сетей и для всех четырех вариантов сканирования пространства время однократного сканирования в луче диаграммы направленности антенны будет одинаковым ввиду применения во всех случаях радиолокационного метода зондирования. Это время автоматически задает частоту повторения зондирующих импульсов. Одинаковым будет и время накопления пачки отраженных сигналов. Оба эти параметра легко реализуемы. Для случая прореженной радиолокационной сети время, необходимое для однократного кругового обзора при нулевом угле места диаграммы направленности антенны, обуславливает потребную минимальную скорость вращения антенны. При увеличении угла места антенны

уменьшается величина обзора телесного угла, поэтому и так немалую для механических антенных систем скорость вращения в 16,7 об/мин надо увеличивать, чтобы сохранить параметры пачки импульсов.

Таблица 9

Плотная или устойчивая радиолокационная сеть				
Тип антенны, вариант сканирования	Зеркальная, механическое вращение по азимуту одного луча с медленным подъемом его по углу места (рис. 1)	Зеркальная, механическое вращение по азимуту четырех лучей с медленным подъемом их по углу места (рис. 6)	ФАР, механическое вращение по азимуту одного луча с быстрым электронным сканированием его по углу места (рис. 7)	ФАР, быстрое электронное сканирование одного луча по азимуту и по углу места (рис. 8)
Минимальное потребное время (в секундах)	I	II	III	IV
	потребное значение параметра			
	реализуемое значение параметра			
необходимое для однократного зондирования в луче диаграммы направленности антенны, $T_{\text{ПОТРЕБ ЗОНД}}$	$0,667 \cdot 10^{-3}$			
	$0,667 \cdot 10^{-3}$	$0,667 \cdot 10^{-3}$	$0,667 \cdot 10^{-3}$	$0,667 \cdot 10^{-3}$
необходимое для многократного зондирования в луче диаграммы направленности антенны для накопления 15-ти импульсов пачки, $T_{\text{ПОТРЕБ ПАЧ}}$	$10 \cdot 10^{-3}$			
	$10 \cdot 10^{-3}$	$10 \cdot 10^{-3}$	$10 \cdot 10^{-3}$	$10 \cdot 10^{-3}$
необходимое для однократного кругового обзора при угле места диаграммы направленности антенны $\epsilon=0^\circ$, $T_{\text{ПОТРЕБ ОБЗ}}$	3,6			0,9
	3,6	3,6	3,6	0,9
необходимое для сканирования телесного угла части полушария, образованного круговым вращением двух радиусов, одного под углом места 0° , а другого под углом места 27° , ограниченного внешним сферическим поясом, $\Omega_{\text{ЗН ПЛ}} = 9282$ кв. градусов, $T_{\text{ПОТРЕБ ЗН ПЛ, [мин]}}$	93 [1,55]			23,2 [0,39]
	97 [1,62]	24 [0,4]	97 [1,62]	18 [0,3]
потребная максимальная частота повторения зондирующих импульсов, $F_{\text{ПОТРЕБ ЗОНД, Гц}}$	1500			
	1500	1500	1500	1500
потребная минимальная скорость вращения антенны при угле места диаграммы направленности антенны $\epsilon=0^\circ$, $n_{\text{ПОТРЕБ ОБЗ, об/с, [об/мин]}}$	0,28 [16,7]			—
	0,28 [16,7]	0,28 [16,7]	0,28 [16,7]	—

Процесс увеличения скорости вращения в зависимости от угла места антенны представлен на рис. 9. Для удобства отображения график построен до угла 80° , поскольку увеличение угла до 90° обусловит увеличение скорости до 2000 об/мин, что неудобно отображать в представленном масштабе. Подобные скорости вращения антенных систем при существующих их массогабаритных характеристиках мало реальны, поскольку потребуются сложные меры безопасности, балансировка вращающихся масс при изменении их угла места и прочие мероприятия, усложняющие и удорожающие антенные системы.

Для случая прореженной радиолокационной сети с однолучевым медленным сканированием по углу места (варианты сканирования I и III) минимальное потребное время, необходимое для сканирования телесного угла всей полусферы зоны наблюдения, реализовать не

получится по той причине, что приходится сканировать в телесном угле полусферы все 20626,480625 кв. градусов без потребного увеличения скорости вращения антенны, а без

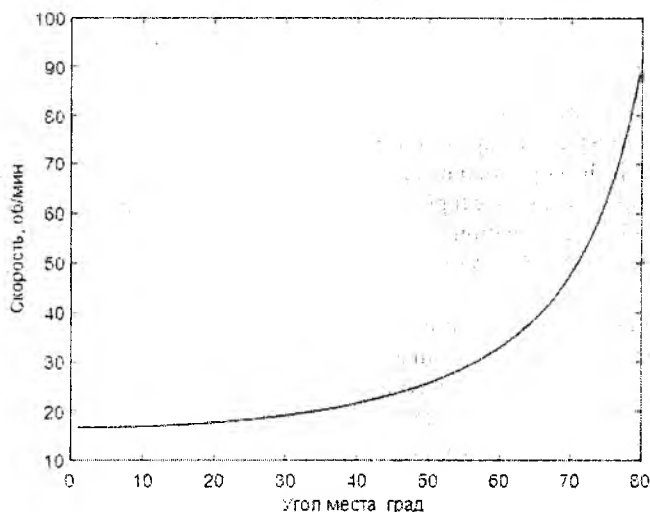


Рис. 9

увеличения скорости вращения эквивалентное количество сканируемых кв. градусов возрастает до 32400. Применение вариантов сканирования II (многолучевое сканирование) и IV (ФАР с электронным сканированием) позволяет реализовать потребное значение параметра. Для случая прореженной радиолокационной сети надо помнить, что при применении I, II и III способов сканирования время обзора невозможно сделать менее 206 с, или 3,43 мин. А для быстроразвивающихся опасных процессов вертикального развития это может оказаться очень много и при необходимости активного воздействия на него время может быть упущено.

Для случая плотной или устойчивой радиолокационной сети время, необходимое для однократного кругового обзора при нулевом угле места диаграммы направленности антенны, также обуславливает потребную минимальную скорость вращения антенны. Но сканировать в этом случае нужно уже не всю полусферу, а только ее часть, а именно 9282 кв. градусов. Но даже для этого случая варианты сканирования I и III не обеспечивают реализацию потребного времени сканирования зоны наблюдения, а варианты сканирования II и IV обеспечивают реализацию потребного времени сканирования зоны наблюдения. Однако, как и для рассмотренного выше варианта построения сети, при применении I, II и III способов сканирования время обзора невозможно сделать менее 93 с, или 1,55 мин. А вариант сканирования IV при всех вариантах построения сети позволяет уложиться с обзором зоны наблюдения в 18 с.

Следует отметить, что применение пульпарного метода измерения доплеровской частоты при достаточно большом отношении сигнал/шум изменит параметры сканирования. Время накопления пачки составит $1,334 \cdot 10^{-3}$ с, и тогда минимальное потребное время, необходимое для однократного кругового обзора при нулевом угле места диаграммы направленности антенны, составит 0,48 с, что задаст минимальную скорость вращения антенны в 125 об/мин. Потребное время сканирования полусферы составит 28 с. Из табл. 8 и 9 понятно, что такие параметры обзора могут быть обеспечены только сканированием по варианту IV, поскольку применение механических систем вращения при таких требованиях к скорости вращения антенны затруднено.

Выводы

При построении системы мониторинга, как на основе системного подхода, так и без его применения, наилучшее качество обзора пространства обеспечит применение фазированных антенных решеток с быстрым электронным сканированием, причем при автономной работе радиолокатора только этот способ обзора обеспечит требуемое качество данных. При снижении требований потребителя радиолокационной информации к времени полного обзора пространства до 2 – 3 мин становится возможным проводить обзор пространства с применением фазированных антенных решеток с механическим сканированием по азимуту и многолучевых зеркальных антенн. При снижении заказчиком требований к времени полного обзора и допущению провалов в обзоре допустимо применение всех описанных вариантов обзора.

Заключение

На основе проведенных исследований представляется целесообразным провести работу по анализу выдаваемого информационного потока от метеорологического радиолокатора и, в

дальнейшем, — по обоснованию тактико-технических требований к метеорологическому радиолокатору, на основе которого можно строить радиолокационную систему гидрометеорологического мониторинга атмосферы.

Список литературы:

1. Принципы построения автоматизированных систем метеорологического обеспечения авиации: Монография ГГО им. А.И. Воейкова; под ред. Г.Г. Щукина. Ленинград: Гидрометеоиздат, 1991. 373 с.
2. Базлова Т.А., Бочарников Н.В., Брылев Г.Б. [и др.] Метеорологические автоматизированные радиолокационные сети: монография ИРАМ; под редакцией Г.Б. Брылева. С.-Петербург: Гидрометиздат, 2002. 332 с.
3. Pereygin B.V. Implementation of systematic approach in the creation of radar systems of meteorological monitoring // Telecommunications and radio engineering. 2018. Vol. 77. № 3. P. 199–209. Doi: 10.1615/TelecomRadEng.v77.i3.20.
4. Перельгин Б.В., Лужбин А.М. Построение сплошного радиолокационного поля системы гидрометеорологического мониторинга на основе геометрического подхода // Радиотехника. 2017. № 191. С. 173–180.
5. Перельгин Б.В. Рациональное распределение энергии зондирующего излучения в пространстве наблюдения системы гидрометеорологического мониторинга // Радиотехника. 2018. № 194. С. 12–18.
6. Руководство по производству наблюдений и применению информации с неавтоматизированных радиолокаторов МРЛ-1, МРЛ-2 и МРЛ-5: Руководящий документ РД 52.04.320-91. С.-Петербург: Гидрометеоиздат, 1993. 358 с.
7. Метеорологический радиолокатор МРЛ-5. Техническое описание 1 230 032 ТО. Москва: ЛЭМЗ, 1983. 26 с.
8. Поморцева А.А., Калинин Н.А. Аналитический обзор современного состояния исследований шквалов: условия возникновения, методы диагноза и прогноза // Географический вестник = Geographical bulletin. 2016. № 3(38). С. 90–104. Doi 10.17072/2079-7877-2016-3-90-104
9. Временные методические указания по использованию информации доплеровского метеорологического радиолокатора ДМРЛ-С в синоптической практике. Вторая редакция. Режим доступа: <http://www.meteorad.ru/static/VMU-DMRL-180503.pdf> Дата доступа: 01.03.2019. Нормативный документ.
10. Абшаев М.Т., Абшаев А.М., Барехова М.В., Малкарова А.М. Руководство по организации и проведению противорабовых работ. Нальчик: Печатный двор, 2014. 508 с.
11. Ефремов В.С., Вылегжанин И.С., Соловьев А.Е., Оприков Е.М., Абшаев М.Т., Абшаев А.М., Малкарова А.М., Тезадов С.М. Метеорологический канал трёхкоординатного трассового радиолокационного комплекса двойного назначения „Сопка-2” // Проблемы военно-прикладной геофизики и контроля природной среды. Труды II Всерос. конф. Т. I. С.-Петербург, 24–26 апреля 2012 года. С.-Петербург: ВКА им. А.Ф. Можайского, 2012. С. 381–386.
12. Weather Radar Technology Beyond NEXRAD (2002). Chapter: APPENDIX A: Front Matter NEXRAD WSR-88D System Characteristics. Режим доступа: <https://www.nap.edu/read/10394/chapter/11> Дата доступа: 05.03.2019.
13. Pereygin, B.V. Reasonable deployment of radar field for environmental monitoring system // Telecommunications and radio engineering. 2016. Vol. 75. № 9. P. 823–833. Doi: 10.1615/TelecomRadEng.v75.i9.70.
14. Шишлов А.В., Левитан Б.А., Топчиев С.А., Анпилогов В.Р., Денисенко В.В. Многолучевые антенны для систем радиолокации и связи // Журнал радиоэлектроники [электронный журнал]. 2018. № 7. Режим доступа: <http://jre.cplire.ru/jre/jul18/6/text.pdf> Дата доступа: 13.03.2019.
15. Литвинов В.В., Климченко В.И., Зюкин В.Ф. Об использовании основных ресурсов в отечественных обзорных радиолокаторах S и L диапазонов волн // Прикладная радиоэлектроника. 2010. Т. 9. № 4. С. 497–506.
16. Перельгин Б.В. Способ создания радиолокационной сети для гидрометеорологического мониторинга атмосферы // Радиотехника. 2019. № 196. С. 38–45.
17. Перельгин Б.В. Обеспечение устойчивости радиолокационного поля при построении системы гидрометеорологического мониторинга // Радиотехника. 2018. № 192. С. 21–27.

*А.В. ЛЕМЕШКО, д-р техн. наук, А.С. ЕРЕМЕНКО, д-р техн. наук,
А.В. ПЕРСИКОВ, БАТУЛЬ СЛЕЙМАН*

МОДЕЛЬ БЕЗОПАСНОЙ МАРШРУТИЗАЦИИ НА ОСНОВЕ ОПРЕДЕЛЕНИЯ МАКСИМАЛЬНОГО КОЛИЧЕСТВА НЕПЕРЕСЕКАЮЩИХСЯ ПУТЕЙ ДЛЯ МИНИМИЗАЦИИ ВЕРОЯТНОСТИ КОМПРОМЕТАЦИИ КОНФИДЕНЦИАЛЬНЫХ СООБЩЕНИЙ

Введение

Под сетевой безопасностью понимается деятельность, направленная на обеспечение защиты передаваемой информации и сети в целом, которая включает в себя как аппаратные, так и программные технологии [1 – 5], реализуемые в инфокоммуникационных сетях (ИКС). Сетевая безопасность сочетает в себе несколько уровней защиты на границе сети, а также на уровне транспортной ИКС. При этом каждый уровень сетевой безопасности должен реализовывать соответствующие функции защиты сетевой инфраструктуры, обеспечивающей безопасность сетевых элементов (таких как маршрутизаторы, серверы, каналы связи) и маршрутов в целом.

Процесс маршрутизации является фундаментальным механизмом функционирования инфокоммуникационных сетей, в том числе с точки зрения обеспечения их безопасности при предоставлении сетевых сервисов и предотвращения возможных атак [6]. Разработка и внедрение протоколов безопасной маршрутизации является актуальной научно-практической задачей. Одно из направлений обеспечения заданного уровня безопасности в ИКС – реализация механизма SPREAD [7, 8], основанного на многопутевой доставке фрагментов конфиденциального сообщения. При этом исходное сообщение разделяется на фрагменты (части) в соответствии со схемой Шамира [7 – 9]. Цель механизма SPREAD заключается в минимизации вероятности компрометации сообщения вследствие того, что злоумышленнику необходимо скомпрометировать не один маршрут, по которому передается неразделенное сообщение, а все пути, по которым передаются его фрагменты. В ходе безопасной маршрутизации конфиденциального сообщения в сети в соответствии с механизмом SPREAD необходимо решить следующие задачи [7, 8]:

1. Определение множества непересекающихся путей между заданной парой узлов отправитель и получатель.

2. Разделение исходящего сообщения на множество фрагментов в соответствии с выбранной схемой Шамира и их балансировка по множеству непересекающихся путей, определенных в ходе решения первой задачи.

Благодаря обоснованному выбору путей прохождения пакетов между парой узлов отправитель-получатель определяются численные значения показателей безопасности, а использование непересекающихся маршрутов гарантирует, что компрометация одного элемента сети (узла или канала) приведет к компрометации лишь одного, а не множества маршрутов [7, 8]. В общем случае при использовании схемы Шамира вероятность компрометации k -го сообщения рассчитывается согласно выражению [7, 8, 10]

$$P_{msg}^k = \prod_{i=1}^{M^k} p_n, \quad (1)$$

где p_n – вероятность компрометации n -го пути; M^k – общее число используемых непересекающихся путей при передаче фрагментов конфиденциального сообщения.

Стоит отметить, что чем большее путей M^k используется, тем ниже вероятность компрометации сообщения. С этой целью в данной работе предлагается математическая модель расчета максимального количества непересекающихся путей, использование которых спо-

способствует снижению вероятности компрометации конфиденциальных сообщений при реализации безопасной маршрутизации.

1. Обзор существующих решений

Как показал анализ [10 – 20], в публикациях, посвященных решению маршрутных задач, достаточное внимание уделяется вопросам расчета множества непересекающихся путей, а также N -путевой маршрутизации. Особенности этих подходов представлены ниже.

Так, в работе [10] разработан метод безопасной быстрой перемаршрутизации сообщений в сети, который относится к классу проактивных и реактивных решений по обеспечению заданного уровня информационной безопасности. Новизна метода заключается в том, что в случае нарушения требований информационной безопасности в сети, вызванного повышением вероятности компрометации одного или множества композитных непересекающихся путей, входящих в основной мультипуть, многопутевая передача частей конфиденциального сообщения с обеспечением заданных значений вероятности его компрометации будет осуществляться уже по заранее рассчитанному множеству резервных композитных путей, реализуя защиту или основного мультипути в целом, или одного или нескольких заранее заданных композитных путей, входящих в этот основной мультипуть.

В работе [12] предложено комплексное решение безопасной отказоустойчивой маршрутизации при расчете мультипути, который состоит из непересекающихся путей, основанное на схеме распределенной внутрисетевой верификации. Предложенные решения являются эвристическими и ориентированы только на применение в беспроводных сенсорных сетях.

В [13] предложены алгоритмы определения пары путей, не пересекающихся по узлам и проходящих через определенные узлы сети. В этой работе представлены эвристические алгоритмы, позволяющие найти решение задачи определения непересекающейся пары основного и резервного путей минимальной стоимости. В то же время авторы пытались найти решение, близкое к оптимальному, с минимальными временными затратами. Однако ограничением представленного решения является используемая стратегия однопутевой маршрутизации. В свою очередь, в [14] представлена эффективная эвристика глобальной защиты пути при получении непересекающихся путей (основного и резервного), использующих максимальную пропускную способность. Преимуществами предлагаемого решения являются поддержка защиты уровня качества обслуживания (Quality of Service, QoS) по показателю пропускной способности и достаточная вычислительная сложность.

Работы [15 – 17] посвящены задачам вычисления N путей. Так, в [15] найдено решение для поиска множества непересекающихся путей между источником и получателем таким образом, что общая «длина» путей минимизируется, а их условная стоимость ограничена заданным бюджетом.

В [18] предложено решение, основным преимуществом которого – сокращение времени, необходимого для расчета основного и резервного межконцевых непересекающихся путей. В работе показано, что эта задача актуальна для ситуации, когда происходит сбой сетевого оборудования, что приводит к нескольким попыткам определения соответствующих альтернативных путей, а также к периодическим обновлениям схемы отказоустойчивой маршрутизации.

Алгоритм многопутевой маршрутизации при использовании непересекающихся по узлам путей для беспроводной mesh-сети был предложен в [19]. В этой работе используется маршрутизация от источника в процессе определения маршрутов и вычисляются непересекающиеся по узлам пути. Преимущество такого выбора мультипути заключается в том, что этот алгоритм легко вычислительно реализуем.

В [20] предложен улучшенный алгоритм, используемый для расчета множества непересекающихся минимальных (кратчайших) путей. Преимуществами этого решения являются его эффективность, с точки зрения возможности проанализировать надежность территориально-распределенных сетей.

Анализ существующих решений показал актуальность разработки эффективной модели безопасной маршрутизации на основе определения максимального количества непересекающихся путей с целью минимизации вероятности компрометации конфиденциальных сообщений. Данная модель может быть применена как основа алгоритмического обеспечения соответствующих протокольных решений, которые должны быть ориентированы на обеспечение безопасности сети.

2. Математическая модель расчета максимального количества непересекающихся путей при безопасной маршрутизации конфиденциальных сообщений

В рамках предлагаемой модели расчета максимального количества непересекающихся путей предположим, что структуру ИКС (рис. 1) описывает граф $G = (R, E)$, в котором:

$R = \{R_i; i = \overline{1, m}\}$ – множество вершин, моделирующих маршрутизаторы;

$E = \{E_{i,j}; i, j = \overline{1, m}; i \neq j\}$ – множество дуг, представляющих каналы связи.

Пусть с каждым k -м сообщением связан ряд функциональных параметров: K – множество сообщений, передающихся в сети; s_k – узел-отправитель ($k \in K$); d_k – узел-получатель ($k \in K$).

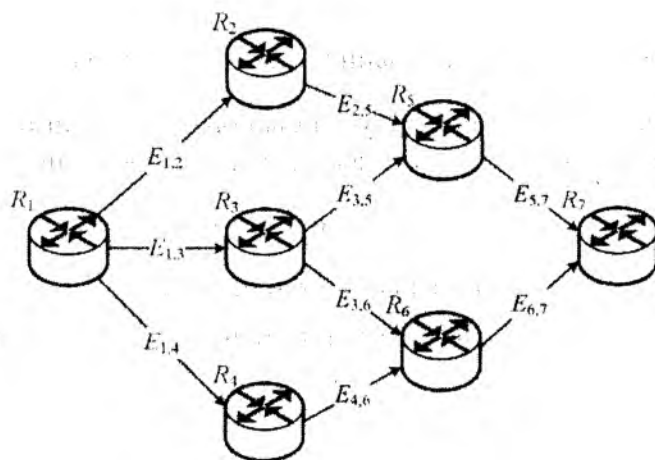


Рис. 1

В результате решения задачи расчета максимального количества непересекающихся путей при безопасной маршрутизации необходимо рассчитать множество переменных $a_{i,j}^k$, каждая из которых определяет принадлежность канала связи $E_{i,j} \in E$ множеству рассчитанных непересекающихся путей для фрагментированной передачи k -го сообщения. Количество управляющих переменных $a_{i,j}^k$ соответствует произведению $|K| \cdot |E|$.

На маршрутные переменные $a_{i,j}^k$ накладываются ограничения вида

$$a_{i,j}^k \in \{0; 1\}. \quad (2)$$

Кроме того, должны выполняться условия для пары узлов отправитель-получатель:

$$\sum_{j: E_{i,j} \in E} a_{i,j}^k = M^k; \quad k \in K, \quad R_i = s_k; \quad (3)$$

$$\sum_{j: E_{j,i} \in E} a_{j,i}^k = M^k; \quad k \in K, \quad R_i = d_k, \quad (4)$$

где M^k уже трактуется как целочисленная переменная, характеризующая количество непересекающихся путей $M^k \geq 1$, использующихся при реализации безопасной маршрутизации.

Тогда для транзитных узлов ИКС ($R_i \neq s_k, d_k$) имеют место ограничения:

$$\left\{ \begin{array}{l} \sum_{j: E_{i,j} \in E} a_{i,j}^k \leq 1, \quad k \in K; \\ \sum_{j: E_{j,i} \in E} a_{j,i}^k \leq 1, \quad k \in K; \\ \sum_{j: E_{i,j} \in E} a_{i,j}^k - \sum_{j: E_{j,i} \in E} a_{j,i}^k = 0, \quad k \in K. \end{array} \right. \quad (5)$$

В качестве критерия оптимальности решения задачи расчета максимального количества непересекающихся путей при безопасной маршрутизации выбран максимум целевой функции

$$J = M^k - \sum_{E_{i,j} \in E} w_{i,j} a_{i,j}^k. \quad (6)$$

В целевой функции (6) весовые коэффициенты $w_{i,j}$ выбираются таким образом, чтобы выбор множества M^k непересекающихся путей был ориентирован на минимизацию вероятности компрометации передаваемого конфиденциального сообщения:

$$w_{i,j} = -\log_{10}(1 - p_{i,j}), \quad (7)$$

где $p_{i,j}$ – вероятность компрометации канала связи $E_{i,j} \in E$.

В свою очередь, вероятность компрометации отдельного пути рассчитывается как

$$p_n = 1 - \prod_{E_{i,j} \in L_n} (1 - p_{i,j}), \quad (8)$$

где L_n – упорядоченное множество каналов связи, составляющих n -й путь.

Таким образом, выбор $w_{i,j}$ на основании использования выражения (7) ориентирован на включение во множество непересекающихся путей каналов связи с минимальной вероятностью компрометации. Введение в (7) операции логарифмирования продиктовано тем, что при расчете вероятности компрометации путей (8) вероятности компрометации, выбранных в ходе полученного решения каналов, перемножаются, а второе слагаемое в (6) является аддитивной формой. Решение задачи расчета максимального количества непересекающихся путей свелось к решению оптимизационной задачи целочисленного линейного программирования (Integer Linear Programming, ILP) с критерием (6) при наличии линейных ограничений (2) – (5), поскольку маршрутные переменные являются булевыми, а переменные, характеризующие количество используемых непересекающихся путей M^k , принимают только целочисленные значения.

3. Численный пример решения задачи безопасной маршрутизации на основе расчета максимального количества непересекающихся путей

Особенности предложенной модели расчета максимального количества непересекающихся путей при безопасной маршрутизации продемонстрированы на следующем примере. Структура рассматриваемой сети показана на рис. 1, которая состоит из семи маршрутизаторов и девяти каналов связи. Пусть первый маршрутизатор будет отправителем, а седьмой –

получателем передаваемого конфиденциального сообщения. Рассмотрим порядок формирования множества непересекающихся путей при использовании предложенной модели на примере двух вариантов исходных данных, указанных в табл. 1 и отличающихся значениями вероятностей компрометации каналов связи на структуре ИКС, приведенной на рис. 1.

Таблица 1

Канал связи	$E_{1,2}$	$E_{1,3}$	$E_{1,4}$	$E_{2,5}$	$E_{3,5}$	$E_{3,6}$	$E_{4,6}$	$E_{5,7}$	$E_{6,7}$
Вероятности компрометации каналов связи									
Вариант 1	0,3	0,2	0,1	0,1	0,3	0,1	0,2	0,1	0,2
Вариант 2	0,3	0,1	0,1	0,1	0,2	0,1	0,2	0,1	0,2

В рамках рассматриваемой структуры сети (рис. 1) существует множество путей между первым и седьмым маршрутизаторами:

$$\begin{aligned}
 L_1 &= \{E_{1,2}, E_{2,5}, E_{5,7}\}; \\
 L_2 &= \{E_{1,3}, E_{3,5}, E_{5,7}\}; \\
 L_3 &= \{E_{1,3}, E_{3,6}, E_{6,7}\}; \\
 L_4 &= \{E_{1,4}, E_{4,6}, E_{6,7}\}.
 \end{aligned}$$

Тогда при определении M^k могут быть получены три варианта возможных решений (табл. 2) по расчету непересекающихся путей, образующих соответствующий мультипуть. Использование того или иного мультипути обеспечивает результирующее значение вероятности компрометации сообщения (1).

Таблица 2

Мультипуть	L_1 и L_3	L_1 и L_4	L_2 и L_4
Вероятность компрометации сообщения			
Вариант 1	0,1836	0,1836	0,2103
Вариант 2	0,1524	0,1836	0,1492

Применение предложенной модели (1) – (8) позволило рассчитать оптимальный мультипуть (табл. 2) для каждого из вариантов исходных данных (табл. 1). В первом случае оптимальным по критерию (6) оказалось решение, связанное с использованием путей L_1 и L_4 (рис. 2). На рисунке сплошной линией выделены используемые в ходе получаемого решения каналы связи, в разрывах которых указаны их вероятности компрометации. Получаемое решение позволило обеспечить вероятность компрометации конфиденциального сообщения $P_{msg} = 0,1836$ (1). Это значение действительно является минимальным из трех возможных решений (табл. 2).

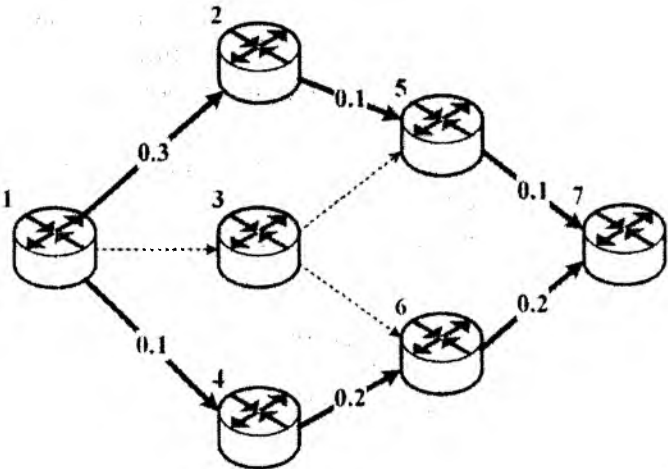


Рис. 2

Во втором варианте исходных данных (табл. 1) были изменены вероятности компрометации каналов связи $E_{1,3}$ и $E_{3,5}$. Поэтому применение предложенной модели (1) – (8) позволило получить новое оптимальное решение, которым является использование путей L_2 и L_4 (рис. 3). При этом обеспечивалась вероятность компрометации сообщения $P_{msg} = 0,1492$, значение которой также является минимальным из трех возможных решений (табл. 2). Обозначения на рис. 3, аналогичные рис. 2.

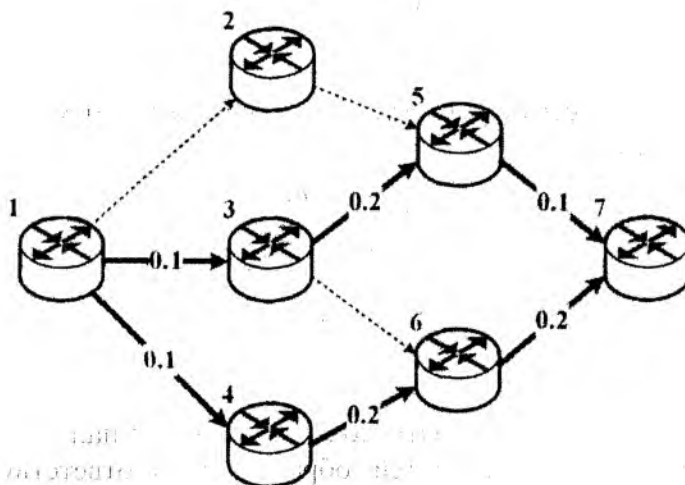


Рис. 3

Таким образом, результаты расчетов подтвердили адекватность используемой модели (1) – (8), а также ее эффективность с точки зрения получения множества непересекающихся путей, обеспечивающих минимальную вероятность компрометации передаваемого в сети конфиденциального сообщения.

Заключение

Предложена математическая модель безопасной маршрутизации на основе определения максимального количества непересекающихся путей для минимизации вероятности компрометации конфиденциальных сообщений. В модели (1) – (8) решение важной научно-практической задачи, связанной с реализацией безопасной маршрутизации в инфокоммуникационных сетях, свелось к решению оптимизационной задачи целочисленного линейного программирования с критерием (6) при наличии линейных ограничений (2) – (5), поскольку маршрутные переменные являются булевыми, а переменные, определяющие количество используемых маршрутов, принимают только целые значения.

Использование метрики (7) в критерии оптимальности (6) позволяет рассчитать множество непересекающихся путей, использование которых минимизирует вероятность компрометации конфиденциального сообщения при фрагментированной передаче, что было подтверждено на ряде численных примеров. Таким образом, использование предложенной модели для расчета максимального количества непересекающихся путей при реализации безопасной маршрутизации позволяет повысить уровень сетевой безопасности по показателю вероятности компрометации передаваемых сообщений.

Список литературы:

1. ITU-T X-805. Security architecture for systems providing end-to-end communications. October 2003. 28 p. URL: <https://www.itu.int/rec/T-REC-X.805-200310-I/en>.
2. ISO 7498-2:1989 Information processing systems – Open Systems Interconnection – Basic Reference Model – Part 2: Security Architecture, 1989. 32 p.
3. ITU-T X-800. Security architecture for Open Systems Interconnection for CCITT applications. March 1991. 48 p. URL: <https://www.itu.int/rec/T-REC-X.800-199103-I>.

4. Stallings W. Cryptography and Network Security: Principles and Practice. 7th Edition. Pearson, 2016. 768 p.
5. Schneier B. Data and Goliath: The hidden battles to collect your data and control your world. WW Norton & Company, 2015. 398 p.
6. Lemeshko A. V., Evseeva O. Yu., Garkusha S. V. Research on Tensor Model of Multipath Routing in Telecommunication Network with Support of Service Quality by Greater Number of Indices // Telecommunications and RadioEngineering. 2014. Vol. 73, No. 15. P. 1339-1360. DOI: 10.1615/TelecomRadEng.v73.i15.30.
7. Lou W., Kwon Y. H-SPREAD: A Hybrid Multipath Scheme for Secure and Reliable Data Collection in Wireless Sensor Networks // IEEE Transactions on Vehicular Technology. 2006. Vol. 55, No. 4. P. 1320-1330. DOI: 10.1109/TVT.2006.877707.
8. Yermenko O. S., Ali S. A. Secure Multipath Routing Algorithm with Optimal Balancing Message Fragments in MANET // Radioelectronics and Informatics. 2015. № 1 (68). P. 26-29.
9. Alouneh S., Agarwal A., En-Nouaary A. A Novel Path Protection Scheme for MPLS Networks using Multipath Routing. Computer Networks: The International Journal of Computer and Telecommunications Networking. 2009. Vol. 53, No. 9. P. 1530-1545. DOI: 10.1016/j.comnet.2009.02.001.
10. Yermenko O., Lemeshko O., Persikov A. Secure Routing in Reliable Networks: Proactive and Reactive Approach. Advances in Intelligent Systems and Computing II, CSIT 2017, Advances in Intelligent Systems and Computing, Springer, Cham. 2018. Vol. 689. P. 631-655. DOI: 10.1007/978-3-319-70581-1_44.
11. Yermenko O. S. Enhanced Flow-based Model of Multipath Routing with Overlapping by Nodes Paths. Problems of Infocommunications Science and Technology (PIC S&T): Proceedings of the IEEE Second International Scientific-Practical Conference, Kharkiv, Ukraine, 13-15 October, 2015. Kharkiv : Kharkiv National University of Radio Electronics, 2015. P. 42-45. DOI: 10.1109/INFOCOMMST.2015.7357264.
12. Challal Y., Ouadjaout A., Lasla N., Bagaa M., Hadjidi A. Secure and efficient disjoint multipath construction for fault tolerant routing in wireless sensor networks // Journal of network and computer applications. July 2011. Vol. 34, Issue 4. P. 1380-1397. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.jnca.2011.03.022>.
13. Gomes T., Martins L., Ferreira S., Pascoal M., Tipper D. Algorithms for determining a node-disjoint path pair visiting specified nodes // Optical Switching and Networking. 2017. Vol. 23. P. 189-204. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.osn.2016.05.002>.
14. Cruz P., Gomes T., Medhi D. A Heuristic for Widest Edge-disjoint Path Pair Lexicographic Optimization // Reliable Networks Design and Modeling (RNDM): Proceedings of the IEEE 2014 6th International Workshop, Barcelona, Spain. 17-19 Nov. 2014. P. 9-15. DOI: 10.1109/RNDM.2014.7014925.
15. Guo L. Efficient approximation algorithms for computing k disjoint constrained shortest paths // Journal of Combinatorial Optimization. July 2016. Vol. 32, Issue 1. P. 144-158. DOI: <https://doi.org/10.1007/s10878-015-9934-2>.
16. Eppstein D. Finding the k shortest paths. SIAM // Journal on computing. 1998. Vol. 28, Issue 2. P. 652-673. DOI: 10.1137/S0097539795290477.
17. Chang Z., Zhao G., Sun Y. A Calculation Method for The Reliability of a Complex k-out-of-n System. Quality, Reliability, Risk, Maintenance, and Safety Engineering (QR2MSE) // Proceedings of the 2013 International Conference, Chengdu, China. 15-18 July 2013. P. 204-207. DOI: 10.1109/QR2MSE.2013.6625566.
18. Myslitski K., Rak J. Evaluation of Time-Efficiency of Disjoint Paths Calculation Schemes. Transparent Optical Networks (ICTON) // Proceedings of the 17th International Conference, Budapest, Hungary. 5-9 July 2015. P. 1-4. DOI: 10.1109/ICTON.2015.7193309.
19. Qu Z., Ren W., Wang Q. A new node-disjoint multi-path routing algorithm of wireless Mesh network. Computer, Mechatronics, Control and Electronic Engineering (CMCE) // Proceedings of the 2010 International Conference, Changchun, China. 24-26 Aug. 2010. Vol. 4. P. 1-3. DOI: 10.1109/CMCE.2010.5609590.
20. Shi Y. Calculation of Network System Reliability Based on Improved Disjointed Minimal Path Set. E-Product E-Service and E-Entertainment // Proceedings of the 2010 International Conference, Henan, China. 7-9 Nov. 2010. P. 1-4. DOI: 10.1109/ICEEE.2010.5660486.

*Харьковский национальный
университет радиоэлектроники*

Поступила в редколлегию 07.05.2019

М.Е. КАЛИБЕРДА, канд. физ.-мат. наук, Л.Н. ЛИТВИНЕНКО, д-р физ.-мат. наук,
С.А. ПОГАРСКИЙ, д-р физ.-мат. наук

ДИФРАКЦИЯ Н-ПОЛЯРИЗОВАННОЙ ВОЛНЫ
НА ПЛОСКОЙ ГРАФЕНОВОЙ РЕШЕТКЕ ТИПА ЖАЛЮЗИ

Введение

Решетки типа жалюзи могут найти применение, например, в технологиях типа стелс, так как благодаря своей геометрии способны перенаправлять энергию падающего поля в сторону от облучателя [1, 2]. Графен, в свою очередь, способен поглощать электромагнитное поле, что делает перспективным его использование при создании поглотителей. Такие поглотители строятся, как правило, на основе многослойных структур. При исследовании могут применяться метод матриц рассеяния, метод эквивалентных схем и другие.

В работе [3] метод эквивалентных схем использовался для исследования многослойной графеновой решетки. Бипериодическая графеновая решетка располагалась на диэлектрической подложке, которая, в свою очередь, располагалась на слое из графена и полупроводника. В работе [4] с использованием метода матриц рассеяния рассмотрена конечно-слоистая система бипериодических графеновых решеток. В работе [5] аналогичный подход использовался для исследования поглотителя на основе графен-диэлектрической многослойной решетки. Как правило, метод матриц рассеяния применяется для исследования структур, рассеянные поля у которых имеют дискретный спектр. Здесь уравнения являются матричными. В случае же полей с непрерывным спектром применение метода приводит к интегральным уравнениям.

В данной работе исследуется решетка типа жалюзи, у которой графеновые ленты расположены в параллельных плоскостях. Для определения спектральных функций рассеянного поля получены операторные уравнения, которые эквивалентны интегральным уравнениям Фредгольма второго рода. В данных уравнениях существенно используется оператор отражения одиночной графеновой ленты, который может быть найден методом сингулярных интегральных уравнений [6 – 10]. Применение такого подхода является оправданным, так как позволяет разделить решение задачи для сложного составного препятствия на несколько подзадач, что, в свою очередь, позволяет уменьшить размерность матрицы результирующих систем линейных алгебраических уравнений. Операторный метод [11 – 14] является перспективным как раз в случае, когда препятствия расположены в продольном направлении относительно направления распространения падающей волны, благодаря наличию экспоненциально убывающего множителя в ядрах получаемых уравнений.

Постановка задачи

Рассматривается дифракция H -поляризованной монохроматической волны

$$H^i(y, z) = \int_{-\infty}^{\infty} q(\xi) e^{ik\xi y - ik\gamma(\xi)z} d\xi \quad (1)$$

на графеновой ленточной решетке типа жалюзи, где k – волновое число, $\gamma(\xi) = \sqrt{1 - \xi^2}$, $\operatorname{Re} \gamma \geq 0$, $\operatorname{Im} \gamma \geq 0$. Зависимость полей от времени в виде $e^{-i\omega t}$ опускается, где ω – круговая частота. Первая лента решетки располагается в плоскости $z=0$, n -я лента – в плоскости $z = -h(n-1)$. Расстояние между лентами вдоль оси Oy обозначим как Δ , ширина лент равна $2d$, число лент – N . Геометрия структуры представлена на рис. 1. Для решеток типа жалюзи обычно вводят период l и угол наклона ψ , которые связаны с Δ и h следующим образом:

$$\Delta = l \cos \psi, \quad h = l \sin \psi.$$

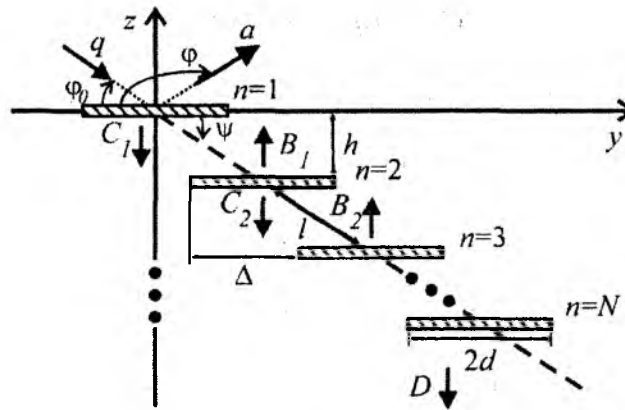


Рис. 1. Геометрия исследуемой структуры

Графеновые ленты будем рассматривать как импедансные поверхности нулевой толщины. Проводимость лент $\sigma = \sigma(f, \mu_c, \tau, T)$ можно определить по формуле Кубо [15].

Полное поле ищем в виде суммы падающего и рассеянного полей, $H_x = H^i + H^s$. Оно должно удовлетворять уравнению Гельмгольца, граничным условиям на графеновых лентах и условию непрерывности вне лент:

$$\frac{1}{2}(E_y^+ + E_y^-) = \frac{1}{\sigma}(H_x^+ - H_x^-), \quad z = -hn, \quad |y - \Delta n| < d,$$

$$E_y^+ = E_y^-, \quad z = -hn, \quad |y - \Delta n| \geq d, \quad n = 0, 1, 2, \dots,$$

условию излучения и условию Майкснера на ребре. Знак “ $\pm$ ” означает граничное значение при приближении сверху или снизу. При выполнении перечисленных условий решение задачи – единственное.

Решение задачи

Рассеянное поле ищем в виде преобразования Фурье спектральных функций в каждой из областей:

$$H^i(y, z) = \int_{-\infty}^{\infty} a(\xi) e^{ik\xi y + ik\gamma(\xi)z} d\xi, \quad 0 < z,$$

$$H^s(y, z) = \int_{-\infty}^{\infty} C_n(\xi) e^{ik\xi(y - \Delta(n-1)) - ik\gamma(\xi)(z + h(n-1))} d\xi + \\ + \int_{-\infty}^{\infty} B_n(\xi) e^{ik\xi(y - \Delta n) + ik\gamma(\xi)(z + hn)} d\xi, \quad h(n-1) < z < hn,$$

$$H^s(y, z) = \int_{-\infty}^{\infty} D(\xi) e^{ik\xi(y - \Delta(N-1)) - ik\gamma(\xi)(z + h(N-1))} d\xi, \quad z > -h(N-1),$$

где $a(\xi)$, $D(\xi)$, $C_n(\xi)$ и $B_n(\xi)$ – спектральные функции отраженного, прошедшего поля и поля между лентами. Они связаны между собой следующими операторными уравнениями:

$$A = rq - rs^-eB_1 + s^-eB_1, \quad (2)$$

$$C_1 = -rq + q + rs^- eB_1, \quad (3)$$

$$B_n = -rs^- eB_{n+1} + es^- B_{n+1} + rs^+ eC_n, \quad n = 1, 2, \dots, M-2 \quad (4)$$

$$C_n = rs^- eB_n - rs^+ eC_{n-1} + s^+ eC_{n-1}, \quad n = 2, 3, \dots, M-1, \quad (5)$$

$$B_{N-1} = rs^+ eC_{N-1}, \quad (6)$$

$$D = s^+ eC_{N-1} - rs^+ eC_{N-1}, \quad (7)$$

где оператор e определяет изменение амплитуды поля при смещении системы координат вдоль оси Oz в направлении распространения, а операторы $s^\pm$ определяют изменение амплитуды поля при смещении системы координат в положительном или отрицательном направлении оси Oy . Оператор r – оператор отражения одиночной графеновой ленты. Он может быть найден методом сингулярных интегральных уравнений, как это сделано в работе [7]. Уравнения (2) – (7) эквивалентны интегральным уравнениям Фредгольма второго рода. Это следует из того, что норма оператора r в пространстве L^2 – ограничена.

Заметим, что в работе [13] рассматривалась многослойная графеновая решетка. Получены операторные уравнения. При этом не учитывалась возможность сдвига слоев вдоль оси Oy .

Для дискретизации уравнений (2) – (7) бесконечный интервал интегрирования заменяется конечными. После чего применяется составная квадратурная формула Гаусса. В результате получена система линейных алгебраических уравнений относительно неизвестных значений спектральных функций в узлах.

Численные результаты

На рис. 2 представлены зависимости полного поперечного сечения рассеяния TSCS (рис. 2, а) и поглощения ACS (рис. 2, б) при различных углах наклона лент ψ , $d = 10 \mu m$, $l = 70 \mu m$, $T = 300 K$, $\tau = 1 ps$. Для лучшей различимости кривых на рис. 2, б) представлены зависимости лишь для двух значений ψ . Как известно, графеновые ленты поддерживают плазмон-поляритонные волны и соответствующие плазмонные резонансы. При приближении частоты возбуждения падающей волны к частоте плазмонного резонанса, как и в случае плоской ленточной решетки, наблюдается значительный рост рассеяния и поглощения [7]. TSCS не значительно зависит от ψ .

Решетки типа жалюзи обладают свойством изменять направление распространения отраженных плоских волн в зависимости от ψ . На рис. 3 представлены диаграммы направленности при различных углах наклона лент ψ на частоте, близкой к частоте первого плазмонного резонанса. Угол наклона главного лепестка практически линейно зависит от ψ , $\varphi = \pi + 2\psi - \varphi_0$. Наблюдается значительный уровень боковых лепестков. Их появление вызвано рассеянием на краях решетки. Для дальнейшего изучения влияния края в чистом виде может быть использована модель полубесконечной структуры [8].

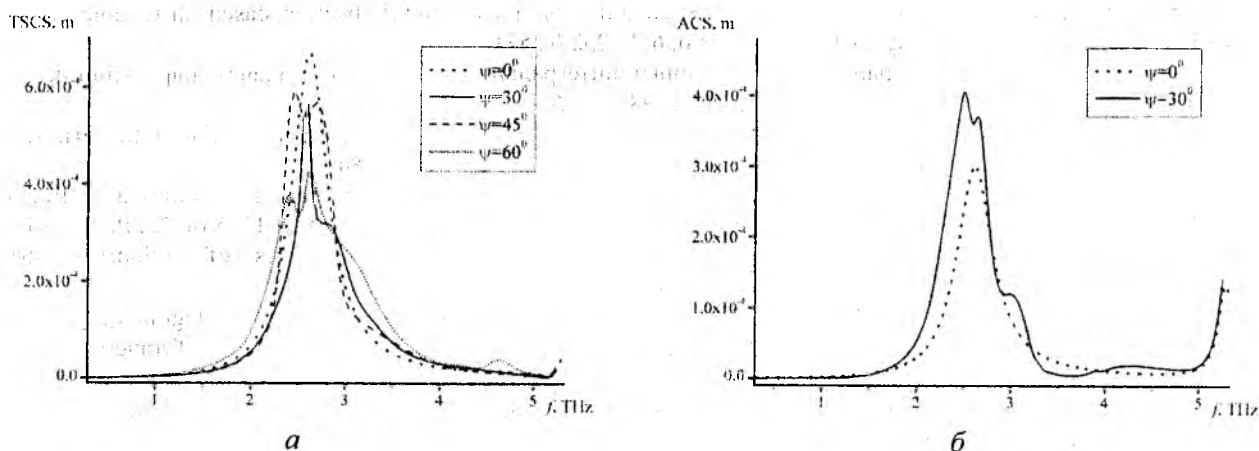


Рис. 2. Зависимости (а) полного поперечного сечения рассеяния TSCS и (б) полного поперечного сечения поглощения ACS от частоты, $\psi = 0^\circ$ (точки), $\psi = 30^\circ$ (сплошная кривая), $\psi = 45^\circ$, (пунктир), $\psi = 60^\circ$ (короткие точки), $d = 10 \mu m$, $l = 70 \mu m$, $T = 300 K$, $\tau = 1 ps$

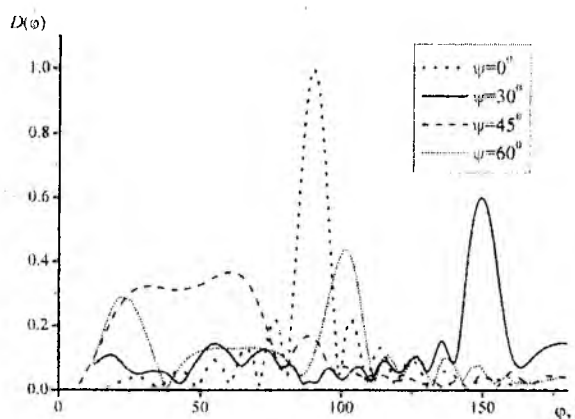


Рис. 3. Диаграммы направленности, $d = 10 \mu m$, $l = 70 \mu m$, $T = 300 K$, $\tau = 1 ps$.

Выводы

В работе развит строгий подход для исследования дифракционных характеристик конечной графеновой решетки типа жалюзи. В основе модели лежит операторный метод в совокупности с методом сингулярных интегральных уравнений. Оценена способность решетки поглощать энергию падающего поля, а также перенаправлять ее в сторону от облучателя. Дальнейшим развитием работы может быть исследование полубесконечной графеновой решетки типа жалюзи.

Список литературы:

1. Масалов С. А., Рыжак А. В., Сухаревский О. И., Шкиль В. М. Физические основы диапазонных технологий типа "Стелс". Санкт-Петербург : Военный инженерно-космический ун-т имени А.Ф. Можайского, 1999. 163 с.
2. Шестопалов В. П., Литвиненко Л. Н., Масалов С. А., Сологуб В. Г. Дифракция волн на решетках. Харьков : Изд-во ХГУ, 1973. 287 с.
3. Li X., Lin L., Wu L.-S., Yin W.-Y., Mao J.-F. A Bandpass Graphene Frequency Selective Surface With Tunable Polarization Rotation for THz Applications // IEEE Trans. on Antennas. Propag. 2017. Vol. 65. No. 2. P. 662-672.
4. Hwang R. B. Rigorous formulation of the scattering of plane waves by 2-D graphene-based gratings: out-of-plane incidence // IEEE Trans. on Antennas Propag. 2014. Vol. 62. No. 9. P. 4736-4745.

5. D'Aloia A. G., D'Amore M., Sarto M. S. Adaptive broadband radar absorber based on tunable graphene // IEEE Trans. on Antennas Propag. 2016. Vol. 64. No. 6. P. 2527-2531.
6. Гандель Ю. В. Метод парных и сингулярных интегральных уравнений в задачах дифракции на ограниченных решетках // Электромагнитные явления. 1998. Т.1. №2. С.220-232.
7. Kaliberda M. E., Lytvynenko L. M., Pogarsky S. A. Modeling of graphene planar grating in the THz range by the method of singular integral equations // Freq. 2018. Vol. 72. No. 5-6. P. 277-284.
8. Kaliberda M. E., Lytvynenko L. M., Pogarsky S. A. Method of singular integral equations in diffraction by semi-infinite grating: H -polarization case // Turk. J. of Electrical Eng. & Comp. Sci. B. 2017. Vol. 25. P. 4496-4509.
9. Koshovy G.I. Electromagnetic wave scattering by pre-fractal structures of cylindrical strips // Telecommunications and Radio Engineering. 2008. Vol. 67. No 14. P. 1225-1238.
10. Shapoval O. V., Gomez-Diaz J. S., Perruisseau-Carrier J., Mosig J. R., Nosich A. I. Integral equation analysis of plane wave scattering by coplanar graphene-strip gratings in the THz range // IEEE Trans. on Terahertz Science and Technology. 2013. Vol. 3. No. 5. P. 666-674.
11. Литвиненко Л. М., Резник І. І., Литвиненко Д. Л. Дифракція хвиль на напівнескінченних періодичних структурах // Доповіді АН Української РСР. 1991. № 6. С. 62-66.
12. Kaliberda M. E., Pogarsky S. A. Operator method in a plane waveguide eigenmodes diffraction problem by finite and semiinfinite system of slots // Int. Conf. on Mathematical Methods in Electromagnetic Theory (MMET), Kharkov, Ukraine. B. 2012. P. 130-133.
13. Kaliberda M. E., Lytvynenko L. M., Pogarsky S. A. Diffraction of the H-polarized plane wave by a finite layered graphene strip grating // International Journal of Microwave and Wireless Technologies. 2018.
14. Kaliberda M. E., Litvinenko L. N., Pogarsky S. A. Diffraction of H_{0m} and E_{0m} Modes by a System of Axially Symmetric Discontinuities in a Coaxial Circuit // Journal of Communications Technology and Electronics. 2010. Vol. 55, No. 5. P. 505-511.
15. Hanson G. W. Dyadic Green's functions and guided surface waves for a surface conductivity model of graphene // J. Appl. Phys. B. 2008. Vol. 103. P. 064302.

*Харьковский национальный
университет имени В.Н. Каразина*

Поступила в редколлегию 19.05.2019

ДИФРАКЦІЯ *H*- ПОЛЯРИЗОВАНИХ ФОТОНІВ НА НЕСКІНЧЕННІЙ ГРАТЦІ МЕТАЛЕВИХ СТІЧОК

В роботі розглянуто задачу про дифракцію *H*-поляризованих фотонів при нормальному падінні потоку на ґратку, утворену необмеженою послідовністю нескінченно тонких металевих стрічок. Задача про визначення Ψ -функції фотона над та поза ґраткою зводиться до красової задачі Рімана – Гільберта [1]. Отримано точні вирази для Ψ -функції у вигляді нескінченної системи алгебраїчних рівнянь, що сходяться як $\frac{1}{n^2}$ при $n \rightarrow \infty$. Для деяких значень параметрів проведені обчислення за наближеними формулами.

Постановка задачі

З боку негативних значень z на ґратку, розташовану в площині xOy , падає нормально однорідний потік *H*-поляризованих фотонів. Якщо ширина щілини, відстань між сусідніми стрічками дорівнює d , а період ґратки – l , то ширина стрічки дорівнює $l - d$ (рис. 1).

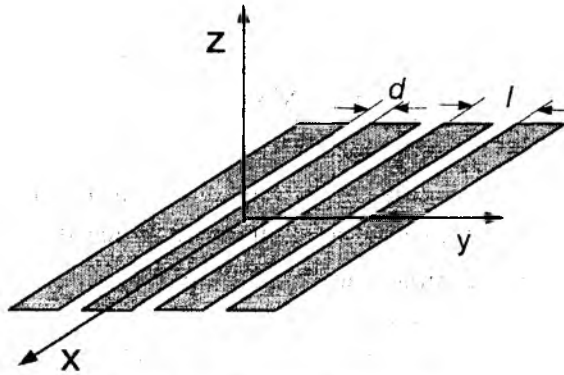


Рис. 1. Дифракційна ґратка

Щоб визначити густину ймовірності $|\Psi|^2$ фотонів, що відбиваються, та тих фотонів, що пройшли крізь ґратку, зручно скористатися теорією де Бройля [2]. Згідно з цією теорією Ψ -функція може бути представлена у вигляді плоскої хвилі

$$\Psi(z) = e^{-ikz}, \quad (1)$$

де часовий множник $e^{-i\omega t}$ в даному виразі опускається, а розглядається лише стаціонарний процес.

Згідно з положеннями квантової механіки Ψ -функція повинна бути однозначною, неперервною і обмеженою, та мати неперервну похідну. Вона повинна також задовольняти стаціонарному рівнянню Шредінґера [3].

В області над ($z \leq 0$) та під ($z \geq 0$) ґраткою Ψ -функція розсіяного фотона повинна задовольняти двовимірному рівнянню

$$\frac{\partial^2 \Psi}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 \Psi}{\partial z^2} + \frac{m}{\hbar^2} E \Psi = 0, \quad (2)$$

в металевих стрічках рівнянню

$$\frac{\partial^2 \Psi}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 \Psi}{\partial z^2} + \frac{m}{\hbar^2} (U - E) \Psi = 0, \quad (3)$$

де m і E – маса і енергія частинки відповідно, U – потенціальна енергія, $\hbar = \frac{h}{2\pi}$, h – стала

Планка. Якщо вважати, що в метал фотони не проникають, на межі метал-вакуум вони нати-
каються на нескінченно високий нескінченно вузький потенціальний бар'єр $U = \infty$, то в ме-
талевих стрічках Ψ -функція фотона тотожно дорівнює нулю. В областях перед та за ґраткою
рівняння (2) для фотона приймає вигляд

$$\frac{\partial^2 \Psi}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 \Psi}{\partial z^2} + k^2 \Psi = 0, \quad (4)$$

тобто воно збігається з хвильовим рівнянням для електромагнітної хвилі: $k = \frac{2\pi}{\lambda}$, λ – дов-
жина хвилі. Із міркувань симетрії випливає, що для однорідного потоку фотонів Ψ -функція
не повинна залежати від координати x , і внаслідок періодичності структури повинна бути
періодичною функцією (з періодом l) у напрямку осі y . Отже, її можна розкласти в ряд
Фур'є [4]:

$$\Psi(y, z) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \Psi_n(z) e^{i \frac{2\pi n}{l} y}. \quad (5)$$

Якщо дотримуватися моделі явища дифракції, запропонованої в роботі [1], можна вва-
жати, що частота фотонів розсіяних ґраткою залишається незмінною, коефіцієнти Ψ_n над та
під ґраткою повинні визначатися сумою двох складових:

$$\Psi_n(z) = A_n \exp \left[iz \sqrt{k^2 - \left(\frac{2\pi n}{l} \right)^2} \right] + B_n \exp \left[-iz \sqrt{k^2 - \left(\frac{2\pi n}{l} \right)^2} \right]. \quad (6)$$

Як і в роботі [1] під коренем $\sqrt{k^2 - \left(\frac{2\pi n}{l} \right)^2}$ будемо вважати те його значення, яке має
позитивну уявну частину, а якщо вона дорівнює нулю – позитивну реальну частину.

Тоді у верхньому півпросторі Ψ -функція (амплітуда ймовірності) буде мати вигляд

$$\Psi^{(I)}(y, z) = e^{-ikz} + \sum_{n=-\infty}^{\infty} \alpha_n \exp \left(i \sqrt{k^2 - \left(\frac{2\pi n}{l} \right)^2} z \right) \cdot \exp \left(i \frac{2\pi n}{l} y \right), \quad (7)$$

де перша складова відповідає амплітуді ймовірності падаючого на ґратку фотона, а друга –
відбитого.

В нижньому півпросторі амплітуда ймовірності фотона, який пройшов крізь одну із
щілин,

$$\Psi^{(II)}(y, z) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \beta_n \exp \left(-i \sqrt{k^2 - \left(\frac{2\pi n}{l} \right)^2} z \right) \cdot \exp \left(i \frac{2\pi n}{l} y \right). \quad (8)$$

За де Бройлем [2] правила переходу від однієї картини до іншої фотон має енергію $E = \hbar\omega$, та імпульс $p = k\hbar = \frac{2\pi\hbar}{\lambda}$. Отже для фотона, відбитого від ґратки, або такого, що пройшов через ґратку, можна записати вирази:

$$\begin{aligned}\Psi_r &= \sum_{n=-\infty}^{\infty} \alpha_n \exp \frac{i}{\hbar} (-p_z z + p_y y), \\ \Psi_t &= \sum_{n=-\infty}^{\infty} \beta_n \exp \frac{i}{\hbar} (p_z z + p_y y),\end{aligned}\quad (9)$$

де p_z, p_y відповідно z та y – компоненти імпульсу фотона.

В класичній електродинаміці плоска хвиля падає на ґратку і дифракційне поле подається у вигляді суми просторових гармонік, кожна з яких поширюється під кутом, тангенс якого визначається співвідношенням

$$\tan \alpha_n = \frac{k_y}{k_z} = \frac{2\pi n/l}{\sqrt{k^2 - \left(\frac{2\pi n}{l}\right)^2}}. \quad (10)$$

Після простих тригонометричних перетворень із (7) отримуємо рівняння, відоме із оптики як рівняння дифракційної ґратки [5]:

$$l \sin \alpha_n = n\lambda \quad (11)$$

Виходячи із припущення про те, що фотон, який проходить через щілину, отримує складову імпульсу в напрямку, перпендикулярному до його первинного напрямку руху внаслідок пружної взаємодії з електроном стрічки, в роботах [6 - 8] в наближенні вузької щілини отримано також вираз, що збігається з рівнянням (11). В даному випадку підхід був оснований на застосуванні законів збереження енергії та імпульсу при зіткненні фотона з електроном. В згаданих роботах дифракційна картина пояснюється тим, що електрони, які рухаються в металевій стрічці (в нескінченно глибокій потенціальній ямі), мають дискретні значення імпульсу $\frac{\pi\hbar}{l}n$ [9]. Фотони при зіткненні отримують дискретні значення імпульсу і відхиляються на дискретні кути, які визначаються співвідношеннями (10), (11). В точках, куди попадають фотони, маємо максимуми інтенсивності, в тих точках, куди фотони не попадають, – мінімуми. Слід зазначити, що рівняння (11) залишається справедливим і у випадку дифракції електронів на нескінченній ґратці металевих стрічок [10].

Варто відзначити цікавий результат, що витікає, на наш погляд, із аналізу y -складової імпульсу p_y , який можна розглядати як деяке правило відбору: можливі значення зазначеної складової імпульсу фотона визначаються парними значеннями «кванта» імпульсу, який може мати електрон, рухаючись в нескінченно глибокій ямі (що співставляється металевій стрічці) [10]. Величина кванта імпульсу $\frac{\pi\hbar}{l}$ виникає при розв'язанні задачі про рух частинки в нескінченно глибокій одновимірній потенціальній ямі [9].

Розв'язання задачі

H -поляризовані фотони будуть мати відмінні від нуля $H_x = \psi$, $E_y = \frac{i}{k} \frac{\partial \psi}{\partial z}$ складові електромагнітного поля. На металевих стрічках $E_y = \frac{i}{k} \frac{\partial \psi}{\partial z} = 0$, похідна Ψ -функції $\frac{\partial \psi}{\partial z}$ дорівнює

нуло, а на щілинах Ψ функція та її похідна за z неперервні. Таким чином, на межі розподілу $z=0$ будемо мати такі умови:

$$\frac{\partial \Psi^{(I)}}{\partial z} = \frac{\partial \Psi^{(II)}}{\partial z} = 0, \quad (\text{на металевих стрічках}) \quad (12)$$

$$\Psi^{(I)} = \Psi^{(II)}, \quad \frac{\partial \Psi^{(I)}}{\partial z} = \frac{\partial \Psi^{(II)}}{\partial z} \quad (\text{на щілинах}) \quad (13)$$

Отже, умова $\frac{\partial \Psi^{(I)}}{\partial z} = \frac{\partial \Psi^{(II)}}{\partial z}$ виконується на всьому періоді ґратки. Аналізуючи вирази (7), (8) при $z=0$ отримуємо рівності

$$\beta_0 = 1 + \alpha_0, \quad \beta_n = -\alpha_n, \quad (14)$$

та рівняння

$$\sum_{n=-\infty}^{\infty} \beta_n \exp\left(i \frac{2\pi n}{l} y\right) = 0 \quad (\text{на металі}). \quad (15)$$

Оскільки похідна $\frac{\partial \Psi}{\partial z}$ неперервна на щілині, отримуємо також рівняння

$$-k + \sum_{n=-\infty}^{\infty} \beta_n \left[\sqrt{k^2 - \left(\frac{2\pi n}{l}\right)^2} \right] \cdot \exp\left(i \frac{2\pi n}{l} y\right) = 0 \quad (\text{на щілині}). \quad (16)$$

А тепер приведемо систему рівнянь (10), (11) до стандартного вигляду. Перш за все, користуючись співвідношеннями (9), перейдемо від коефіцієнтів β_n до коефіцієнтів α_n :

$$\sum_{n=-\infty}^{\infty} \alpha_n e^{in\varphi} = 0 \quad (\text{на щілині}). \quad (17)$$

$$\sum_{n=-\infty}^{\infty} \alpha_n |n| e^{in\varphi} (1 - \xi_n) = i\theta \alpha_0 - i\theta \quad (\text{на металі}), \quad (18)$$

$$\text{де введені позначення } \theta = \frac{l}{\lambda}, \quad \varphi = \frac{2\pi}{l} y, \quad \xi_n = 1 + i \sqrt{\frac{\theta^2}{n^2} - 1}. \quad (19)$$

Перепишемо систему рівнянь у вигляді

$$\sum_{n=-\infty}^{\infty} \alpha_n e^{in\varphi} = 0, \quad \tau < |\varphi| \leq \pi; \quad (20)$$

$$\sum_{n=-\infty}^{\infty} \alpha_n |n| e^{in\varphi} = i\theta \alpha_0 + f(e^{i\varphi}), \quad |\varphi| < \tau, \quad (21)$$

$$\text{де } f(e^{i\varphi}) = -i\theta + \sum_{n \approx 0} \alpha_n |n| e^{in\varphi} \xi_n, \quad \tau = \frac{\pi(l-d)}{l}.$$

Диференціюючи (20) та позначаючи $\alpha_n n = x_n$, отримаємо

$$\sum_{n \neq 0} x_n e^{in\varphi} = 0, \quad \tau < |\varphi| \leq \pi \quad (22)$$

$$\sum_{n=-\infty}^{\infty} x_n \frac{|n|}{n} e^{in\varphi} = i\theta\alpha_0 + f(e^{i\varphi}) \quad , \quad |\varphi| < \tau \quad (23)$$

Зауважимо, що до цих двох рівнянь треба додати ще одне, бо, як буде видно в подальшому, при записі розв'язку задачі Рімана – Гільберта [1] з'явиться ще одна невідома константа. Її ми отримаємо, покладаючи в рівнянні (22) $\varphi = \pi$:

$$\sum_{n \neq 0} x_n \frac{(-1)^n}{n} = -\alpha_0 \quad (24)$$

Система рівнянь (22), (23) утворює добре відому в теорії дифракції електромагнітних хвиль на періодичних структурах задачу Рімана – Гільберта [1]. Вона має такий вигляд як рівняння, отримані при розв'язанні задачі про дифракцію E -поляризованої хвилі на ґратці нескінченно тонких стрічок з ідеальною провідністю [1]. Різниця полягає лише у виборі положення початку системи координат. У випадку E -поляризації точка $y = 0$ лежить посередині щілини, а в нашому випадку дифракції H -поляризованих фотонів початок осі y лежить посередині стрічки. Тобто система рівнянь у першому випадку записується відносно коефіцієнтів поля за ґраткою, у другому – відносно коефіцієнтів розкладу псі-функції перед ґраткою, що диктується формалізмом вищезгаданої задачі.

Рівняння (22), (23) зводяться до задачі [1], точний розв'язок якої представляється у вигляді нескінченної системи лінійних алгебраїчних рівнянь відносно невідомих коефіцієнтів α_n :

$$\begin{aligned} -x_m &= i\theta\alpha_o V_m^o - i\theta V_m^o + \sum_{n \neq 0} x_n \xi_n \frac{|n|}{n} V_m^n + 2CR_m; m \neq 0 \\ 0 &= i\theta\alpha_o V_o^o - i\theta V_o^o + \sum_{n \neq 0} x_n \frac{|n|}{n} \xi_n V_o^n + 2CR_o \\ \alpha_o &= i\theta\alpha_o V_\sigma^o - i\theta V_\sigma^o + \sum_{n \neq 0} x_n \frac{|n|}{n} \xi_n V_\sigma^n + 2cR_\sigma, \end{aligned} \quad (25)$$

де $x_n = n\alpha_n$, $\theta = \frac{l}{\lambda}$, вирази коефіцієнтів $V_o^o, V_\sigma^o, V_\sigma^n, V_m^o, V_m^n, R_o, R_m$ через поліноми Лежандра, приведені в роботі [11]. Треба лише враховувати, що аргумент, від якого вони залежать, $u = \cos \frac{\pi(l-d)}{l}$.

Оскільки величини ξ_n визначаються виразом (19), то маємо $\xi_n = \xi_{-n}$. Звідси випливає, що $\alpha_n = \alpha_{-n}$ і $x_n = -x_{-n}$, а це означає, що систему (19) врешті рещт можна написати у вигляді

$$\begin{aligned} -\alpha_o &= i\theta\alpha_o V_\sigma^o - i\theta V_\sigma^o + \sum_{n=1}^{\infty} x_n \chi_n (V_\sigma^n + V_\sigma^{-n}) + 2CR_\sigma, \\ 0 &= i\theta\alpha_o V_o^o - i\theta V_o^o + \sum_{n=1}^{\infty} x_n \chi_n (V_o^n + V_o^{-n} + 2CR_o), \\ x_m &= i\theta\alpha_o V_m^o - i\theta V_m^o + \sum_{n=1}^{\infty} x_n \chi_n (V_m^n + V_m^{-n}) + 2CR_m, \\ (m &= 1, 2, 3 \dots). \end{aligned} \quad (26)$$

Аналіз чисельних результатів

Покладаючи в системі рівнянь (26) $\xi_n = 0$, для всіх $n > N$ можна отримати скінченну систему рівнянь, розв'язок якої можна записати у вигляді

$$\beta_0 = \frac{i\theta\Delta}{i\theta\Delta + D}, \quad \beta_n = \frac{1}{n} \frac{i\theta D^{(n)}}{i\theta\Delta + D}, \quad (n \neq 0), \quad (27)$$

де величини $\Delta, D, D^{(l)}$ представляються у вигляді нескінченних рядів, що сходяться як $\frac{1}{n^2}$ при $n \rightarrow \infty$. Для чисельного аналізу, обмежимося значенням $\theta = 1,9$ та скористаємося наближеними виразами для $\Delta, D, D^{(l)}, D^{(2)}$ приведеними в роботі [11]. Для $\theta = 1,9$ всі ξ_n починаючи з $n = 2$ дорівнюють нулю, тому в розкладі Ψ -функції (5) відмінними від нуля будуть тільки члени з $|n| \leq 1$. За ґраткою Ψ -функція фотона має вигляд

$$\Psi^{(II)}(y, z) = \exp[-ikz] \cdot [b_0 + 2b_1 \exp\{i(k - \gamma_1)z\} \exp(i\varphi)]. \quad (28)$$

Як можна бачити з виразу (28), Ψ -функція періодично залежить від координати z . При чисельних розрахунках обмежимося значеннями показника експоненти $(k - \gamma_1)z = 2\pi ml$.

Результати чисельних розрахунків приведені на рис. 2 у вигляді залежностей $|\Psi|^2$ від y для одного періоду l при різних значеннях коефіцієнта заповнення d/l , бо, як витікає із виразу (28), дифракційна картина повторюється з періодом l . Для випадків 1), 2) служить ліва шкала, для випадку 3) – права. Як видно з графіків (рис. 2), дифракційна картина має два максимуми на одному періоді на довжині періоду l , з більш яскраво вираженим, розташованим навпроти щілини. Як і у випадку дифракції фотонів на двох паралельних щілинах в плоскому екрані [12], вторинні максимуми відсутні. Величина основного максимуму істотно залежить від співвідношення між шириною щілини і періодом ґратки. Із зростанням ширини щілини висота максимуму зростає. Але як можна побачити із графіка 3), для $d/l = 0.9$ у випадку, коли ширина щілини значно перевищує ширину стрічки дифракційна картина згладжується. І, як витікає із аналізу виразів для коефіцієнтів β_0, β_1 (27), при $d/l \rightarrow 1$, $\beta_0 \rightarrow 1$, $\beta_1 \rightarrow 0$ імовірність проходження фотона через ґратку наближається до одиниці. В протилежному випадку, коли $d/l \rightarrow 0$, $\beta_0 \rightarrow 0$, $\beta_1 \rightarrow 0$, імовірність проходження фотона через ґратку наближається до нуля $|\Psi|^2 \rightarrow 0$.

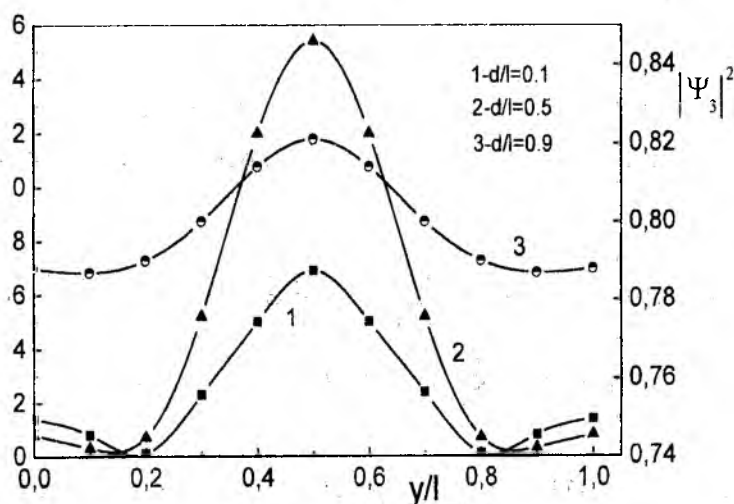


Рис. 2. Розподіл густини ймовірності в дифракційній картині

Висновки

Базуючись на строгому розв'язанні граничних задач методом Рімана – Гільберта [1], отримано вирази для амплітуди ймовірності Ψ проходження H -поляризованих фотонів при дифракції на безмежній ґратці нескінченно тонких металевих стрічок при нормальному падінні для довільного співвідношення між шириною щілини і періодом структури.

Отримані чисельні розрахунки дозволяють стверджувати, що ймовірність попадання фотона в будь-яку точку екрана, розташованого за ґраткою, дифракційна картина має два максимуми на одному періоді на довжині періоду l , з більш яскраво вираженим максимумом, розташованим навпроти щілини.

Список літератури:

1. Агранович З. С., Марченко В. А., Шестопалов В. П. Дифракция электромагнитных волн на плоских металлических решетках // ЖТФ. 1962. Т. 32. № 4. С. 381-386
2. Блохинцев Д. И. Основы квантовой механики. Москва : Госиздат, 1949. 588с.
3. Юхновський І. Р. Основы квантової механіки. Київ : Либідь, 2002. 392 с.
4. Эдвардс Р. Ряды Фурье в современном изложении. Москва : Мир, 1985. 264 с.
5. Борн М., Вольф Э. Основы оптики. Москва : Наука. 1973. 718 с.
6. Безуглий А. В. Дифракция фотонов на системе параллельных щелей // Радиотехника. 2006. Вып. 147. С. 65-68.
7. Безуглий Є. А., Безуглий А. В., Петченко О. М. Дифракция света надвумерной решетке из бесконечно тонких металлических лент // Радиотехника. 2011. Вып. 165. С. 169-172.
8. Безуглий Є. А., Безуглий А. В., Петченко О. М. Нормальне падіння рентгенівських променів на тривимірну ґратку атомів // Радиотехника. 2012. Вып. 168. С.156-159.
9. Ландау А. Д., Лифшиц Е. М. Теоретическая физика. Т. 3. Москва, 1963. С. 74 – 90.
10. Безуглий А. В., Петченко О. М. Дифракція електронів на ґратці нескінченно тонких металевих стрічок // Вісник ХНУ. 2012. №1020, серія “Фізика”. Вип. 17. С. 74-79.
11. Шестопалов В. П. Метод задачи Римана – Гильберта в теории дифракции и распространения электромагнитных волн. Харьков : Изд-во ХГУ, 1971. 400с.
12. Bezugly A. V., Petchenko O. M. Photon flow density in the diffraction pattern of single and two parallel slits. // Telecommunications and Radio Engineering. 2018. 77(1). P.77-82.

*Харківський національний університет
міського господарства імені О.М. Бекетова*

Надійшла до редколегії 23.04.2019

*В.Ф. КОМАРОВ, Ю.В. РАССОХІНА, канд. фіз.-мат. наук,
В.Г. КРИЖАНОВСЬКИЙ, д-р техн. наук*

СИНТЕЗ КОМПАКТНОГО ФІЛЬТРА НИЖНІХ ЧАСТОТ НА ГАНТЕЛЕПОДІБНИХ ЩІЛИННИХ РЕЗОНАТОРАХ

Вступ

Поширення компактних бездротових систем та потреба у збільшенні пропускної здатності каналів зв'язку висуває нові вимоги до архітектури трансиверів, які мають бути невеликого розміру, підвищеної щільності інтеграції та мати високу енергоефективність. Вимоги стосуються у тому числі фільтрів нижніх частот, що є складовою активних НВЧ-пристроїв. У [1 – 3] розглянуто різні варіанти фільтрів, що виконані з використанням щілинних резонаторів, розташованих у заземлюючій площині мікросмужкової лінії передачі (Defected Ground Structure – DGS). Такий тип фільтра має чітко відокремлену смугу пропускання в характеристиці коефіцієнту передачі, а також широку смугу запирання. Це забезпечує відсічення небажаних частот гармонік [1, 2, 4] і зменшення фізичного розміру [1, 5] у порівнянні з традиційними фільтрами.

Щодо реалізації частотних характеристик, серед відомих конфігурацій DGS можна відзначити відносно прості так звані гантелеподібні щілини, запропоновані, наприклад, у [6]. У разі серії послідовно розташованих щілин, фільтр характеризується широкою смугою загородження, яка може охоплювати діапазон від другої до четвертої або п'ятої гармоніки робочої частоти [2, 4].

Результати застосування окремих зразків подібних структур для побудови підсилювачів потужності у НВЧ-діапазоні представлені у [4, 7 – 12].

Метою дослідження є вивчення придатності таких структур для побудови компактних узгоджувачів та фільтруючих ланок для підсилювачів НВЧ з високим ККД.

Вибір конструкції та опис методу розрахунку фільтру

Топологія фільтру нижніх частот показана на рис. 1. Структура симетрична, містить низькоімпедансне розширення мікросмужкової лінії із симетрично розташованими у заземлюючому шарі прорізами у формі двох однакових «гантелей». Цифрами позначені: 1 – підкладка, 2 – мікросмужкова лінія, 3 – щілинний резонатор у шарі заземлення.

Для побудови просторової структури в якості підкладки обрано матеріал товщиною $H = 0.64$ мм з діелектричною проникністю $\epsilon_r = 10.2$ та $\tan \delta = 0.0022$. Ширина мікросмужкової лінії $w = 0.58$ мм відповідає імпедансу $Z_0 = 50$ Ом. Для аналізу було обрано робочу частоту $f_0 = 2.15$ ГГц що відповідає смузі частот стандарту W-CDMA для базових станцій.

Щоб отримати топологію, що добре відтворюється, зі зручним параметричним описом геометрії, має сенс прив'язати геометричні параметри структури до характерного розміру x_0 . Моделювання таких структур показує, що обраний таким чином характерний розмір відповідає у матеріалі підкладки довжині хвилі, де f_0 – робоча частота. Для фільтру з обраною частотою $f_0 = 2.155$ ГГц характерний розмір становить $x_0 = 20.4$ мм.

Згідно з обраним характерним розміром низькоімпедансний відрізок мікросмужкової лінії має довжину $l = x_0/2$ і ширину $w_1 = x_0/6$, імпеданс якої дорівнює $Z = 16.5$ Ом. Пара гантелеподібних щілин у заземлюючому шарі має однакові розміри:

$$g = w = 0.58 \text{ мм}, \quad d = \frac{x_0}{2}, \quad a = b = \frac{d - w_1}{2}, \quad (1)$$

а міжвісна відстань

$$a < s = \frac{x_0}{4} < l. \quad (2)$$

Відомо принаймні чотири підходи до побудови еквівалентних схем розглянутих структур [1, 8, 13]: LC та RLC, П-подібна, квазістатична еквівалентні схеми та схема з ідеальним трансформатором. Але компактні пласкі структури складної топології вже не відповідають умовам застосовності зосереджених елементів [14, 15] для побудови формальних схем та відповідних розрахунків. У таких структурах елементи топології та просторові проміжки між ними мають розміри порядку $\lambda_g/4$, взаємодіють один з одним і діють як єдина структура із складною закономірністю характеристики розсіювання. У разі нетривіальної топології кращим наближенням до поведінки системи є моделі, що використовують комп'ютерну повновильову симуляцію.

Для отримання розподілу електромагнітного поля в потрібному обмеженому перетині Ω просторово-неоднорідної області з досліджуваною структурою, що показано на рис. 2 (1 – підкладка; 2 – повітряний шар; 3 – мікросмужка; 4 – заземлюючий шар), та аналізу власних частот можна використати систему рівнянь Максвелла для гармонійних коливань. Дисипативні ефекти враховуються з використанням комплексного значення $\varepsilon_\sigma = \varepsilon - j\frac{\sigma}{\omega}$. Розв'язання системи з граничними умовами виконується за допомогою апроксимації методом скінченних елементів на комерційному програмному забезпеченні.

Використання періодичної структури з кількох аналогічних елементів призводить до зменшення частоти відсічення в режимі відбиття і до появи властивостей ФНЧ. Вплив геометричних параметрів l_0, x_0, w_1, l, s (див. рис. 1) на смугу пропускання та параметри фільтрації було досліджено при наступних обмеженнях:

$$s > a, \quad s + a < l. \quad (3)$$

Обране значення x_0 дозволяє забезпечити вузьку смугу пропускання на основній частоті, що розташована в діапазоні від ≈ 1.5 до ≈ 3 ГГц. Відсічення 3 дБ припадає на ділянку між основною частотою і її другою гармонікою, на рис. 3 це відповідає співвідношенню $f_0/f_c \approx 0,78$, де f_c – частота зрізу. Поблизу другої гармоніки робочої частоти коефіцієнт відбиття максимальний.

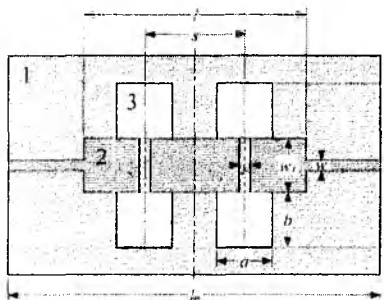


Рис. 1

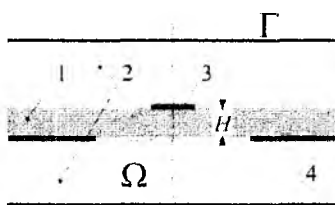


Рис. 2

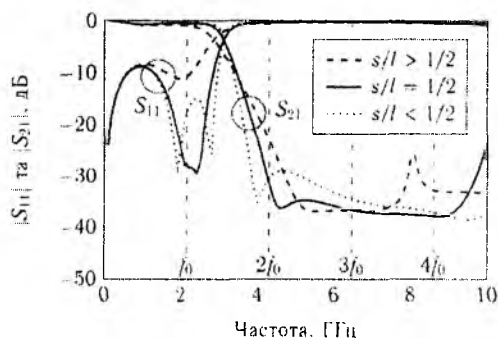


Рис. 3

Смуга пропускання залежить від відносного розташування щілин щодо стрибків ширини мікросмужкової лінії, а також довжини і ширини мікросмужкового сегменту з низьким імпедансом. Як видно з рис. 3, коли досягнуто співвідношення $s/l = 1/2$, смуга пропускання розпадається на дві, що дозволяє обрати необхідні властивості поведінки коефіцієнту передачі в досить широкій смузі частот навколо резонансної частоти. Проте слід зазначити, що умови, при яких відбуваються вказані на рис. 3 зміни характеристик передачі, мають функціональний зв'язок із іншими геометричними параметрами топології.

У разі використання даної топології у якості ланки навантаження підсилювача потужності важливо враховувати комплексний коефіцієнт відбиття на основній частоті та вищих гармоніках.

Досліджувана навантажувальна ланка дозволяє легко отримати значення імпедансу, необхідні на робочій частоті підсилювача потужності та її другій гармоніці $2f_0$. Для більш високих гармонік потрібна додаткова оптимізація геометрії.

Грунтуючись на топології навантажувальної ланки запропонуємо наступну стратегію покрокової оптимізації геометрії фільтра:

- а) обрати за можливості мінімальну загальну довжину смужки $l_0 < \lambda_g$;
- б) знайти характерний розмір x_0 для співвідношень, які відповідають (3), забезпечуючи смугу пропускання відносно f_0 ;
- в) створити задовільні S-параметри за допомогою w_1 , l , s , l/s в якості початкового наближення характеристик розсіювання навантажувального фільтру;
- г) збільшуючи (або зменшуючи) значення l_0 обертати годограф імпедансу для розташування точок $2f_0$ і $3f_0$ близько до полярних точок на діаграмі Сміта;
- д) повторювати пункти в) та г) з урахуванням $4f_0$ і $5f_0$ (має сенс розраховувати коефіцієнти відбиття та передачі лише в точках гармонік).

Результати оптимізації фільтра

На рис. 4 показано два варіанти топології ФНЧ для подальшого аналізу: оптимізований за запропонованим алгоритмом (а) та варіант з мінімумом коефіцієнту відбиття на робочій частоті (б). Відповідні залежності S-параметрів і форма годографа імпедансу після оптимізації топології (для варіанта а) показані на рис. 5. В цьому випадку ми наблизили значення фактичного імпедансу гармонік до теоретичних умов для навантажувальної ланки ідеалізованого підсилювача класу F^{-1} [7, 12].

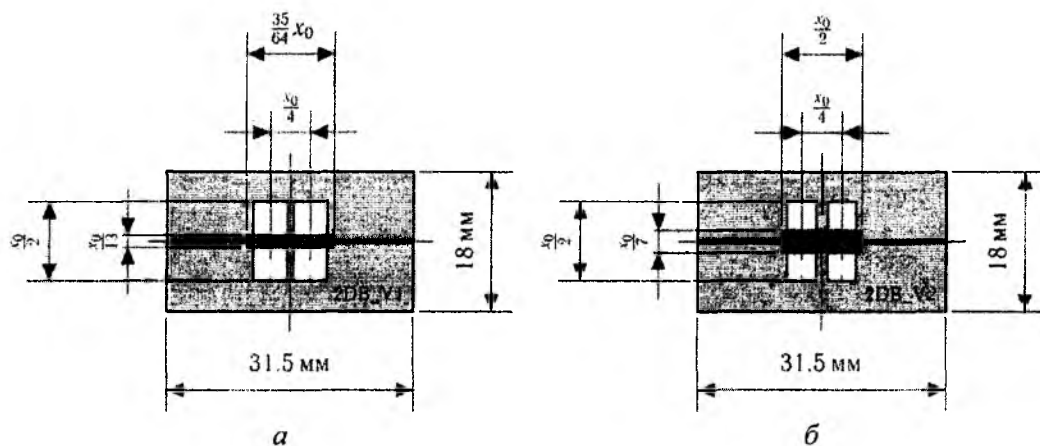


Рис. 4

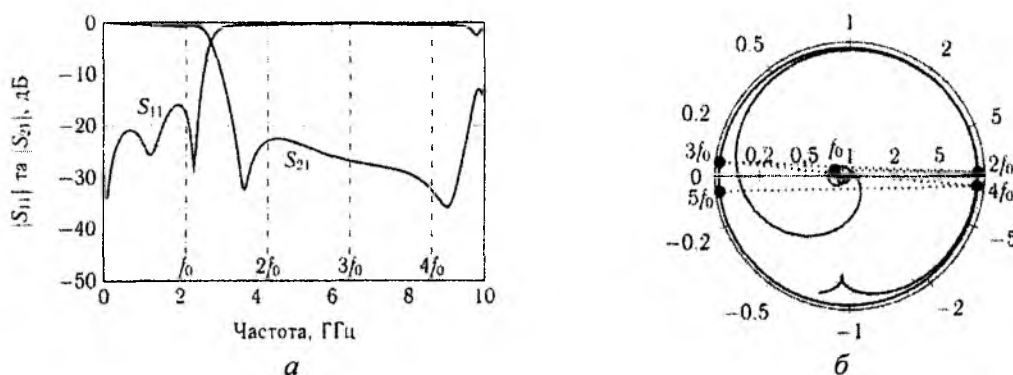


Рис. 5

Можна відмітити майже повну відсутність петель поблизу вищих гармонік, що спричинено широкою смугою загородження з відносно плоскою формою кривої S_{21} . Малий коефіцієнт

ент відбиття навантажувального фільтра у широкому діапазоні частот поблизу основної частоти може дати перевагу при проектуванні підсилювачів з переналаштовуваною робочою частотою.

Опис експериментальних макетів і результати експерименту

На рис. 6 зображено виготовлені для проведення експериментальних вимірювань зразки фільтрів з планарними DGS-структурами на доступному ламінарі Rogers 3010 [16].

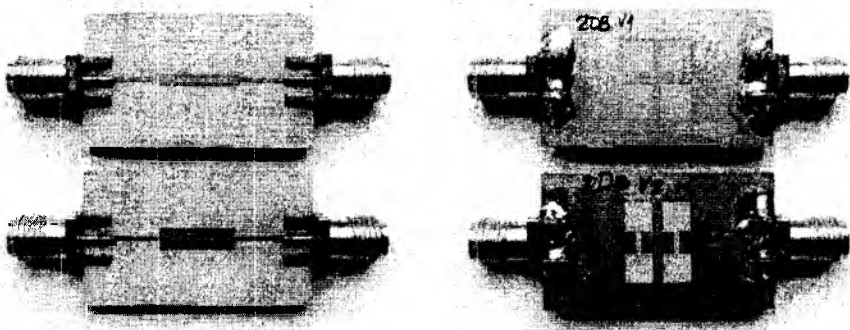


Рис. 6

На рис. 7 та 8 наведено результати моделювання та експериментального вимірювання макетів пристроїв для оптимізованої топології та контрольного зразку фільтра. На рис. 7, а та рис. 8, а показано характеристики коефіцієнтів передачі та відбиття фільтрів (— — симуляція; --- — експеримент). На діаграмах, що позначені літерами б та в, показано вхідний імпеданс на гармоніках, отриманий за результатами симуляції та вимірювання відповідно. Вимірювання виконано за допомогою векторного аналізатора кіл Rohde & Schwarz ® ZND Vector Network Analyzer.

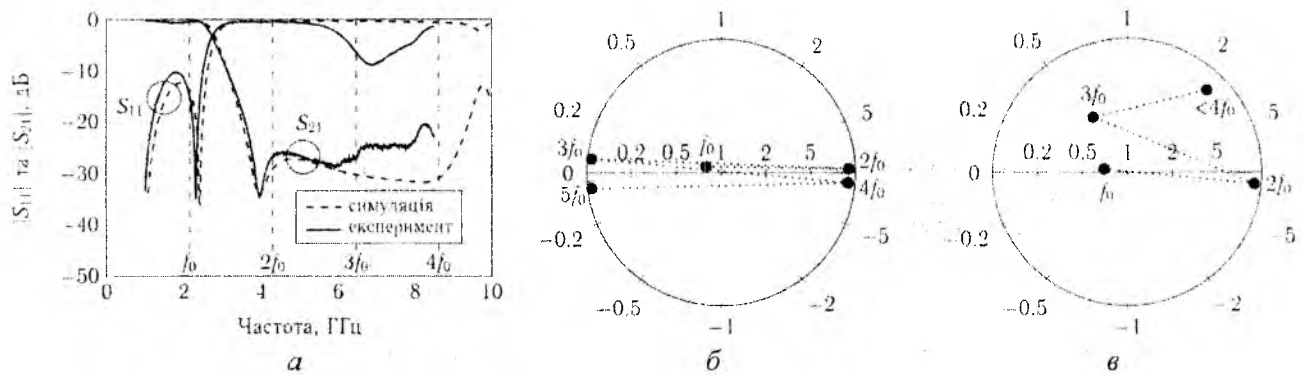


Рис. 7

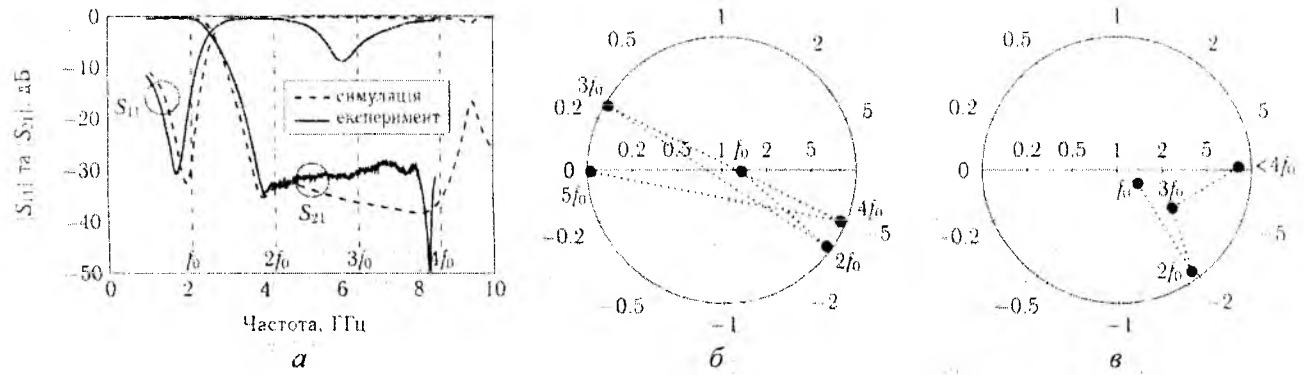


Рис. 8

Обговорення результатів

Різниця між промодельованими та експериментально отриманими характеристиками спричинена неточностями виготовлення зразків, втратами на роз'ємах та ймовірними відхиленнями поведінки спрощеної моделі. Вимірюваний вхідний імпеданс зразків був скорегований для урахування SMA роз'ємів ($l = 7.6$ мм, $\epsilon_r = 2.1$) та додаткової ділянки лінії ($l = 1$ мм, $\epsilon_r = 10.2$), що була додана при виготовленні плат через необхідність монтажу роз'ємів на відстані від неоднорідності.

З діаграм видно, що на робочій частоті та другій гармоніці досліджені зразки поведуться очікувано, але є суттєве відхилення для третьої гармоніки. Імовірною причиною такої поведінки може бути вплив роз'ємів та відсутність зовнішнього екранування під час вимірювання характеристик, що, враховуючи фізичний розмір щілин могло призвести до роботи структури у якості антени та розсіювання енергії хвилі у навколишнє середовище.

Висновки

Розглянуто фільтри з гантелеподібними щілинними резонаторами у заземлюючому шарі мікросмушкової лінії з розширеним відрізком лінії у місті розташування резонаторів. Запропоновано стратегію оптимізації геометрії структури, що дозволяє знайти компактну топологію для задоволення вимог до навантажувальної ланки підсилювача НВЧ діапазону. Виготовлені експериментальні макети досліджених ФНЧ. В експерименті отримано придушення на частотах з другої по четверту гармоніки на рівні більше 20 і 30 дБ для різних зразків. Розглянуті фільтри характеризуються компактними розмірами, широкосмуговим загородженням на частотах вищих гармонік та потрібною частотною залежністю графіка імпедансу, що є необхідною умовою для побудови високоефективного підсилювача потужності мікрохвильового діапазону частот.

Список літератури:

1. Khandelwal Mukesh Kumar, Kanaujia Binod Kumar, Kumar Sachin. Defected Ground Structure: Fundamentals, Analysis, and Applications in Modern Wireless Trends // Int. J. of Antennas and Propagation. 2017. Vol. 2017. P. 1–22.
2. Ahmed Boutejdar, Abbas Omar, Edmund P. Burte, Reinhard Mikuta. An improvement of defected ground structure lowpass/bandpass filters using H-slot resonators and coupling matrix method // J. of Microwaves, Optoelectronics and Electromagnetic Applications. 2011. Vol. 10, no. 2. P. 295–307.
3. Rassokhina Y., Krizhanovski V. Comparison of characteristics of discontinuities in the form of high-impedance section of microstrip line and a section with slot resonator in grounding plane // 2016 Int. Conf. Radio Electronics & Info Communications (UkrMiCo). Kiev, Ukraine : IEEE, 2016. P. 288–292.
4. Jong-Sik Lim, Young-Taek Lee, Chul-Soo Kim et al. A vertically periodic defected ground structure and its application in reducing the size of microwave circuits // IEEE Microwave and Wireless Components Letters. 2002. Vol. 12, no. 12. P. 479–481.
5. Maloratsky G. Microstrip Circuits with a Modified Ground Plane // High Frequency Electronics. 2009. no. 12. P. 38–47. Access mode: http://highfrequencyelectronics.com/Archives/Dec09/HFE1209_Maloratsky.pdf.
6. D. Ahn, J. S. Park, C. S. Kim et al. A design of the low-pass filter using the novel microstrip defected ground structure // IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques. 2001. Vol. 49, no. 1. P. 86–93.
7. Raab F.H. Class-E, Class-C, and Class-F power amplifiers based upon a finite number of harmonics // IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques. 2001. Vol. 49, no. 8. P. 1462–1468.
8. Li Hong Weng, Yu-Chun Guo, Xiao-Wei Shi, Xiao-Qun Chen. An overview on defected ground structure // Progress In Electromagnetics Research B. 2008. Vol. 7. P. 173–189. Access mode: <http://www.jpier.org/PIERB/pierb07/11.08031401.pdf>.
9. H. Choi, S. Shim, Y. Jeong et al. A compact DGS load-network for highly efficient class-E power amplifier // 2009 European Microwave Conference (EuMC). 2009. P. 492–495.
10. Hayati Mohsen, Sheikhi Akram, Grebennikov Andrei. Class-F Power Amplifier with High Power Added Efficiency Using Bowtie-Shaped Harmonic Control Circuit // IEEE Microwave and Wireless Components Letters. 2015. Vol. 25, no. 2. P. 133–135.
11. Xiao-Qun Chen, Li Hong Weng, Yu-Chun Guo, Xiao-Wei Shi. RF circuit design integrated with microstrip DGS // Progress In Electromagnetics Research M. 2008. Vol. 3. P. 141–152.

12. Yu. V. Rassokhina, Vladimir G. Krizhanovski, Paolo Colantonio, Rocco Giofre. Inverse Class-F Power Amplifier Using Slot Resonators as a Harmonic Filter // Int. J. of Microwave and Optical Technology. 2014. Vol. 9, no. 1. P. 49–53. Access mode: <http://www.ijmot.com/ijmot/uploaded/1453519017.pdf>.
13. Roy Sushim Mukul, Karmakar Nemai C., Balbin Isaac. Dumbbell-shaped defected ground structure // Int. J. of RF and Microwave Computer-Aided Engineering. 2007. Vol. 17, no. 2. P. 210–224.
14. Huang Shao Ying, Lee Yee Hui. Fast and accurate calculation of transmission coefficients for an EBG micro-strip structure // Microwave and Optical Technology Letters. 2010. Vol. 52, no. 4. P. 793–797.
15. Rassokhina Yu. V., Krizhanovskii V. G. A method for analyzing irregularities in stripline-slot structures. Part 2: Analysis of complex irregularities in three-layer planar structures // Telecommunications and Radio Engineering. 2017. Vol. 76, no. 12. P. 1049–1056.
16. RO3000 Series Circuit Materials (Data Sheet). Rogers Corporation. 2017. Access mode: <https://www.rogerscorp.com/documents/722/acs/RO3000-Laminate-Data-Sheet-RO3003-RO3006-RO3010.pdf>.

*Донецький національний університет
імені Василя Стуса, Вінниця*

Надійшла до редколегії 07.05.2019

*А.В. ГРИЦУНОВ, д-р физ.-мат. наук, И.Н. БОНДАРЕНКО, д-р физ.-мат. наук,
А.В. БОРОДИН, М.А. КОПОТЬ, Л.И. СВИДЕРСКАЯ, канд. физ.-мат. наук*

СПЕКТРАЛЬНЫЕ МОДЕЛИ СВЧ-ПРИБОРОВ С ПРОДОЛЬНЫМ ВЗАИМОДЕЙСТВИЕМ

Введение

Теоретический анализ усиления немонохроматических сигналов электронными пучками в направляющих электродинамических системах (ЭС) является достаточно актуальным. Этот анализ необходим для обеспечения электромагнитной совместимости радиоэлектронных устройств, разработки высокоскоростных высокоомощных передатчиков с вакуумными оконечными усилителями и т.д. Особое внимание должно быть уделено усилению широкополосных и сверхширокополосных электромагнитных импульсов, которые становятся все более важными в системах радиолокации и передачи данных, наземной и космической цифровой связи военного и гражданского назначения.

Например, вакуумные приборы О-типа (ЛБВ и широкополосные клистроны) могут на сегодняшний день обеспечить средний уровень выходной мощности в сотни ватт и пиковые уровни мощности в несколько киловатт в частотном диапазоне до 5 ГГц и выше [1]. Кроме того, линейность вакуумных усилителей мощности значительно выше транзисторных благодаря работе их в режиме, далеком от насыщения, а также оптимизации конструкции СВЧ-прибора в целом. Указанные преимущества обеспечивают возможность эффективного использования вакуумных приборов О-типа в качестве оконечных усилителей передающих станций наземных и передвижных систем связи нового поколения. Немаловажную роль играет также относительная дешевизна и надежность таких приборов, достигаемая за счет использования при их изготовлении традиционных, усовершенствованных за предшествующие десятилетия технологий.

Сказанное означает актуальность продолжения теоретических исследований механизмов продольного взаимодействия и разработки современных моделей вакуумных СВЧ-приборов О-типа. Традиционные методы моделирования негармонических процессов в СВЧ-электронике, известные как многочастотные подходы, не обеспечивают адекватного решения проблемы анализа и оптимизации частотных характеристик усилительных систем. Такие модели ограничены учетом дискретных спектральных компонент сигналов, причем частоты учитываемых гармоник должны определяться заранее. Увеличение количества этих гармоник требует дополнительных вычислительных ресурсов.

Альтернативный спектральный подход к моделированию вакуумных микроволновых усилительных и генераторных устройств описан в [2]. Обратное преобразование Фурье применяется к входному сигналу, заданному в частотной области. Затем моделируется передача синтезированной негармонической волны через ЭС с учетом нелинейного взаимодействия волны и электронного пучка. Спектральный анализ применяется ко временной выборке выходного сигнала для получения частотного представления одного из них. Этот подход позволяет выполнять численное моделирование усиления частотного континуума сигналов в ЭС различных СВЧ-приборов. Подобные алгоритмы разработаны в конце 1990-х – начале 2000-х гг. для приборов со скрещенными полями [3]. Однако попытка адаптации их к приборам О-типа столкнулась с рядом затруднений, вызванных различиями в геометрии пространства взаимодействия, конструкциях используемых ЭС, методах ввода электронного потока и т.п. Тем не менее, эти трудности преодолимы.

Цель статьи – разработка корректного и эффективного алгоритма спектрального моделирования СВЧ-приборов с продольным взаимодействием (ламп бегущей волны и однолучевых клистронов), пригодного для использования в нестационарных и спектральных моделях инженерного назначения.

Общее описание спектральных моделей

Алгоритм спектрального моделирования вакуумных СВЧ-приборов (независимо от их типа) достаточно подробно изложен в литературе (см., например, [2]). С практической точки зрения его важнейшей особенностью является то, что вместо анализа отдельных априорно выбранных гармоник нелинейного процесса взаимодействия электромагнитной волны с электронным потоком анализируется континуум частот с априорно выбранными границами. Это позволяет не строить заранее модели спектра указанного процесса, ограничившись предположением о рамках существенного для того или иного исследования частотного диапазона. Поэтому здесь уделим внимание описанию конкретной модели, разрабатываемой для решения специфических научных и технических задач. Начнем, как обычно, с выбранных приближений и допущений. Главным из них является азимутальная однородность всех физических полей. Это означает, что:

- геометрия системы предполагается азимутально-симметричной;
- распределение объемного заряда $\rho(z, r, \varphi)$ в пространстве взаимодействия однородно в азимутальном направлении ($\partial \rho / \partial \varphi \equiv 0$);
- распределение скалярного потенциала $u(z, r, \varphi)$ в системе также азимутально-симметрично (это вытекает из предыдущих двух положений);
- распределение индукции внешнего магнитного поля $\mathbf{B}_0(z, r, \varphi)$ в системе азимутально симметрично ($\partial \mathbf{B}_0 / \partial \varphi \equiv 0$);
- индукция внешнего магнитного поля $\mathbf{B}_0(z, r, \varphi)$, создаваемого фокусирующим соленоидом, постоянна во всей моделируемой области ($\partial \mathbf{B}_0 / \partial z \equiv 0$, $\partial \mathbf{B}_0 / \partial r \equiv 0$, $\partial \mathbf{B}_0 / \partial \varphi \equiv 0$). Из равенства нулю дивергенции магнитного поля ($\text{div} \mathbf{B}_0 \equiv 0$) следует, что данное поле не имеет радиальной составляющей ($B_{0r} \equiv 0$). Азимутальная составляющая его также равна нулю ($B_{0\varphi} \equiv 0$), что следует из предыдущего пункта.

Предположение об азимутальной симметрии системы позволяет свести первоначально трехмерную задачу к так называемой размерности «2.5D», оставив для рассмотрения только аксиальную z и радиальную r координаты при расчете полей, однако сохранив все три координаты при моделировании динамики электронного потока. Это существенно снижает требуемый объем вычислений, главным образом за счет уменьшения суммарного числа узлов пространственной сетки дискретизации при решении уравнения Пуассона для потенциала в пространстве системы.

В то же время такое приближение ограничивает полноту и достоверность получаемых результатов. В частности, оно не позволяет учесть двух важных явлений:

- возникновения азимутальной турбулентности электронного потока вследствие перекоса фокусирующей системы и взаимодействия электронов с высокочастотным полем спиральной ЭС;
- азимутальных колебаний пространственного заряда, приводящих к появлению различных группировок потока в данном направлении и нарушающих цилиндрическую форму электронного пучка, движущегося внутри замедляющей системы. Поэтому модель размерности 2.5D рассматривается как промежуточная.

К числу других существенных приближений следует отнести:

- игнорирование релятивистских эффектов и магнитного поля, создаваемого движущимися в вакууме свободными зарядами;
- приближение непрерывности (континуальности) структуры спиральной ЭС ЛБВ. Это означает, что уравнение возбуждения электромагнитного сигнала в ЭС записывается и решается в виде дифференциального уравнения в частных производных [4]. Напротив, в спектральных моделях клистронов для этой цели используется система обыкновенных дифференциальных уравнений для потенциалов в отдельных резонаторах типовой ЭС. Согласно

классификации, принятой в работе [2], такие приближения позволяют говорить о спектральных моделях первого и второго уровней соответственно.

Как и во всех алгоритмах вычислительного эксперимента, моделирование физических процессов по необходимости сопряжено с принятием на каждом этапе прочих допущений, которые, тем не менее, не являются столь фундаментальными, как вышеперечисленные, поэтому выходят за рамки статьи.

Динамика электронного потока

Как отмечалось выше, реализованные в настоящее время спектральные модели ЛБВ и клистронов относятся к классу так называемых 2.5D моделей [5]. Это означает, что анализ траекторий электронов осуществляется в трехмерном пространстве, в то время как расчет полей производится в двумерном (z, r) приближении. Для нестационарного моделирования динамики электронных процессов в моделях используется цилиндрическая система координат (рис. 1). В предположении равенства нулю азимутальной составляющей электрического поля уравнения движения электрона для такой системы имеют вид

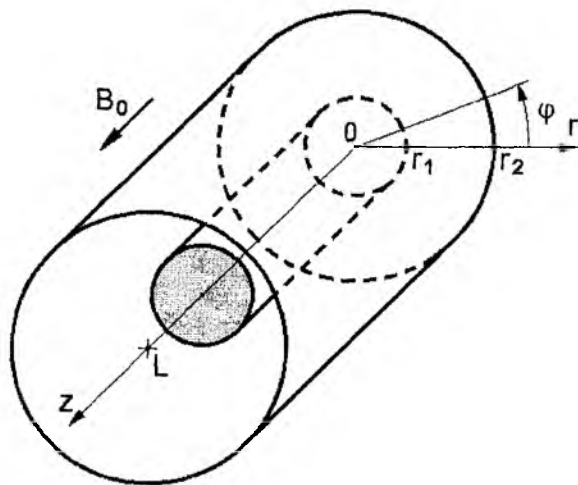


Рис. 1

$$\begin{aligned} \frac{d^2 z}{dt^2} &= |\eta| E_z; \\ \frac{d^2 r}{dt^2} &= |\eta| E_r + r \left(\frac{d\phi}{dt} \right)^2 + |\eta| B_0 r \frac{d\phi}{dt}; \\ r \frac{d^2 \phi}{dt^2} &= -|\eta| B_0 \frac{dr}{dt} - \frac{dr}{dt} \frac{d\phi}{dt}, \end{aligned} \quad (1)$$

где $\mathbf{E}(t, z, r)$ – вектор напряженности электрического поля; η – отношение заряда электрона к его массе. Обратите внимание, что в (1) не фигурирует азимутальная составляющая напряженности электрического поля, что соответствует вышеуказанной размерности модели.

Для решения этой системы целесообразно использовать многократно апробированный в аналогичных моделях приборов М-типа метод Рунге-Кутты четвертого порядка, достоинствами которого является «самостартуемость» и значительно меньшее, чем у метода Адамса того же порядка, количество переменных для каждой частицы, хранимых в оперативной памяти ЭВМ.

Характерной особенностью использования цилиндрической системы координат в односвязных областях взаимодействия приборов О-типа является сингулярность системы (1) при $r \rightarrow 0$. В описываемых моделях данная сингулярность обходится путем перехода к аналитическому решению указанной системы в цилиндрической области пространства радиусом в одну ячейку сети дискретизации, окружающей ось.

В целом же, если не учитывать отличие методов ввода заряженных частиц в пространство взаимодействия, алгоритмы моделирования динамики электронного потока в приборах О-типа при использовании подхода Лагранжа практически не отличаются от соответствующих алгоритмов для систем со скрещенными полями [3]. Основное различие в моделях имеет место в части, касающейся расчета электромагнитных полей.

Моделирование электромагнитных полей

Рассмотрим вначале алгоритмы расчета соленоидальных полей ЭС. В качестве основных переменных при моделировании этих полей используются компоненты векторного потенциала $\mathbf{A}(t, z, r)$. Для ЛБВ данный потенциал раскладывается в ряд Тейлора по так называемым регулярным модам спиральной ЭС $\mathbf{A}_r(z, r, \beta)$ [4], определяемым как комплексные огибающие собственных видов колебаний этой системы $\mathbf{A}_e(z, r, \beta)$ в ее продольном направлении:

$$\mathbf{A}_e(z, r, \beta) = \mathbf{A}_r(z, r, \beta) \exp(-i\beta z); \quad \mathbf{A}_r(z, r, \beta) = \mathbf{A}_e(z, r, \beta) \exp(i\beta z).$$

Здесь $-\pi/D \leq \beta \leq \pi/D$ – продольное волновое число (постоянная распространения) моды; D – период ЭС. Обобщенное волновое уравнение для амплитуд регулярных мод $u_r(t, z)$ имеет вид [4]:

$$\begin{aligned} & \frac{\partial^2 u_r}{\partial t^2} + 2 \frac{\partial}{\partial t} \left(\delta_{e0} u_{rq} - \frac{1}{2} \frac{d^2 \delta_{e0}}{d\beta^2} \frac{\partial^2 u_r}{\partial z^2} + \frac{1}{24} \frac{d^4 \delta_{e0}}{d\beta^4} \frac{\partial^4 u_r}{\partial z^4} - \dots \right) + (\omega_e^2)_0 u_r - \\ & - \frac{1}{2} \frac{d^2 (\omega_e^2)_0}{d\beta^2} \frac{\partial^2 u_r}{\partial z^2} + \frac{1}{24} \frac{d^4 (\omega_e^2)_0}{d\beta^4} \frac{\partial^4 u_r}{\partial z^4} - \dots = \\ & = \frac{1}{2D} \int_{z-D/2}^{z+D/2} d\zeta \int_{S_1} dx dy \left[\frac{\mathbf{A}_{r0}^*(x, y, \zeta)}{\tilde{W}_{r0}} \mathbf{j}(t, x, y, \zeta) - i \frac{\partial}{\partial \beta} \left(\frac{\mathbf{A}_r^*}{\tilde{W}_r} \right)_0 \frac{\partial \mathbf{j}}{\partial z} - \right. \\ & \left. - \frac{1}{2} \frac{\partial^2}{\partial \beta^2} \left(\frac{\mathbf{A}_r^*}{\tilde{W}_r} \right)_0 \frac{\partial^2 \mathbf{j}}{\partial z^2} + \frac{i}{6} \frac{\partial^3}{\partial \beta^3} \left(\frac{\mathbf{A}_r^*}{\tilde{W}_r} \right)_0 \frac{\partial^3 \mathbf{j}}{\partial z^3} + \frac{1}{24} \frac{\partial^4}{\partial \beta^4} \left(\frac{\mathbf{A}_r^*}{\tilde{W}_r} \right)_0 \frac{\partial^4 \mathbf{j}}{\partial z^4} - \dots \right], \end{aligned} \quad (2)$$

где $\mathbf{j}(t, z, r)$ – вектор плотности тока; $\omega_e(\beta)$ и $\delta_e(\beta)$ – собственная частота и коэффициент затухания рассматриваемого вида колебаний ЭС $\mathbf{A}_e(z, r, \beta)$ соответственно; $\tilde{W}_r(\beta)$ – так называемая погонная единичная псевдоэнергия векторного потенциала регулярной моды ЭС $\mathbf{A}_r(z, r, \beta)$ [4]; S_1 – поперечное сечение системы. Индекс 0 означает, что соответствующая величина вычисляется при $\beta = 0$.

Численная методика решения уравнения (2) описана в [6]. Отметим, что за время, прошедшее с момента написания указанной статьи, стало очевидным несовершенство предлагаемой в ней явной трехслойной схемы, в связи с чем замена ее на неявную схему, обладающую большей вычислительной устойчивостью, входит в число первоочередных задач.

Для клистронов векторный потенциал $\mathbf{A}(t, z, r)$ раскладывается в обобщенный ряд Фурье по парциальным функциям резонаторной ЭС $\mathbf{A}_{pn}(z, r)$ [4], определяемым как дискретное преобразование Фурье собственных видов колебаний этой системы $\mathbf{A}_{em}(z, r)$ в ее продольном направлении:

$$\mathbf{A}_{em}(z, r) = \sum_{n=0}^{N-1} \mathbf{A}_{pn}(z, r) \exp\left(-i \frac{2\pi mn}{N}\right); \quad \mathbf{A}_{pn}(z, r) = \frac{1}{N} \sum_{m=0}^{N-1} \mathbf{A}_{em}(z, r) \exp\left(i \frac{2\pi mn}{N}\right),$$

где N – количество резонаторов в ЭС. Матричное уравнение возбуждения для вектора из N амплитуд парциальных мод $\mathbf{u}_p(t)$ имеет вид [4]:

$$\frac{d^2 \mathbf{u}_p}{dt^2} + 2 [\delta_p]^T \frac{d\mathbf{u}_p}{dt} + [\omega_p^2]^T \mathbf{u}_p = \frac{1}{2} [\tilde{W}_p]^{-1} \int_L dz \int_{S_1} dx dy \mathbf{A}_{pn}(z, r) \mathbf{j}(t, z, r) \quad (3)$$

где $[\omega_p^2]$ и $[\delta_p]$ – матрицы $N \times N$ квадратов парциальных частот и парциальных коэффициентов затухания ЭС соответственно; $[\tilde{W}_p]$ – матрица $N \times N$ так называемых единичных псевдоэнергий парциальных мод ЭС [4]; L – длина системы (рис. 1). Верхний индекс T означает транспонирование матрицы.

Численная методика решения уравнения (3) описана в [3]. Она основана на использовании метода Адамса – Баффорта четвертого порядка. Предварительно (3) преобразуется в систему из двух уравнений первого порядка. В конце итераций значение правой части уравнения еще раз корректируется для использования его на следующих временных шагах (так называемая схема P(EC)^mE).

Квазистатический скалярный потенциал электрического поля в системе $u(z, r)$ описывается уравнением Пуассона, которое для цилиндрических координат в двумерном приближении имеет вид:

$$\frac{\partial^2 u}{\partial z^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r} \left(r \frac{\partial u}{\partial r} \right) = - \frac{\rho(z, r)}{\epsilon_0}, \quad (4)$$

где ρ – функция распределения плотности объемного заряда в пространстве прибора; ϵ_0 – электрическая постоянная. Для решения эллиптического уравнения (4) авторами предложено использовать разложение потенциала по собственным функциям цилиндрической системы (Eigenfunction Decomposition, ED) с вычислением амплитуд гармоник непосредственно из условия их ортогональности. Данный метод не относится к сеточным, являясь, скорее, интегральным. Для достижения оптимального быстродействия алгоритма метод ED применяется лишь к радиальной координате, в то время как по двум остальным предлагается использовать дискретное преобразование Фурье. Поэтому такую комбинацию вычислений предложено именовать FAED (Fourier Analysis and Eigenfunction Decomposition). Подробное описание метода FAED приведено в статье [7].

Составляющие напряженности потенциального электрического поля в узлах сети дискретизации находятся путем дифференцирования потенциала u по формулам

$$E_z(t, z, r) = - \frac{\partial u(t, z, r)}{\partial z}; \quad E_r(t, z, r) = - \frac{\partial u(t, z, r)}{\partial r}.$$

Остается рассмотреть алгоритмы преобразования различных координат моделей (перехода от переменных Эйлера к переменным Лагранжа и наоборот). Интерполяция составляющих напряженности электрического поля из узлов сети дискретизации в места расположения макрочастиц выполняется методом PWS (Polynomials with Smoothing) [8], достоинствами которого по сравнению с распространенным методом CIC (Clouds In Cells) [5] являются быстрота и сглаживание не только пространственных, но и временных флуктуаций заряда. Интерполирующий полином в этом методе имеет вид

$$\mathbf{E}(t, z, r) = \mathbf{PE}_0 + \mathbf{PE}_t(t - t_0) + \mathbf{PE}_z(z - z_0) + \mathbf{PE}_r(r - r_0), \quad (5)$$

где $\mathbf{PE}_0, \mathbf{PE}_t, \mathbf{PE}_z, \mathbf{PE}_r$ – коэффициенты полинома; t_0, z_0, r_0 – координаты центра пространственно-временной ячейки сети дискретизации, в которой находится частица.

Коэффициенты полинома находятся по формулам:

$$\begin{aligned} \mathbf{PE}_0 &= (+\mathbf{E}_0 + \mathbf{E}_1 + \mathbf{E}_2 + \mathbf{E}_3 + \mathbf{E}_4 + \mathbf{E}_5 + \mathbf{E}_6 + \mathbf{E}_7) / 8; \\ \mathbf{PE}_t &= (-\mathbf{E}_0 + \mathbf{E}_1 - \mathbf{E}_2 + \mathbf{E}_3 - \mathbf{E}_4 + \mathbf{E}_5 - \mathbf{E}_6 + \mathbf{E}_7) / 4\Delta t; \\ \mathbf{PE}_z &= (-\mathbf{E}_0 - \mathbf{E}_1 + \mathbf{E}_2 + \mathbf{E}_3 - \mathbf{E}_4 - \mathbf{E}_5 + \mathbf{E}_6 + \mathbf{E}_7) / 4\Delta z; \\ \mathbf{PE}_r &= (-\mathbf{E}_0 - \mathbf{E}_1 - \mathbf{E}_2 - \mathbf{E}_3 + \mathbf{E}_4 + \mathbf{E}_5 + \mathbf{E}_6 + \mathbf{E}_7) / 4\Delta r, \end{aligned} \quad (6)$$

где $\Delta t, \Delta z, \Delta r$ – размеры пространственно-временной ячейки по соответствующим координатам. В формуле (6) нумерация окружающих ячейку узлов сети, в которых вычисляются поля $E_0 \dots E_7$ – двоичная, согласно шаблону RZT. Узлу с меньшим значением той или иной координаты присваивается номер 0, узлу с большей координатой – значение 1 (рис. 2).

Экстраполяция координат макрочастиц на конец следующего временного шага для последующего расчета полей осуществляется модифицированным методом Эйлера (второй порядок точности для координат):

$$\mathbf{v}_X = \mathbf{v}_E + (\mathbf{v}_E - \mathbf{v}_B);$$

$$\mathbf{r}_X = \mathbf{r}_E + (\mathbf{v}_E + \mathbf{v}_X)\Delta t / 2,$$

где B – индекс, соответствующий началу текущего шага; E – индекс, соответствующий концу текущего шага (началу следующего); X – индекс, соответствующий концу следующего шага.

Достоинством метода PWS является быстрое действие и отсутствие необходимости в резервировании дополнительной памяти для координат и составляющих скоростей.

Во избежание «самодействия» частиц, т.е. нефизичного ускорения их под влиянием собственного кулоновского поля, формирование функции распределения объемного заряда ρ на основе координат всех макрочастиц в системе по состоянию на конец текущего временного шага, а также на конец следующего шага необходимо проводить по формулам, обратным интерполяционным для электрического поля (5). Как следует из литературы (см., например, [5]), это автоматически гарантирует отсутствие самодействия. Весовые коэффициенты для раздачи заряда в соответствующие узлы сети дискретизации методом PWS имеют вид:

$$W_0 = 1/8 - (t - t_0)/4\Delta t - (z - z_0)/4\Delta z - (r - r_0)/4\Delta r;$$

$$W_1 = 1/8 + (t - t_0)/4\Delta t - (z - z_0)/4\Delta z - (r - r_0)/4\Delta r;$$

$$W_2 = 1/8 - (t - t_0)/4\Delta t + (z - z_0)/4\Delta z - (r - r_0)/4\Delta r;$$

$$W_3 = 1/8 + (t - t_0)/4\Delta t + (z - z_0)/4\Delta z - (r - r_0)/4\Delta r;$$

...

$$W_7 = 1/8 + (t - t_0)/4\Delta t + (z - z_0)/4\Delta z + (r - r_0)/4\Delta r.$$

Как показывает практика [3], метод PWS обеспечивает уровень шумов модели не хуже метода CIC, отличаясь от него меньшим числом операций на одну макрочастицу.

Спектральный анализ выходного сигнала

Алгоритмы спектрального анализа являются важнейшей составной частью спектральных моделей, отличая их от нестационарных. От выбора этих алгоритмов в значительной мере зависит эффективность моделирования, поскольку уменьшение длины временных выборок результатов при сохранении разрешающей способности метода в частотной области или (и) точности оценки частоты отдельных спектральных компонент позволяет существенно снизить затраты на проведение вычислительных работ.

В спектральных моделях ЛБВ и клистронов могут быть использованы те же алгоритмы спектрального и гармонического анализа, что и в моделях приборов М-типа. К ним относятся модифицированный ковариационный метод и метод Прони [9], а также специально разра-

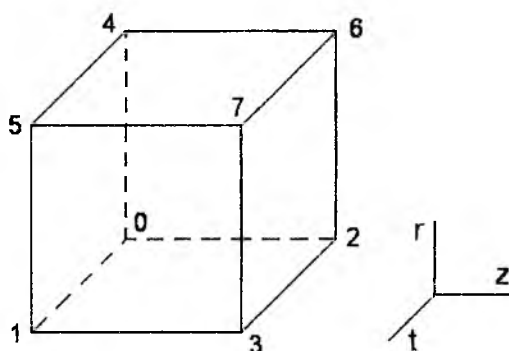


Рис. 2

ботанные для анализа возбуждающего тока алгоритмы гармонической интерполяции [10]. Их возможности, достоинства и недостатки в достаточной мере проанализированы в литературе (см., например, [3]).

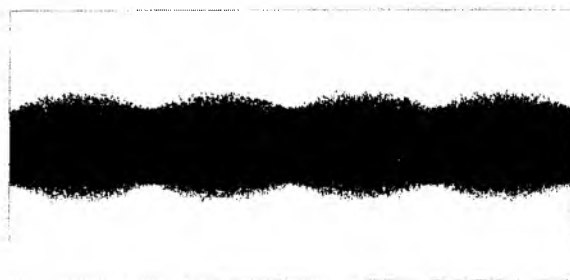
Примеры результатов моделирования

Спектральное моделирование СВЧ-приборов с продольным взаимодействием является обширной научной проблемой, не уступающей по масштабам аналогичному моделированию приборов М-типа. На сегодняшний день получены лишь некоторые предварительные результаты, позволяющие оценить адекватность предложенных в статье моделей. На рис. 3 показана динамика электронного луча в статическом режиме ЛБВ Northrop-Grumman с выходной мощностью 200 Вт и средней частотой рабочего диапазона 4 ГГц [11]. Основные параметры ЛБВ следующие:

- радиус пучка $r_1 = 0,35$ мм;
- внутренний радиус ЭС $r_2 = 1,24$ мм;
- длина пространства взаимодействия $L = 100$ мм;
- ускоряющее напряжение $U_0 = 2,84$ кВ;
- ток пучка $I_0 = 0,17$ А;
- диапазон рабочих частот $f = 3,0 \dots 7,0$ ГГц;
- номинальная индукция магнитного поля $B_0 = 0,095$ Тл.

Рис. 3, *а* получен при пониженном значении индукции фокусирующего магнитного поля $B_0 = 0,045$ Тл, рис. 3, *б* – при номинальной индукции. Видно, что попытка уменьшить вес и внешний радиус прибора в целом за счет уменьшения индукции поля фокусирующей системы принципиально возможна, однако требует исследования влияния периодической статической модуляции радиуса луча на эффективность взаимодействия его с высокочастотным полем ЭС.

На рис. 4 приведены предварительные результаты моделирования динамических режимов однолучевого многорезонаторного пролетного клистрона с выходной мощностью 27 кВт и рабочей частотой 550 МГц (*а*) и указанной выше ЛБВ (*б*). Видна группировка электронного пучка в сгустки высокочастотным полем ЭС. Количество макрочастиц, использованное в обоих расчетах, составляло порядка 10^5 .

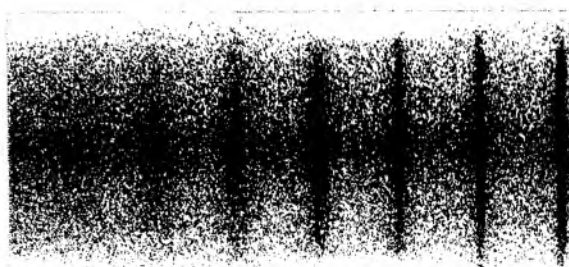


а



б

Рис. 3



а



б

Рис. 4

Выводы

Разработанные спектральные модели однолучевых пролетных клистронов и ЛБВ предназначены для инженерного анализа и оптимизации спектральных характеристик широкого класса СВЧ-приборов, основанных на нелинейном продольном взаимодействии замедленной электромагнитной волны с электронным потоком. В отличие от существовавших ранее алгоритмов численного теоретического анализа аналогичных приборов, спектральный подход к моделированию дает возможность исследования континуальных спектров усиливаемых сигналов в сколь угодно широком частотном диапазоне (вплоть до сверхширокополосных и видеоимпульсов). Это открывает новые возможности для разработки и применения электровакуумных систем в ряде практически важных областей телекоммуникации и радиолокации.

Первоочередными направлениями дальнейших исследований следует считать:

- создание полностью трехмерных (3D) моделей;
- реализацию возможности анализа слабо нерегулярных (“tapered” [11]) в аксиальном направлении систем, поскольку такие системы предлагаются в качестве следующего этапа разработки ЛБВ и клистронов с оптимизированными параметрами и характеристиками;
- разработку неявных схем интегрирования дифференциальных уравнений высоких порядков в частных производных.

Список литературы:

1. Goebel D.M. Development of linear traveling wave tubes for telecommunications applications / D.M. Goebel, R.R. Liou, W.L. Menninger, X. Zhai, E.A. Adler // IEEE Trans. Electron Devices. 2001. V. 48, No. 1. P. 74-81.
2. Грицунов А.В. О спектральном подходе к моделированию СВЧ-приборов // Радиотехника и электроника. 2004. Т. 49, № 7. С. 882-885.
3. Грицунов А.В. Возбуждение электромагнитных колебаний произвольного спектрального состава замкнутыми электронными потоками в системах со скрещенными полями : автореф. дис. ... д-ра физ.-мат. наук : 13.06.2006 / А.В. Грицунов. Харьков : ИРЭ НАНУ им. А.Я. Усикова, 2006. 36 с.
4. Грицунов А.В. Методы расчета нестационарных негармонических полей в направляющих электродинамических системах / А.В. Грицунов // Радиотехника и электроника. 2007. Т. 52, № 6. С. 645-661.
5. Рошаль А.С. Моделирование заряженных пучков. Москва : Энергоатомиздат, 1974. 224 с.
6. Васянович А.В. Моделирование распространения сверхширокополосных электромагнитных импульсов в дисперсных электродинамических линиях / А.В. Васянович, В.П. Герасимов, А.В. Грицунов, И.В. Руженцев // Радиотехника. 2007, Вып. 150. С. 55-59.
7. Грицунов А.В. К решению уравнения Пуассона для цилиндрической области взаимодействия / А.В. Грицунов, И.Н. Бондаренко, В.П. Карнаушенко, М.И. Пятайкина, А.В. Сова // Радиотехника. 2019. Вып. 196. С. 145-152.
8. Васянович А.В. Общие принципы построения спектральных моделей СВЧ-приборов / А.В. Васянович, А.В. Грицунов, А.Н. Никитенко, М.О. Хорунжий // Радиотехника. 2003. Вып. 131. С. 101-110.
9. Марпл-мл. С.Л. Цифровой спектральный анализ и его приложения. Москва : Мир, 1990. 584 с.
10. Gritsunov A.V. Harmonic Decomposition of an Exciting Current in Simulation of the Electron Devices / A.V. Gritsunov, L.Y. Turenko // Telecomm. and Radio Engineering. 2002. V. 58, No. 11-12. P. 56-67.
11. Freund H.P. Theory of helix traveling wave tubes with dielectric and vane loading / H.P. Freund, E.G. Zaidman, T.M. Antonsen, Jr. // Phys. Plasmas. 1996. V. 3, No. 8. P. 3145-3161.

Харьковский национальный
университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 02.06.2019

*И.В. БАРЫШЕВ, д-р техн. наук, К.А. ЩЕРБИНА, канд. техн. наук,
Е.П. МСАЛЛАМ, канд. техн. наук, К.Н. НЕЖАЛЬСКАЯ, канд. техн. наук,
М.А. ВОНСОВИЧ, О.С. ИНКАРБАЕВА*

РЕЗУЛЬТАТЫ КОМПЬЮТЕРНОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ ТЕСТОВЫХ СИГНАЛЬНЫХ МОДЕЛЕЙ ПАССИВНЫХ ПОМЕХ ПРИ АНАЛОГО-ЦИФРОВОМ ПРЕОБРАЗОВАНИИ

Введение

В современных береговых радиолокационных станциях (БРЛС) с цифровой обработкой координатной информации постоянно действуют различные процедуры тестового контроля работы алгоритмов программно-математического обеспечения (ПМО), основная задача которых состоит в текущей оценке погрешностей определения радиолокационных координат и величины смещения сопровождаемого объекта от оси фарватера со среднеквадратическими ошибками не хуже требуемых. Например, при разрешающей способности БРЛС по дальности не хуже 15 м (длительность зондирующего импульса $\tau_{\text{и}} = 0,1 \text{ мкс}$) и ширине диаграммы направленности в азимутальной плоскости не более 0,5 град среднеквадратические отклонения ошибки не должны превышать: по дальности – 7 м; по азимуту (пеленгу) – 0,1 град.

При этом среднеквадратическая ошибка определения смещения судна от продольной оси фарватера в зависимости от дальности и ракурса лежит в пределах 5 м на дальностях до одной мили и ракурсе $\pm 90^\circ \pm 30^\circ$, на дальности 10 миль и том же ракурсе ошибка смещения составляет примерно 14 м [1 – 3].

Процедура тестовой проверки способности алгоритмов ПМО должна обеспечивать требуемые среднеквадратические ошибки и достаточно сложна. Обычно она выполняется с использованием одного из двух методов:

а) прямой или «абсолютный» метод, выполнение которого требует применения дополнительной измерительной системы, обеспечивающей «эталонные» измерения параметров траектории движения судна, точность которых на порядок выше точности радиолокационных измерений;

б) косвенный или «относительный» метод, выполнение которого требует подбора траекторий движения судов, параметры которых по геометрической конфигурации мало отличаются от геометрического профиля центральной линии фарватера. При этом в процессе тестирования необходимо выбирать нормальные метеоусловия и нулевую бальность морского волнения.

Дальнейшее совершенствование и расширение функциональных возможностей ПМО, его универсализации, оперативности, адаптации к изменяющейся помеховой обстановке предопределяют существенное улучшение тактико-технических характеристик современных береговых РЛС [4 – 7].

В частности, это относится к программной реализации современных средств помехоподавления, основанных на извлечении информации о помеховой обстановке непосредственно из радиолокационных наблюдений: например адаптивной ВАРУ, оптимизации цифровой внутрипериодной и межпериодной обработки с целью автоматической регулировкой уровня ложных тревог по дальности, межпериодного подавления нерегулярных дискретных помех с применением статистических процедур и т.д.

Вместе с тем необходимо решать практические задачи, связанные с конкретным назначением и использованием БРЛС, определяемыми реальными условиями и возможностями (геометрическими параметрами зоны обслуживания типами судов, условиями размещения сооружений и оборудования) [8, 9].

В настоящей статье представлены результаты решения задачи эвристического синтеза тестовых сигнальных моделей пассивных помех при аналого-цифровом преобразовании выходного видеосигнала аналоговой части БРЛС с учетом оговоренных выше особенностей конкретного функционирования [10, 11].

Результаты компьютерного моделирования

Исходные данные для моделирования выбирались с использованием тактико-технических характеристик береговых РЛС [12]. Моделирование осуществлялось для цифровых моделей упрощенного вида, хорошо соответствующих реальным условиям функционирования БРЛС в пределах изменения дальностей до 5 км и азимутальных углов в пределах 10с. Удельная эффективная площадь рассеивания (ЭПР) морской поверхности считалась постоянной величиной, находящейся в пределах -30 -50 дБ. Среднеквадратическое отклонение флуктуаций удельной ЭПР моря выбиралась в пределах 4-8 дБ. В качестве технических характеристик БРЛС и их величин были выбраны:

- импульсная мощность излучения $P_u = 10^4$ Вт;
- длительность зондирующего импульса $\tau_u = 0,1$ мкс;
- длина волны излучения $\lambda = 0,03$ м;
- дистанция «мертвой» зоны $R_0 = 100$ м;
- ширина диаграммы направленности:
в азимутальной плоскости $\theta_\Gamma = 1^\circ$,
- в угломестной плоскости $\theta_B = 25^\circ$;
- дискретность отсчетов АЦП по дальности $\Delta D = 15$ м;
- общее число отсчетов дальности $N = 512$;
- коэффициент усиления антенны РЛС $G_\Gamma = 30$ дБ;
- скорость света в вакууме $c = 3 \times 10^8$ м/с;
- общее число отсчетов азимута $M = 100$;
- дискретность отсчетов азимута $\Delta \phi = 0,5^\circ$.

Одномерная цифровая тестовая модель радиолокационных отражений от взволнованной морской поверхности

При цифровом моделировании одномерной модели радиолокационных отражений от морской поверхности использовалось упрощенное соотношение (1) без учета флуктуаций удельной ЭПР

$$|I(i\Delta D)| = \frac{P_u G}{(4\pi)^2} \times 10^{\frac{\sigma^0}{10}} \times \frac{\theta_\Gamma c \tau_u}{2(R_0 + i\Delta D)^3}, \quad (1)$$

а также с учетом флуктуаций

$$|I(i\Delta D)| = \frac{P_u G}{(4\pi)^2} \times 10^{\frac{\sigma^0 + S_i}{10}} \times \frac{\theta_\Gamma c \tau_u}{2(R_0 + i\Delta D)^3}.$$

При этом модельные флуктуации для каждого i -го отсчета формировались, как флуктуации удельной ЭПР морской поверхности в виде одномерного быстроменяющегося случайного процесса

$$S_i = |\bar{\sigma}^0| - \text{rnd}\left(2|\bar{\sigma}^0|\right), \quad (2)$$

где $rnd\left(2\left|\tilde{\sigma}^0\right|\right)$ – равномерная выборка случайных чисел с логонормальным законом распределения в заданном интервале их максимального и минимально значения, и медленно меняющегося одномерного случайного процесса с прореживанием тактовых отсчетов АЦП в 10 раз:

$$S_i=\frac{2}{T+1}\sum_{j=0}^TS_{i+j},$$

где $T=10$, $i=0...N-T$; $\left|\tilde{\sigma}\right|$ – СКО флуктуаций удельной ЭПР в дБ.

На рис. 1 *а, б* представлены результаты моделирования при $\sigma^0=-40$ дБ, значениях СКО флуктуаций морской поверхности – 4, 8 дБ и изменении дальности $i=500$.

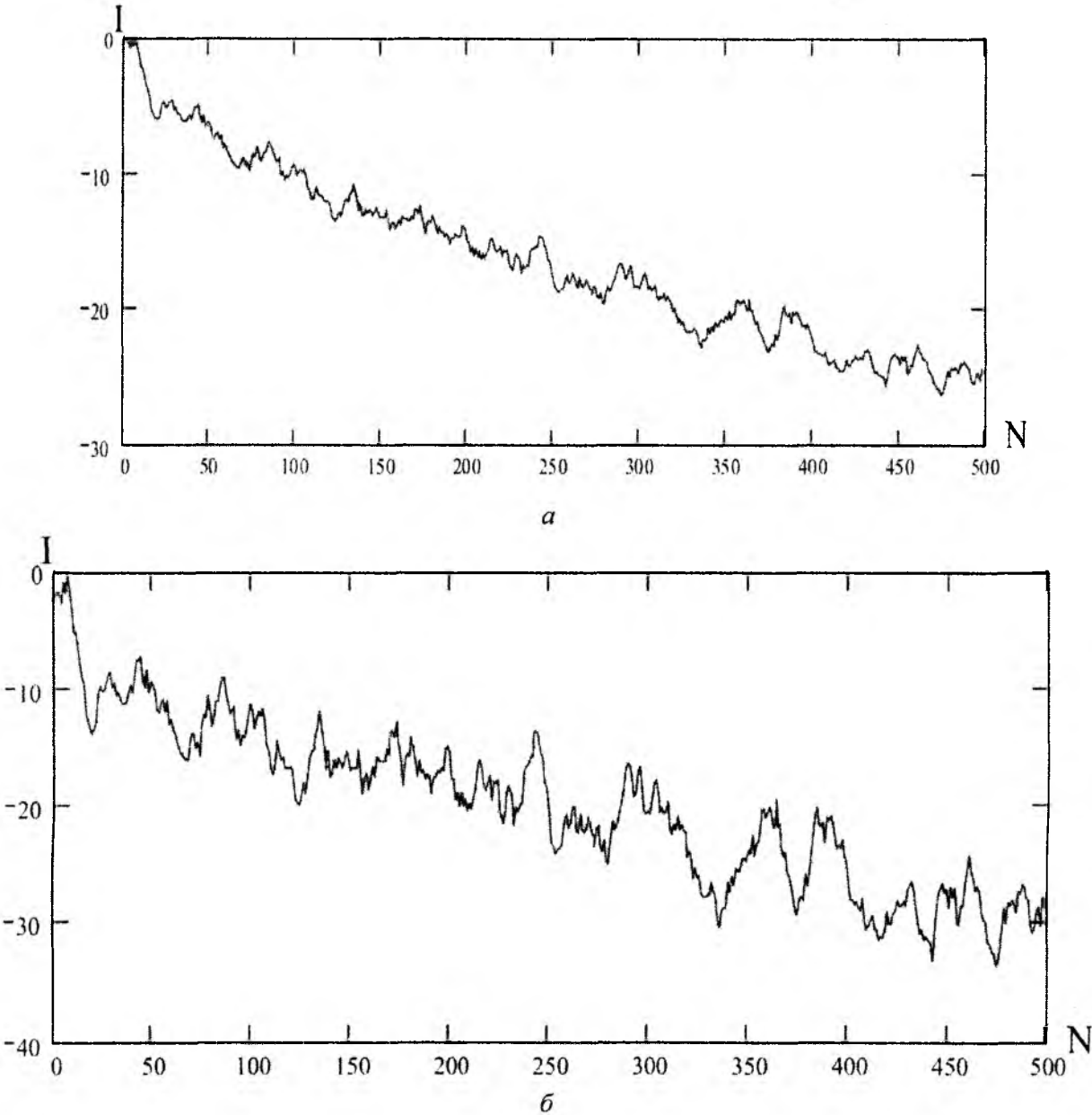


Рис. 1. Цифровая тестовая модель при $\sigma=-40$ дБ : *а* – $\left|\tilde{\sigma}^0\right|=4$ дБ, $A=4\cdot10^{-8}$; *б* – $\left|\tilde{\sigma}^0\right|=8$ дБ, $A=4\cdot10^{-8}$

Как видно из приведенных на рис. 1 *а, б* зависимостей, величина флуктуаций удельной ЭПР оказывает сильное влияние на форму радиолокационных отражений от взволнованной морской поверхности.

Двумерная цифровая тестовая модель радиолокационных отражений, создаваемых взволнованной поверхностью

Компьютерное моделирование данной цифровой модели выполнялось в следующем порядке.

1. При выбранных ранее исходных данных о параметрах береговой РЛС были смоделированы одномерные отсчеты интенсивности I_i , как функции дальности на периоде зондирования без учета флуктуаций удельной ЭПР.

$$I_i = \frac{P_u G}{(4\pi)^2 (R_0 + i\Delta D)^3} 10^{\frac{\sigma^0}{10}}$$

Результаты моделирования приведены на рис. 2.

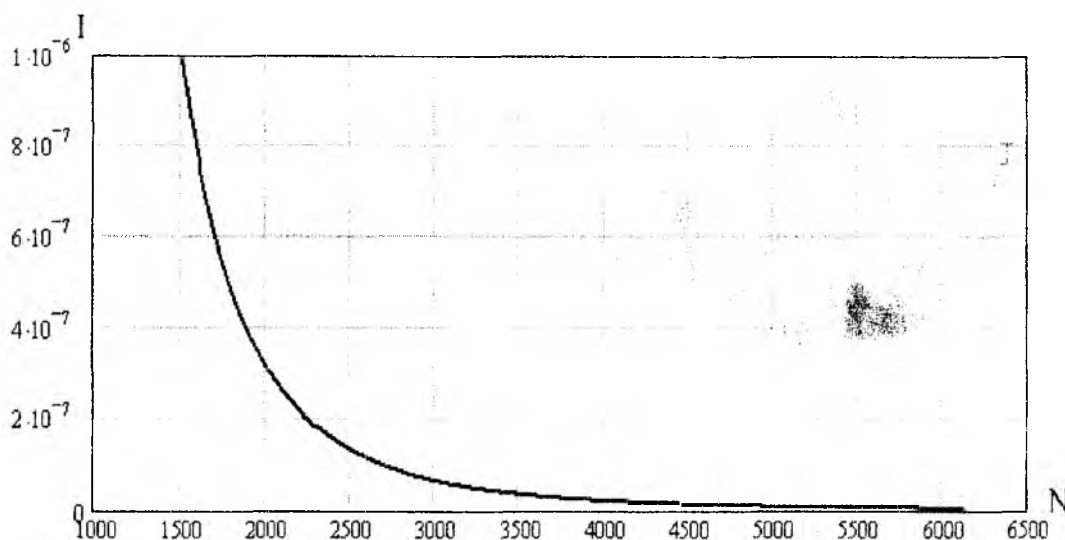


Рис. 2. Отсчеты интенсивности сигнала отраженного от морской поверхности для фиксированного азимута

2. Полученный результат использовался для формирования двумерного цифрового профиля отсчетов интенсивности I_{ij} в диапазоне изменения азимута $\theta = 0 \div 100^\circ$. Результаты моделирования приведены на рис. 3 *а, б, в*. На рис. 3, *а* показан двухмерный профиль без учета главного хода волн; на рис. 3, *б* показан двухмерный профиль с учетом главного хода волн; на рис. 3, *в* показан тот же профиль, но с использованием логарифмического масштаба по координате интенсивностей.

3. На этом этапе моделировались флуктуации удельной ЭПР морской поверхности

$$S_{ij} = \frac{2}{T+1} \sum_{K=0}^{20} \left(\tilde{\sigma}^0 - \text{rnd} \left(2 \times \tilde{\sigma}^0 \right) \right),$$

где $\text{rnd} \left(2 \times \tilde{\sigma}^0 \right)$ – равномерная выборка случайных чисел с логонормальным законом распределения в заданном интервале $\left| 2 \times \tilde{\sigma}^0 \right|$, $\left| \tilde{\sigma}^0 \right| = 2$ дБ.

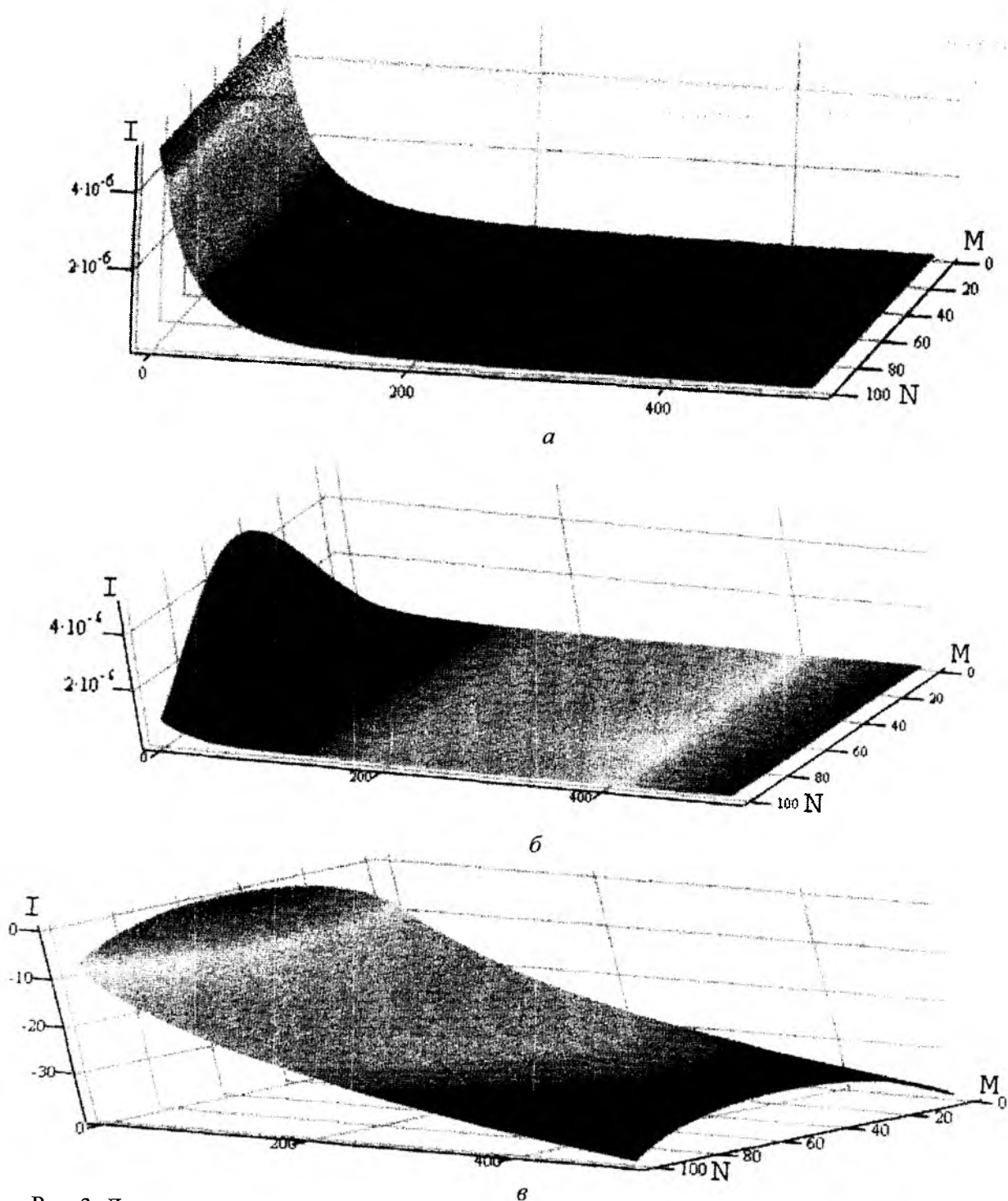


Рис. 3. Двумерный опорный профиль интенсивностей локальных источников рассеивания

На рис. 4 и 5 показаны произвольные одномерные срезы флуктуаций удельной ЭПР по дальности и азимуту.

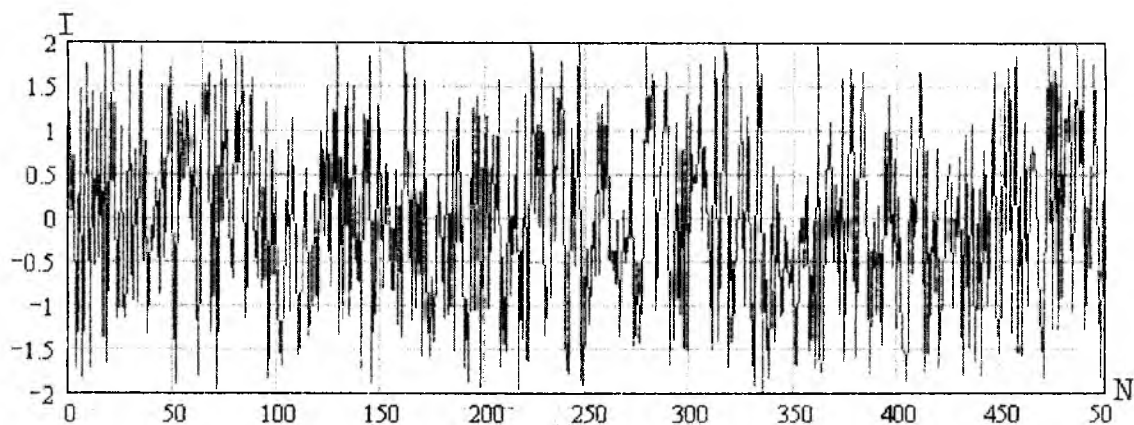


Рис. 4. Срез по дальности для быстро меняющегося процесса флуктуаций ЭПР

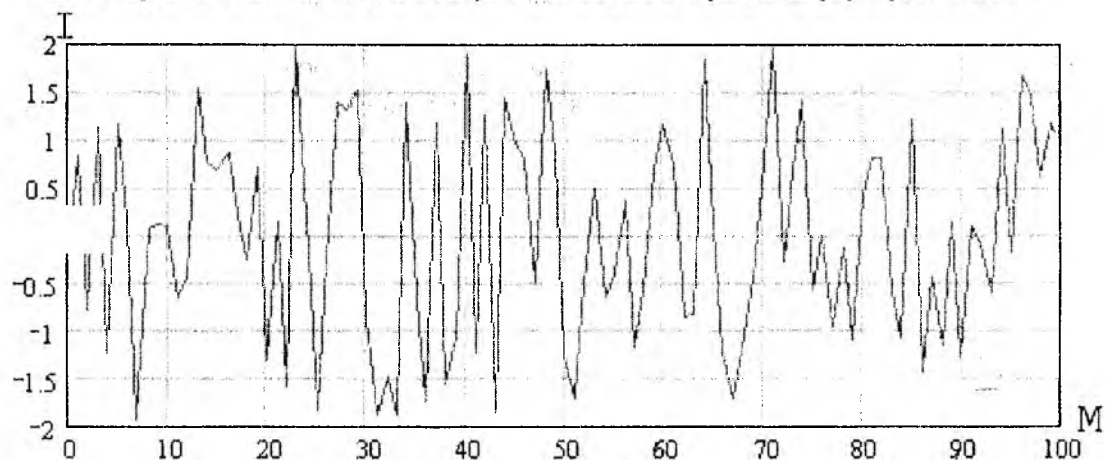


Рис. 5. Срез по азимуту

На рис. 6 и 7 показаны произвольные срезы флуктуаций удельной ЭПР по дальности и азимуту с коэффициентом прореживания отсчетов $T = 20$, которые условно названы медленно меняющимися. Расчет флуктуаций удельной ЭПР выполнялся в соответствии с выражением

$$S_{ij} = \frac{2}{T+1} \sum_{K=0}^{20} \left(\tilde{\sigma}^0 - \text{rnd} \left(2 \times \tilde{\sigma}^0 \right) \right).$$

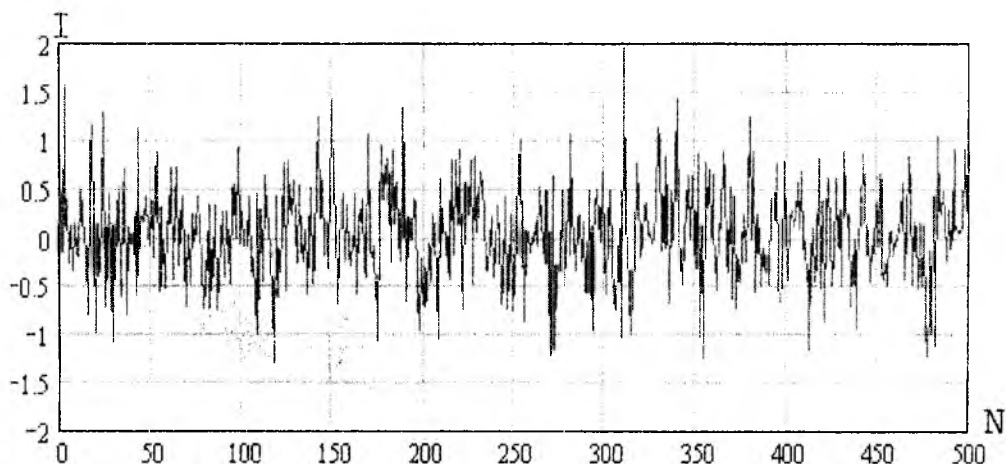


Рис. 6. Срез по дальности для медленно меняющегося процесса флуктуаций ЭПР

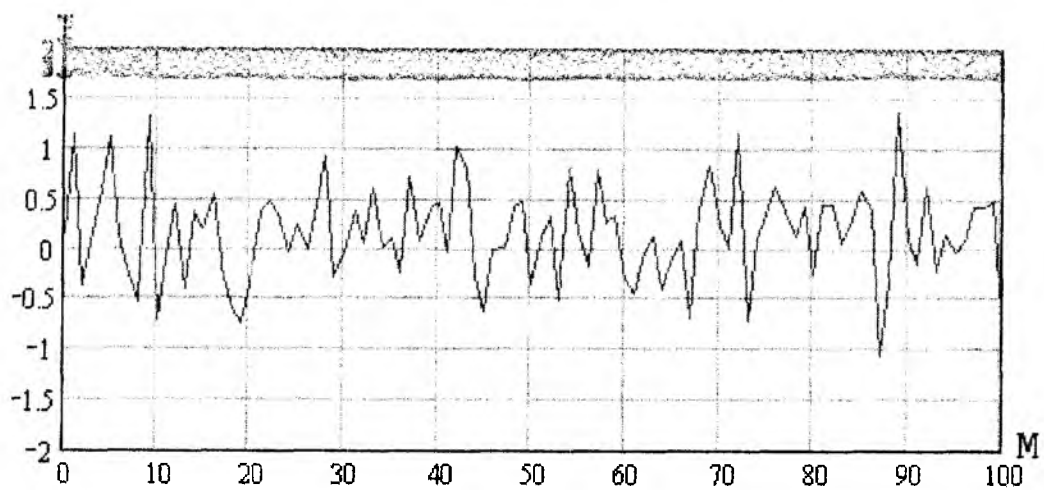


Рис. 7. Срез по азимуту для медленно меняющегося процесса флуктуаций удельной ЭПР

4. На последнем этапе моделирования выполнялось цифровое суммирование двумерного профиля интенсивности и медленных флуктуаций удельной ЭПР. Результаты суммирования приведены на рис. 8 и 9.

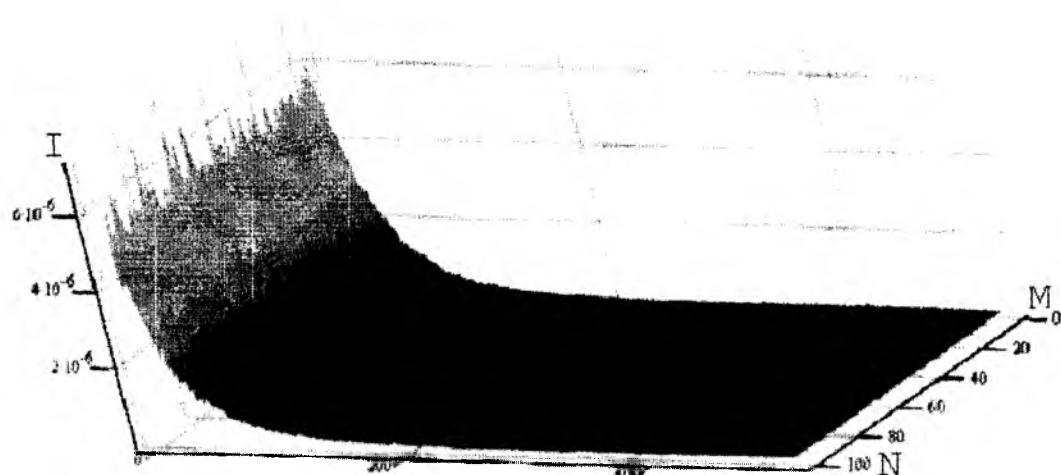


Рис. 8. Отраженный от морской поверхности сигнал с наложенной помехой

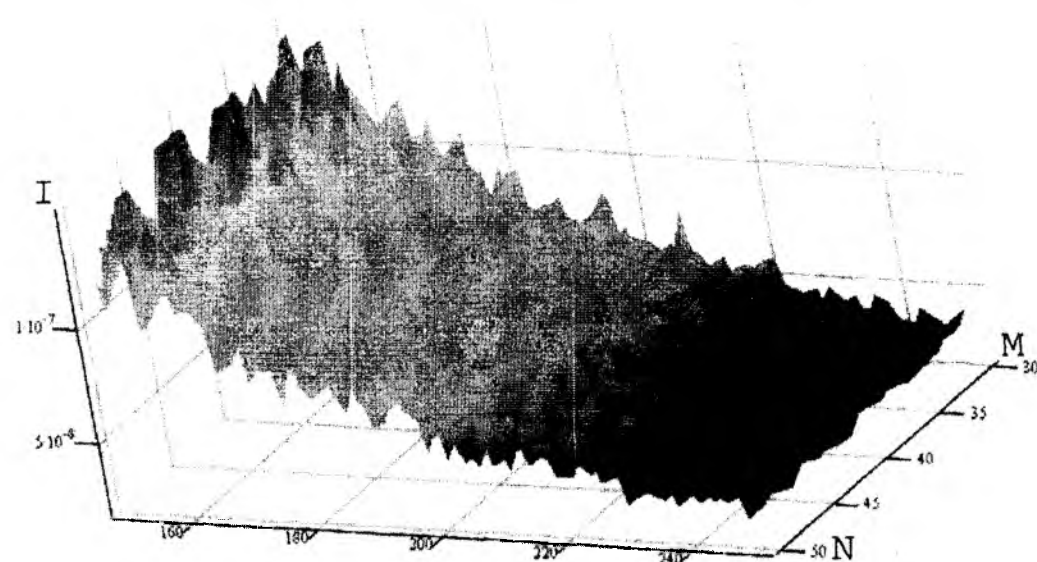


Рис. 9. Фрагмент радиолокационных отражений от взволнованной морской поверхности

Заключение

На основе анализа теоретической модели многолучевого канала с рассеянием и моделей помех от подстилающей поверхности, конкретизированных для взволнованной морской поверхности, а также помех от гидрометеорообразований в виде дождевых осадков, разработаны (синтезированы) на эвристическом уровне цифровые сигнальные модели радиолокационных отражений для одномерной и двумерной структурно-физической модели сигнала. Проанализирована возможность практической реализации упрощенной тестовой модели радиолокационного зондирования морской поверхности реальной береговой РЛС.

При разработке цифровых моделей учтены особенности функционирования береговых РЛС, их технические и тактические характеристики, состояние морской поверхности, воздействие метеоусловий. К числу основных результатов можно отнести следующие:

- на основе существующих радиофизических моделей рассеяния радиолокационных сигналов от морской поверхности разработаны (синтезированы) тестовые сигнальные цифровые модели, учитывающие особенности аналого-цифрового преобразования видеосигнала;
- предложены упрощенные цифровые тестовые модели радиолокационных отражений от морской поверхности, учитывающие особенности функционирования БРЛС;
- разработаны упрощенные цифровые модели радиолокационных отражений от гидрометеорообразований (дождевых осадков);
- проведено компьютерное моделирование упрощенных тестовых моделей радиолокационных сигналов, отраженных морской поверхностью;
- результаты выполненных исследований в дальнейшем будут использованы при решении задачи определения координат местоположения протяженных морских объектов, и кроме того они могут быть использованы при решении аналогичных задач при разработке цифровой радиолокационной техники.

Список литературы:

1. Штагер Е.А. Рассеяние радиоволн на телах сложной формы. Москва : Радио и связь, 1986. 184 с.
2. Кобак В.О. Радиолокационные отражатели. Москва : Сов. радио, 1975. 248 с.
3. Kulemin G.P. Millimeter-wave radar targets and clutter, Boston (USA), Artech House, 2003.
4. Wilson I.D. Probability of detection aircraft targets // IEEC Trans. Aerosp. Electr. Syst. 1972. AES-8. №6. P. 757-762.
5. Vonsovich M. A. The phase-locked loop system with combined control of the variable-frequency oscillator / M.A. Vonsovich, V. V. Pechenin, K. A. Shcherbina, E.P. Msallam // Telecommunications and Radio Engineering. 2017. Vol. 76. №15 C. 1617-633.
6. Кулемин Г.П., Горошко Е.А. Модель помехи, создаваемой обратным рассеянием от моря, в диапазоне частот 1-100 ГГц // Радиофизика и электроника. 2002. Т.6, №2-3. С. 226-234.
7. Ван-Трис Г. Теория обнаружения, оценок и модуляции ; пер. с англ. Т.3. Москва : Сов. радио, 1977. 662с.
8. Volosyuk V.K. Phenomenological description of coherent radar images based on concepts of the measure of set and stochastic integral / V.K. Volosyuk, S.S. Zhila, D.V. Kolesnikov // Telecommunications and Radio Engineering. 2019. Vol. 78. №1. P. 19-30.
9. Koshevoy N.D. Optimum planing of experiment in manufacturing the electronic equipment / N.D. Koshevoy, E.M. Kostenko, V.A. Gordienko, V.P. Syroklyn // Telecommunications and Radio Engineering. 2011. Vol. 70. №8. P. 731-734.
10. Мсаллам Е.П., Печенин В.В. Эвристический синтез цифровой модели радиолокационного сигнала, рассеянного совокупностью протяженных объектов // Радиоэлектронные и компьютерные системы. Харьков : ХАИ, 2004. №2. С. 16-21.
11. Печенин В.В., Мсаллам Е.П., Усиченко А.В. Цифровая модель радиолокационного сигнала, рассеянного подстилающей водной поверхностью под малым углом скольжения // Вестник Нац. техн. ун-та «ХПИ». Сб. науч. тр. «Системный анализ, управление и информационные технологии». Харьков, 2004. №36. С. 100-104.
12. Vonsovich M. A. Development and studying of the channel for forced tuning of the Doppler tracking filter of the FM-Signal, reflected from a substrate surface / M.A. Vonsovich, V. V. Pechenin, K. A. Shcherbina // Telecommunications and Radio Engineering. 2016. ol. 15. №15. С. 1343-1353.

ОЦЕНКА ЧАСТОТЫ СИГНАЛА ПРИ АДАПТИВНОМ ПОДАВЛЕНИИ ПОМЕХ В СИСТЕМАХ АКУСТИЧЕСКОГО ЗОНДИРОВАНИЯ АТМОСФЕРЫ

Введение

Системы акустического зондирования атмосферы (САЗ) являются недорогим и оперативным средством дистанционного мониторинга нижней атмосферы. На протяжении ряда лет САЗ применяются для решения научно-практических задач метеорологии, таких как определение скорости ветра, температуры, влажности атмосферы на заданной высоте в заданные моменты времени. Основным фактором, ограничивающим эффективность работы систем акустического зондирования, является внешний шум, принимаемый антенной.

Используемые ранее средства и методы защиты от помех содаров (звукозащитные бленды, укрытия различного рода) имеют ряд недостатков: большие габаритные размеры и вес, сложность транспортировки, недостаточная степень защиты от помех, попадающих в главный и боковой лепестки диаграммы направленности. Все это в значительной степени влияет на качественные показатели системы в целом.

Предпосылки развития акустического зондирования атмосферы заложены трудами советских ученых в 1940 – 1960 гг. Теория рассеяния звука на турбулентности впервые была предложена в 1941 г. А.М. Обуховым [1] и получила дальнейшее развитие в работах В.И. Татарского [2], А.С. Моница [3] и экспериментально проверена М.А. Калистратовой [4]. В России работы по исследованию акустических волн выполняются в институтах Российской академии наук – Институте оптики атмосферы, Институте радиотехники и электроники, Институте физики атмосферы, а в Украине – в Харьковском национальном университете радиоэлектроники (ХНУРЭ) [5 – 7].

Анализ результатов экспериментов по исследованию влияния нормального белого шума и коррелированной стационарной помехи на оценку центральной частоты позволяет сделать следующие выводы:

- влияние помехи типа белого шума на оценку центральной частоты незначительно и при усреднении по спектрам практически устранимо;
- наличие одномодовой коррелированной помехи смещает оценку центральной частоты полезного сигнала в сторону частоты моды помехи;
- возможность разрешения сигнала и помехи зависит от разности частот их мод, длины реализации и длины применяемого окна. Даже при хорошем разрешении сигнала и помехи, на оценку центральной частоты существенное влияние оказывает наличие коррелированной помехи;
- влияние помехи растет с уменьшением ширины ее спектра;
- проведенные исследования указывают на необходимость разработки и использования эффективных методов борьбы с коррелированными случайными помехами.

Помехи, действующие на САЗ, нестационарные во времени, часто быстро меняют свой спектр. Их статистические характеристики зависят: от типа источника помех, характера движения источника (например, взлет, посадка, рулежка самолета), от его удаленности до приемных антенн САЗ и других факторов. Поэтому для подавления помех необходимо применять эффективные адаптивные фильтры [8].

Синтез обеляющего РФ фильтра

Как показывают теоретические и экспериментальные исследования, для эффективного подавления помех целесообразно использовать решетчатые фильтры (РФ). Поиск методов рекуррентного вычисления коэффициентов авторегрессии (АР) привел к разработке алго-

ритма Левинсона – Дарбина. Алгоритм Левинсона – Дарбина для действительного сигнала можно представить в виде [9]

$$K^k = \Phi_k^k = - \left(R_k + \sum_{i=1}^{k-1} \Phi_i^{k-1} R_{k-i} \right) / (\sigma_a^{k-1})^2, \quad k = 2 \div p$$

$$\Phi_i^k = \Phi_i^{k-1} + \Phi_k^k \Phi_{k-i}^{k-1}, \quad 1 \leq i \leq k-1$$

$$(\sigma_a^k)^2 = \left(1 - |\Phi_k^k|^2 \right) (\sigma_a^{k-1})^2,$$

где Φ_i^p – коэффициенты АР модели p -го порядка, K^k – коэффициенты усиления (отражения) k -го звена РФ, R_k – значения функции корреляции сигнала, $(\sigma_a^p)^2$ – значения дисперсии ошибки прямого предсказания. Инициализация алгоритма описывается соотношениями

$$\Phi_1^1 = -R_1/R_0, \quad (\sigma_a^1)^2 = \left(1 - |\Phi_1^1|^2 \right) R_0.$$

Алгоритм Левинсона – Дарбина позволяет также получить структуру РФ.

Работа фильтра описывается выражениями

$$a_t^k = a_t^{k-1} - K^{k-1} d_{t-1}^{k-1}, \quad (1)$$

$$d_t^k = d_{t-1}^{k-1} - K^{k-1} a_t^{k-1}, \quad (2)$$

где d_t^k – ошибка обратного предсказания на выходе k -го звена РФ. Для действительного сигнала справедливы соотношения

$$(\sigma_a^k)^2 = (\sigma_d^k)^2.$$

Уравнения (1) и (2) дают возможность получить структуру обеляющего решетчатого фильтра (РФ) p -го порядка, изображенную на рис. 1. При поступлении сигнала на вход фильтра на выходе каждого звена появляются ошибки предсказания вперед и назад.

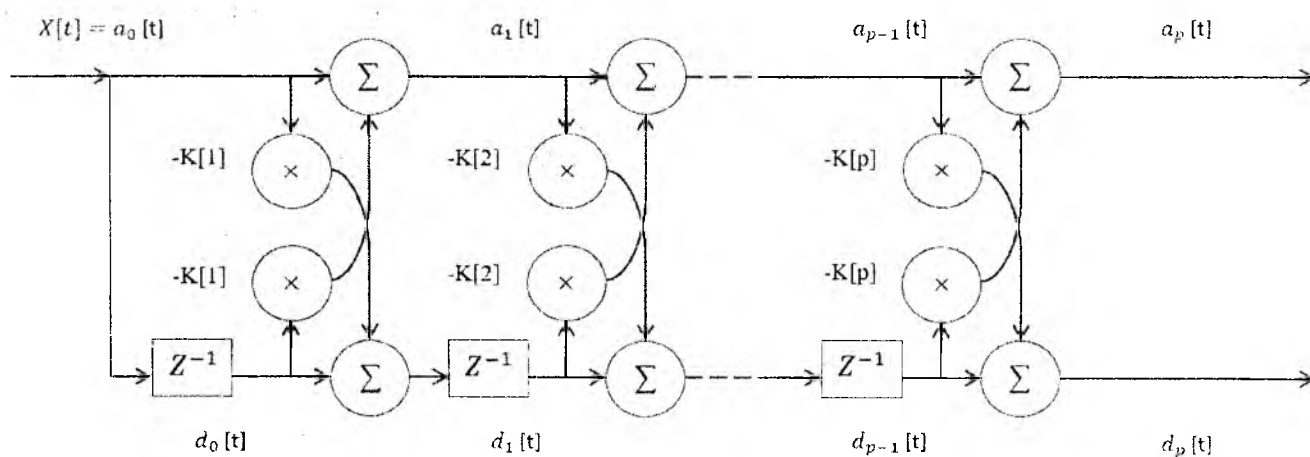


Рис. 1

РФ, коэффициенты отражения которого определяются с помощью алгоритма Левинсона – Дарбина, минимизируют дисперсию ошибки предсказания. Это важное свойство РФ используется для целей подавления коррелированных акустических помех.

Решетчатая структура фильтра предсказания по методу наименьших квадратов определяется статистиками второго порядка входного сигнала. На практике помеховые акустиче-

ские сигналы, как правило, нестационарные и имеют меняющиеся во времени статистики. В подобных случаях процесс вычисления коэффициентов фильтра предсказания приходится часто повторять, следя за изменяющимися спектрально-корреляционными свойствами помех. Эта задача предсказания временного ряда без предварительного знания его корреляционных свойств называется адаптивным предсказанием. Для РФ были получены блочные и пошаговые методы адаптивного предсказания. В данной работе исследуется пошаговый адаптивный алгоритм на основе РФ с помеховым каналом при работе с имитационными акустическими помехами системы САЗ.

Основные достоинства РФ проявляются при адаптивной фильтрации. Скорость адаптации РФ превосходит скорость адаптации авторегрессионного фильтра прямой реализации. Это объясняется тем, что РФ приводит к ортогонализации входного сигнала и некоррелированности оценок коэффициентов отражения.

В устройствах подавления шумов для извлечения информации используется сумма информационного сигнала и помехи, а также опорный или помеховый канал с шумом. Рекурсивный метод наименьших квадратов для связанных процессов обеспечивает очень быстрое отслеживание или адаптацию при подавлении помехи.

Когда один процесс

$$y_t = Y_t - x_t, \quad (3)$$

где Y_t – смесь коррелированной помехи x_t и сигнала, необходимо оценить по данным наблюдения за связанным с ним процессом

$$X_t = x_t + e_t, \quad (4)$$

где e_t – белый шум, то можно объединить эти процессы в один процесс и обработку его реализовать с помощью РФ. Аддитивный белый шум e_t в помеховом канале влияет на уровень коррелированности сигналов в обоих каналах, который связан также с различием амплитудно-частотных характеристик при прохождении сигнала в информационном и помеховом каналах, наличием дополнительных шумов в этих каналах.

Экспериментальные исследования оценки частоты сигнала в условиях помех

При работе САЗ важное значение имеет точность оценки частоты отраженного сигнала при воздействии акустических помех. По доплеровскому сдвигу частоты отраженного сигнала в САЗ определяют скорость ветра в приземных слоях атмосферы. В данной работе методом имитационного моделирования оценивалась средняя частота пика спектральной плотности мощности (СПМ) полезного сигнала при воздействии коррелированных помех. Для подавления коррелированной помехи использовался адаптивный РФ. Для адаптации РФ применялся алгоритм на основе градиентного спуска. Частота пика спектра определялась по АР параметрической оценке СПМ ковариационным методом [9]. Параметрическая оценка СПМ сигнала вычислялась по формуле

$$P(f) = D_a / \left| 1 - \sum_{i=1}^p \Phi_i e^{-j2\pi f T} \right|^2, \quad (5)$$

где D_a – дисперсия ошибки предсказания, Φ_i – коэффициенты АР анализируемого сигнала. Коэффициенты АР были получены методом наименьших квадратов, применительно к задаче линейного предсказания, с помощью системы уравнений Юла – Уокера. В помеховом канале присутствовала коррелированная помеха и аддитивный белый шум (4), в информационном канале присутствовал оцениваемый полезный сигнал и та же аддитивная помеха (3). Полученные оценки усреднялись по 100 экспериментам. Имитационный полезный сигнал и коррелированная помеха получен с помощью формирующих АР фильтров с заданными частотами пиков, методом, описанным в [10].

В таблице представлены выборочные оценки частоты пика сигнала и среднеквадратическое отклонение (СКО) оценки при отсутствии помехи и шума в зависимости от длины выборки при трех различных ширинах полос сигнала. Задаваемая частота пика сигнала во всех экспериментах составляла 5000 Гц. Погрешность возникала как при генерации имитационного сигнала ограниченной длины, так и в процессе оценивания частоты пика сигнала по параметрической СПМ. Данные, приведенные в таблице, показывают, что в диапазоне длин выборок от 100 до 1300 отсчетов, оценка средней частоты пика примерно одинакова. С ростом ширины полосы сигнала и с уменьшением длины выборки растет значение среднего квадратического отклонения, что представляется естественным. Таким образом, можно полагать, что применяемый метод генерации сигнала и оценка частоты пика сигнала, дают довольно точный результат и не влияют на полученные далее оценки частоты пика сигнала в присутствии помех и белого шума.

Длина выборки	100	300	500	700	900	1100	1300
Ширина полосы	50	50	50	50	50	50	50
Оценка частоты	4998	5001	5004	5001	5000	5001	5001
СКО	67	23	15	12	10	10	10
Ширина полосы	200	200	200	200	200	200	200
Оценка частоты	5005	5007	5005	5002	5000	5003	5001
СКО	88	40	27	26	22	17	15
Ширина полосы	500	500	500	500	500	500	500
Оценка частоты	5004	5001	5008	5003	4999	5000	5001
СКО	135	65	44	39	37	28	31

При отсутствии белого шума в помеховом канале, помехи в обоих каналах сильно коррелированы и могут быть полностью компенсированы. Наличие белого шума снижает взаимную корреляцию этих помех, что приводит к неполной компенсации помех и, как следствие, к ошибкам в оценивании частоты пика сигнала. График, представленный на рис. 2, демонстрирует влияние отношения помеха-белый шум в децибелах на величину взаимной корреляции помех в информационном и помеховом каналах. Как показали эксперименты, снижение уровня корреляции помех в обоих каналах приводит к росту ошибок при оценивании частоты пика сигнала.

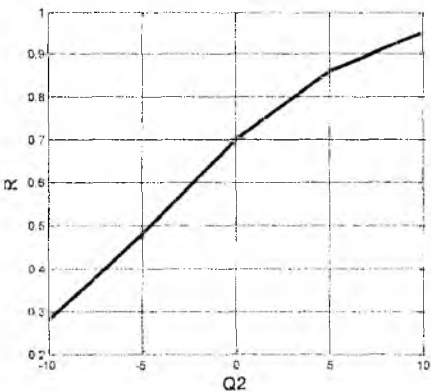


Рис. 2

В следующей серии экспериментов оценивалась частота полезного сигнала и влияние на нее уровня белого шума в помеховом канале относительно мощности помехи. Снижение уровня шума приводит к росту взаимной корреляции помех в информационном и помеховом каналах, а следовательно, ведет к росту подавления помехи. При росте подавления помехи точность оценивания частоты сигнала возрастает.

Для повышения точности оценивания частоты полезного сигнала не учитывались значения оценок частоты, превышавших отклонение частот от среднего значения оценки частоты сигнала 5000 Гц на 500 Гц. Такие отклонения считались выбросами и при оценках игнорировались. Таким образом, не учитывались значительные порывы ветра, которые с большой

вероятностью могли оказаться фиктивными, связанными с ошибками измерения в процессе параметрической оценки СПМ.

На рис. 3 представлены результаты оценки частоты полезного сигнала при воздействии шума в помеховом канале при частотах пиков СПМ сигнала 5000 Гц и помехи 4000 Гц, 1 – при отношении сигнал-помеха $Q1=10$ дБ, 2 – при отношении сигнал-помеха $Q1=0$ дБ, 3 – при отношении сигнал-помеха $Q1=-5$ дБ. Как видно из графика на рис. 4, с ростом уровня белого шума в помеховом канале точность оценки средней частоты сигнала снижается. Для генерации сигнала и получения оценки частоты использовалась выборка длиной 100 отсчетов. Частота помехи во всех экспериментах составляла 4000 Гц, а ее ширина полосы 300 Гц. Частота полезного сигнала равнялась 5000 Гц, а ширина полосы полезного сигнала была 200 Гц.

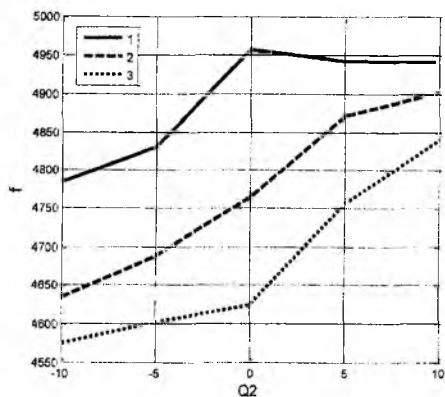


Рис. 3

На рис. 4 представлены результаты оценки частоты полезного сигнала при воздействии шума в помеховом канале при частоте пика сигнала 5000 Гц, помехи 4000 Гц, 1 – при ширине полосы помехи 50 Гц, 2 – при ширине полосы помехи 300 Гц, 3 – при ширине полосы помехи 500 Гц. В этой серии экспериментов исследовалось влияние ширины полосы помехи на точность оценки частоты пика сигнала. Длина выборки составляла 100 отсчетов, ширина полосы сигнала 200 Гц. Как видно из рис. 5, с ростом ширины полосы помехи, точность оценки средних частот увеличивалась. Однако на точность оценки частоты полезного сигнала больше влиял уровень белого шума в помеховом канале.

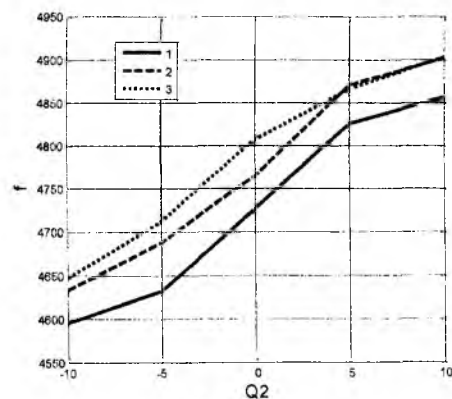


Рис. 4

Исследовалось также влияние частоты помехи на оценку частоты полезного сигнала. Результаты экспериментов показаны на рис. 5, где представлены результаты оценок частоты полезного сигнала при воздействии шума в помеховом канале: 1 – при частоте пика помехи 4500 Гц, 2 – при частоте пика помехи 4000 Гц, 3 – при частоте пика помехи 3500 Гц. Длина выборки 100, отношение сигнал-помеха 0 дБ. С ростом отличия частот помехи и сигнала и снижении отношения помеха-шум точность оцениваемой частоты сигнала снижается. Отметим, что при частоте помехи 3500 с ростом $Q2$ точность оценки частоты полезного сигнала

растет. Но это вызвано снижением количества учитываемых результатов оценивания из-за ограничения оценок частоты полезного сигнала, превышавших отклонение частот от среднего значения оценки частоты сигнала 5000 Гц на 500 Гц. Для малых Q_2 частота полезного сигнала оценивалась по 92 экспериментам при $Q_2 = -5$, и по 40 экспериментам при $Q_2 = -10$. Все остальные результаты экспериментов не учитывались. Поэтому с ростом Q_2 влияние помехи в 3500 Гц было меньшим, чем для частот 4000 и 4500 Гц.

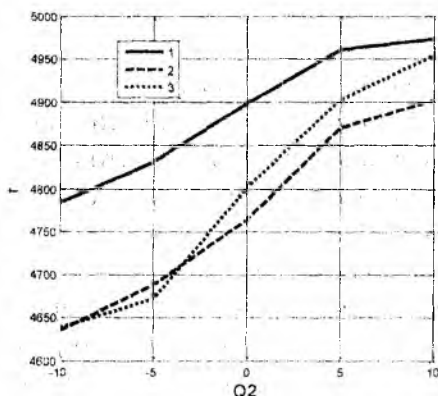


Рис. 5

Выводы

Применение адаптивных РФ значительно снижает влияние помех на оценку частоты пика полезного сигнала в системах акустического зондирования. Так, без использования фильтра при отношениях сигнал-помеха $Q_1 = 0$ дБ и помеха-шум $Q_2 = 10$ дБ, частоты помехи 4000 Гц оценка средней частоты полезного сигнала по ста экспериментам составила 4670 Гц, а СКО – 132 Гц. При этом учитывались только 40 из 100 результатов оценивания частоты. Остальные оценки частоты были вне ширины полосы в 500 Гц. При подавлении помехи РФ были получены оценки частоты со средним значением 4902 Гц с СКО 122 Гц. Таким образом, в САЗ целесообразно использовать адаптивные фильтры для подавления помех наряду с аппаратными техническими решениями в виде звукозащитных блендов и различного рода звукопоглощающих устройств.

Список литературы:

1. Обухов А.М. О рассеянии звука в турбулентном потоке // Докл. АН СССР. 1941. Т. 30. С. 611.
2. Татарский В.И. К теории распространения звуковых волн в турбулентном потоке // ЖЭТФ. 1953. Т. 25. С. 74.
3. Монин А.С. некоторые особенности рассеяния звука в турбулентной атмосфере // Акуст. журн. 1961. Т. VII, вып. 4. С. 457 – 461.
4. Калистратова М.А. Экспериментальное исследование рассеяния звуковых волн в атмосфере // Тр. Ин-та физики атмосферы (ИФА) АН СССР. 1962. №4 С. 203 – 256.
5. Kartashov V.M., Babkin S.I., Kushnir M.V. and Oleinikova E.I. Formation of empirical and methodical Foundations of the Fields of Atmosphere Radioacoustic Sounding Systems // Telecommunications and Radio Engineering. New York. 2015. Vol. 74, №15. P.1391-1407.
6. Kartashov V. M., Tikhonov V. A. , Voronin V. V. Features of construction and application of complex systems for the atmosphere remote sounding// Telecommunications and Radio Engineering. New York. 2017. Vol. 76, №8. P.743-749.
7. Карташов В.М., Тихонов В.А., Олейников В.Н. и др. Обработка сигналов в радиоэлектронных системах дистанционного мониторинга атмосферы. Харьков : ХНУРЭ, 2014. 312 с.
8. Адаптивные фильтры ; пер. с англ. под ред. К.Ф.Н. Коуэна, П.М. Гранта. Москва : Мир, 1988. 392 с.
9. Марпл-мл. С. Л. Цифровой спектральный анализ и его приложения. Москва : Мир, 1990. 584 с.
10. Kartashov V.M., Tikhonov V.A., Voronin V.V. and Tymoshenko L.P. Complex model of random signal in problems of acoustic sounding of atmosphere // Telecommunications and Radio Engineering. New York. 2016. Vol. 75, №20. P.1885-1892.

Харьковский национальный
университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 11.05.2019

ДОСЛІДЖЕННЯ СТАТИСТИЧНИХ ВЛАСТИВОСТЕЙ КЛАВІАТУРНОГО ПОЧЕРКУ ДЛЯ ВИРІШЕННЯ ЗАДАЧ АУТЕНТИФІКАЦІЇ КОРИСТУВАЧІВ КОМП'ЮТЕРНИХ МЕРЕЖ

Вступ

Аналіз літератури в області біометричних систем контролю доступу за клавіатурним почерком [1] показує, що найбільш поширеними є методи класифікації клавіатурного почерку на основі параметричних статистичних підходів. Ці методи порівняння параметрів розподілів припускають, що дослідник заздалегідь володіє фундаментальною інформацією – йому відомий вид закону розподілу ймовірностей, найчастіше нормальний закон, що дозволяє звести задачу розпізнавання до перевірки гіпотез про подібність таких характеристик як середнє, медіана і стандартне відхилення. Однак в силу ряду специфічних причин, пов'язаних з нестабільністю клавіатурного почерку, припущення про «нормальність» закону розподілу може привести до спотворення висновків (аж до прийняття рішення, протилежного вірному).

Web-доданок для збору та вивчення шаблонів клавіатурного почерку користувачів

Для вирішення завдання збору і аналізу статистичних характеристик клавіатурного почерку користувачів було розроблено клієнт-серверний WEB-доданок. Первинний збір часових параметрів клавіатурного почерку здійснюється безпосередньо в WEB-браузері, після чого дані відправляються на сервер для обчислення і подальшої інтерпретації. Такий підхід не поступається за точністю доданкам, які реалізовані як desktop applications, але разом з тим має ряд істотних переваг, таких як: простота використання для користувача і дослідника, відсутність необхідності інсталяції на кожную робочу станцію, можливість отримання і обробки великого числа статистичних даних в будь-який час з довільної локації.

В рамках даної роботи було зібрано статистичні характеристики клавіатурних профілів 30 користувачів. Всі учасники експерименту – студенти, які є постійними користувачами персональних комп'ютерів з різними навичками швидкості набору клавіатурних символів.

З метою підвищення якості зібраної інформації і більш точного виділення інформативних ознак сформованих профілів в ході досліджень експериментальним шляхом були визначені і реалізовані наступні критерії: часові інтервали диграфів (подвійних подій клавіатури, що можуть бути повністю описані шістьма різними часовими відрізками, рис. 1), що перевищують значення 200 мс, з аналізу виключалися (для захисту від незапланованих довгих натискань), також для більш об'єктивного уявлення характеру розподілу з аналізу виключалися диграфи, число повторень яких у кожному конкретному профілі було менше 10.

На рис. 2 представлено візуальні відмінності декількох сформованих профілів користувачів в однаковому часовому масштабі у вигляді двовимірного лінійного графіка. По осі ординат відкладені значення відповідного часового інтервалу розглянутого диграфу, а по осі абсцис – номер відповідного диграфа в розглянутому профілі.

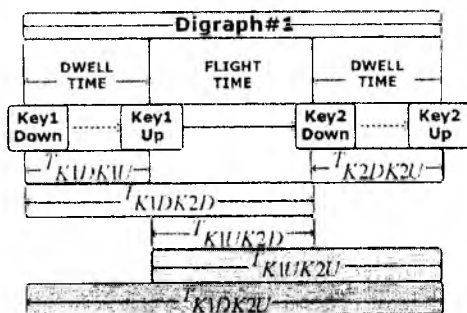


Рис. 1

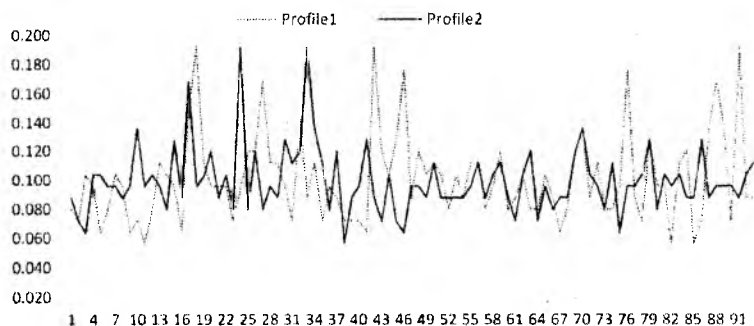


Рис. 2

Дослідження законів розподілів часових інтервалів диграфів

Всі отримані диграфи було розсортовано за частотою повторення. Розглядалися диграфи, що з'явилися максимальну кількість раз. Так, наприклад, для тексту обсягом в 2000 символів (1734 символи без урахування пробілів) найбільша кількість повторень одного і того ж диграфа в профілі дорівнювалась 60 (диграф «СТ»), а найменша – 1 (диграф «ЕА»).

На рис. 3 – 5 наведено гістограми параметрів $T_{K_2DK_2U}$ (тривалості натискання букви «С» диграфу «СТ»), $T_{K_1UK_2D}$ (паузи між натисканнями букв «С» і «Т» диграфу «СТ») та $T_{K_2DK_2U}$ (тривалості диграфу «СТ») для 8 сформованих профілів. З наведених графіків можна зробити висновок про те, що пошук спільного закону розподілу тут абсолютно неможливий, тому є необхідність пошуку інших критеріїв і підходів здатних підвищити точність проходження процедури аутентифікації.

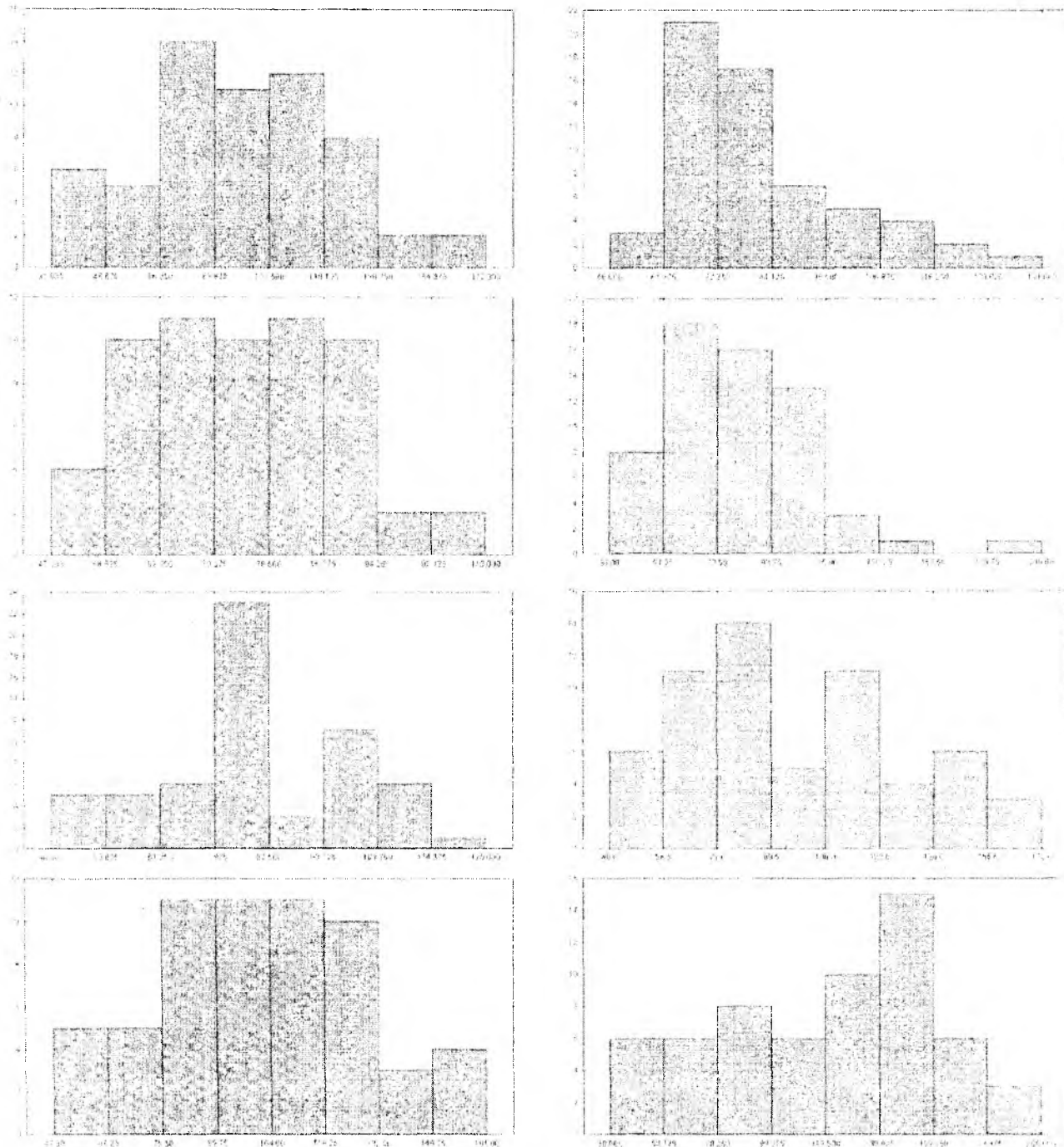


Рис. 3

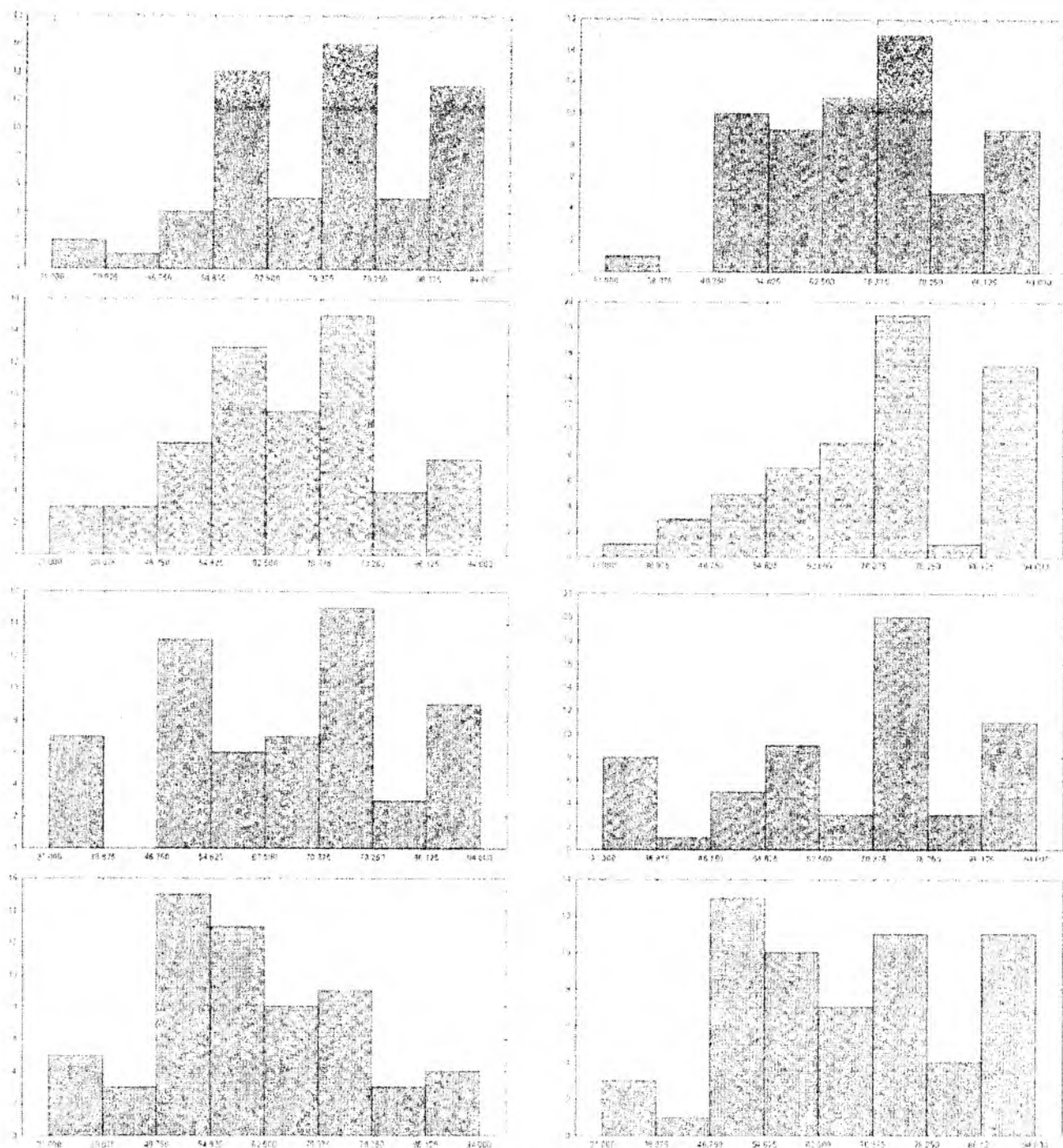


Рис. 4

Дослідження закону розподілу відношень часових інтервалів диграфів

Часові параметри диграфів клавіатурного почерку в значних межах змінюють свої значення з плином часу. Проте, очевидним є той факт, що кожен користувач має індивідуальний ритм та характер набору тексту. Тому доцільно перейти від аналізу часових параметрів диграфів (див. рис. 1) до їх відношень за аналогією до властивостей подібних фігур з геометрії – де фігура F є подібною до фігури F' , якщо існує відображення фігури F на фігуру F' , при якому для будь-яких двох точок X і Y фігури F та їх образів X' і Y' фігури F' відношення відстаней XY і $X'Y'$ є величиною сталою (рис. 6):

$$\frac{AB}{A'B'} = \frac{AC}{A'C'} = \frac{DE}{D'E'} = \text{const.}$$

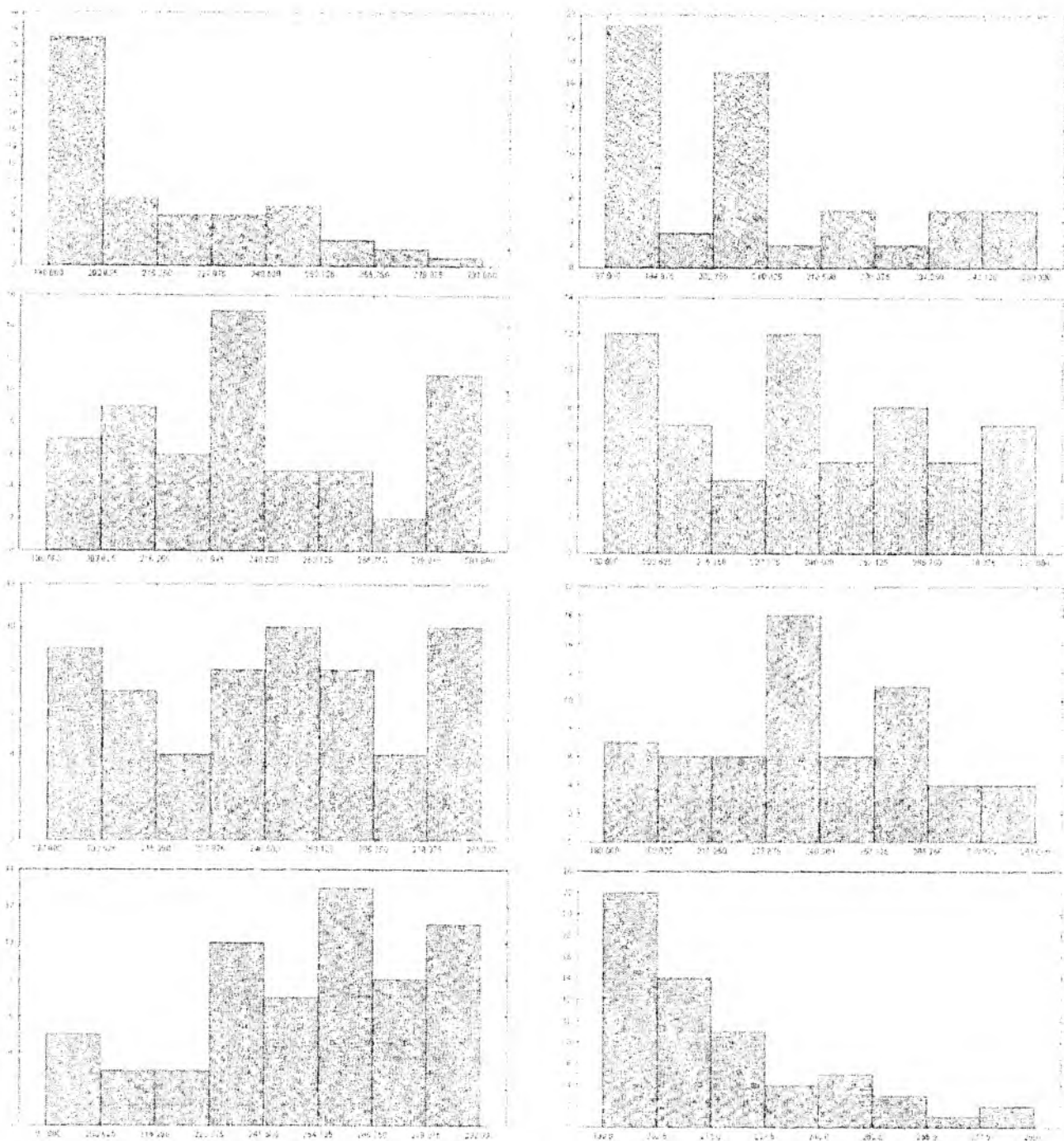


Рис. 5

В ході роботи були розраховані і проаналізовані численні комбінації відношень часових інтервалів диграфів, отриманих при формуванні профілів.

На рис. 7, 8 наведено гістограми відношень $\frac{T_{K_1DK_2D}}{T_{K_1UK_2D}}$ і $\frac{T_{K_1DK_2D}}{T_{K_1UK_2U}}$ (див. рис. 1) диграфа «СТ» для 8 сформованих профілів. На цих же графіках суцільною лінією показана апроксимація отриманих гістограм нормальним законом розподілу, функціонально реалізованим в «Statistica».

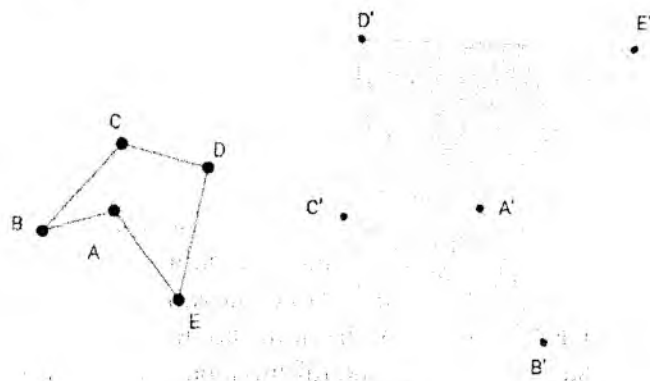


Рис. 6

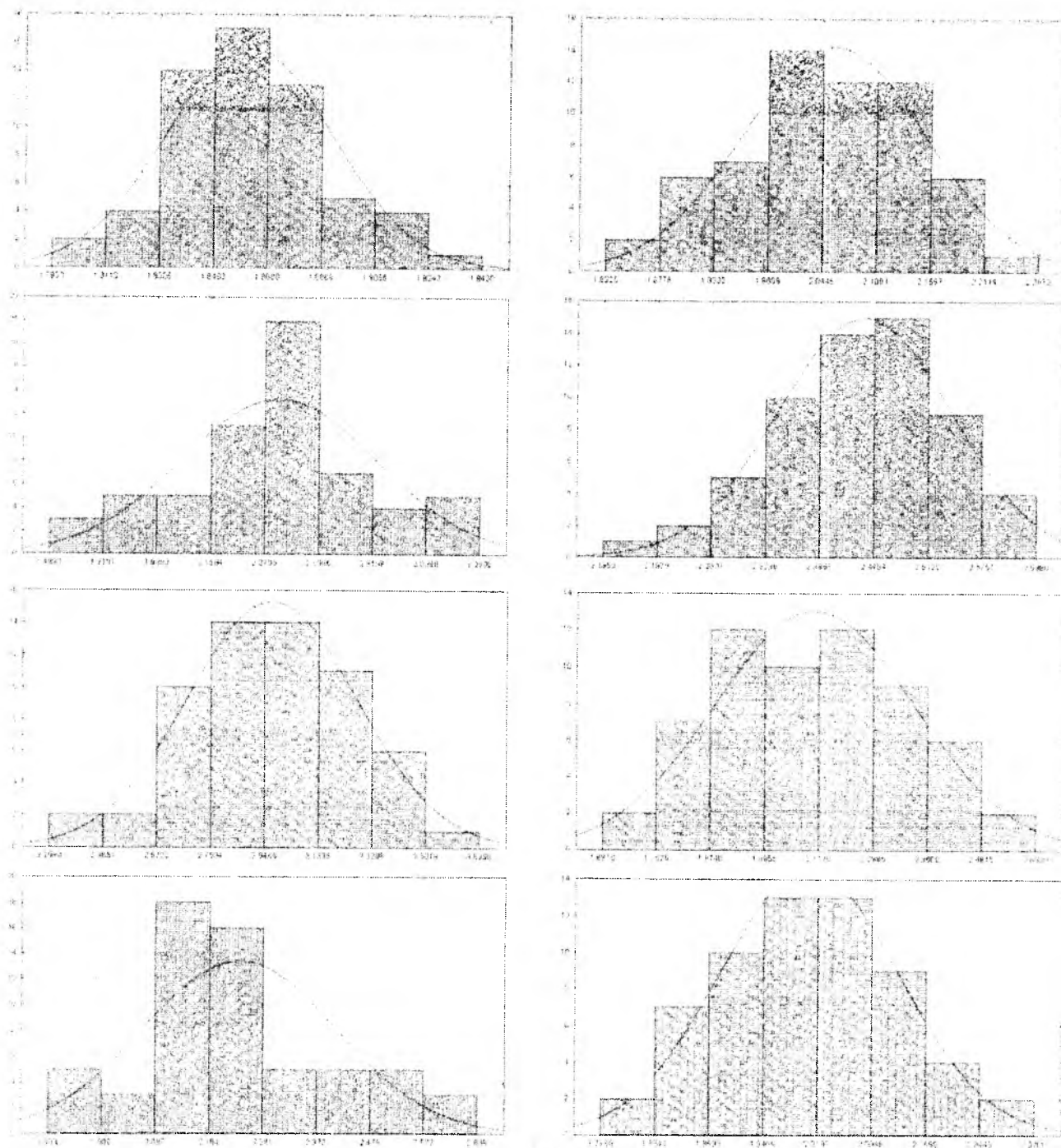


Рис. 7

Як видно з отриманих результатів, закон розподілу відношень часових параметрів диграфів близький до нормального, тобто «випадковість» зміни параметрів клавіатурного почерку зменшується. Отже, можна говорити про справедливості висунутої гіпотези.

Парольна аутентифікація

Головний недолік відомих способів парольної аутентифікації користувачів на основі порівняння їх клавіатурних почерків – відсутність математично обґрунтованих критеріїв виявлення відмінностей і, отже, можливості заздалегідь встановити прийнятні ймовірності FAR та FRR помилок. В ситуації, коли закон розподілу не є нормальним, найбільш прийнятними для задачі аутентифікації виявляються непараметричні методи, інваріантні до законів розподілу часових параметрів диграфів. У зв'язку з цим, постає проблема вибору з досить великої кількості відповідного рангового критерію порівняння двох або більше наборів вимірювань.

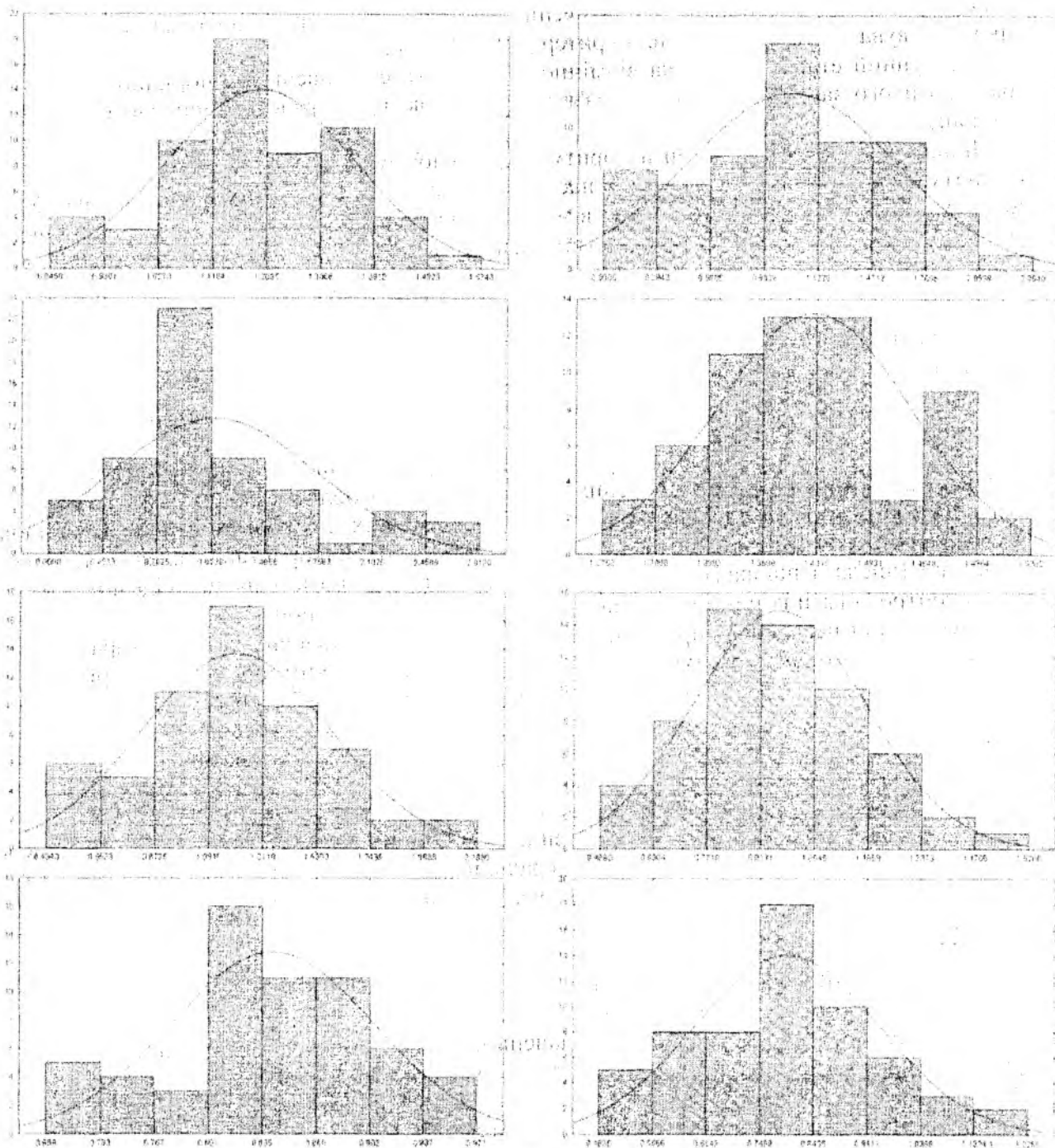


Рис. 8

В даному випадку алгоритм проходження аутентифікації може бути наступним [2].

Перший крок. Кореляційний аналіз подібності послідовностей часових параметрів пароліної фрази. Непараметричним аналогом парного коефіцієнта кореляції є ранговий коефіцієнт Спірмена, який використовується для виявлення та оцінки тісноти зв'язку між двома вибірками, що порівнюються.

Другий крок. Висока кореляція свідчить лише про подібність двох вибірок клавіатурного почерку за формою обвідної (подібна ритміка набору). При цьому вони можуть істотно відрізнятися за параметром положення (темп набору) або ступеня розсіювання щодо нього (нестабільність почерку). Очевидна необхідність подальшої перевірки вибірки, що пройшла кореляційний етап, на близькість до еталону за параметрами розподілу. В спеціалізованій літературі рекомендують порівняння параметрів положення і масштабу проводити окремо. З великого арсеналу засобів непараметричної статистики, призначених для порівняння двох

залежних вибірок за параметром положення (тобто що виявляють зсув між ними) доцільно використовувати знаково-ранговий критерій Вілкоксона.

Наступний етап – перевірка відмінностей в параметрі масштабу порівнювальних вибірок. Для цього завдання в ситуації зв'язаних вибірок найчастіше використовують критерій Сендвіка – Олссона.

Іншим варіантом побудови алгоритму паролльної аутентифікації є використання DTW-алгоритму [3], ідея якого полягає в наступному: є набір еталонних зразків клавіатурного почерку, які можуть бути закодовані в часовій або в частотній області і які представляють словник для розпізнавання. Саме розпізнавання відбувається шляхом порівняння нових даних з усіма стандартами і визначення найбільш підходящого кандидата відповідно до деякої метрики або за мірою подібності.

Неперервна аутентифікація

Метод прихованого моніторингу клавіатурного почерку повинен застосовуватися спільно з паролльною аутентифікацією для зниження ризику, пов'язаного з можливою підміною користувача.

Можна виділити два етапи верифікації користувача: якісний і кількісний. Перший виявляє розбіжності у заздалегідь виявлених індивідуальних особливостях роботи з клавіатурою легального користувача. Це використання альтернативних службових клавіш (наприклад, клавіші Backspace і Delete, CapsLock і правий/лівий Shift); використання клавіш додаткової клавіатури (числа з numpad) тощо. Ці особливості проявляються на підсвідомому рівні, і спроба контролювати їх неминуче відіб'ється на зміні динаміки почерку.

Другий етап передбачає продовження збору і аналізу ключових часових характеристик диграфів після того, як користувач вже увійшов в систему. Таким чином, моніторинг характеру клавіатурної активності виконується протягом всієї робочої сесії під конкретним обліковим записом. По мірі накопичення статистичних даних відбувається уточнення схожості еталона і новосформованої сукупності параметрів. Тут може вирішуватися задача зворотна тій, що була сформульована у випадку паролльної аутентифікації, а саме: довести відмінність двох сформованих профілів (іншими словами довести, ту обставину, що вхід в систему зробив не той користувач, за якого він себе видає). В даному випадку утворюються незалежні вибірки, які можуть бути взяті з різних генеральних сукупностей. Для таких випадків можна скористатися непараметричними альтернативами параметричних критеріїв для двох незалежних груп:

- U критерій Манна – Вітні;
- критерій серій Вальда – Вольфовица;
- критерій Колмогорова – Смірнова.

У випадку використання відносних значень часових параметрів диграфів задача аутентифікації зводиться до перевірки гіпотез про подібність таких характеристик часових інтервалів клавіатурного набору як середнє, медіана і стандартне відхилення.

В даному випадку алгоритм проходження аутентифікації може бути наступним [4].

Перший крок. Формуються вектори відносних часових параметрів клавіатурного почерку користувача:

$$DT_1 = \begin{bmatrix} t_{1X_H Y_H} \\ t_{1X_B Y_H} \\ t_{2X_H Y_H} \\ t_{2X_B Y_H} \\ \vdots \\ t_{MX_H Y_H} \\ t_{MX_B Y_H} \end{bmatrix}, \quad DT_2 = \begin{bmatrix} t_{1X_H Y_B} \\ t_{1X_B Y_B} \\ t_{2X_H Y_B} \\ t_{2X_B Y_B} \\ \vdots \\ t_{MX_H Y_B} \\ t_{MX_B Y_B} \end{bmatrix}, \quad (1)$$

де M – кількість диграфів «XY».

Другий крок. Перехід до статистичних параметрів диграфів – математичних сподівань m_{DT_1} та m_{DT_2} , СКВ σ_{DT_1} та σ_{DT_2} – і формування еталону користувача:

$$\text{etalon} = \begin{bmatrix} m_1 DT_1 & \sigma_1 DT_1 & m_1 DT_2 & \sigma_1 DT_2 \\ m_2 DT_1 & \sigma_2 DT_1 & m_2 DT_2 & \sigma_2 DT_2 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ m_L DT_1 & \sigma_L DT_1 & m_L DT_2 & \sigma_L DT_2 \end{bmatrix}, \quad (2)$$

де L – кількість аналізованих диграфів.

Третій крок. Вхідними значеннями для системи аутентифікації є вектори фактичних значень відносних часових параметрів диграфів (1), що надходять з блоку моніторингу клавіатури, які потім перетворюються в вектори $D\text{Tex}_j$ та $D\text{Tex}_p$, ($j = 1 \div K$ – кількість диграфів у поточному профілі).

Четвертий крок. За умови нормального закону розподілу середньоквадратичне відхилення – найпоширеніший показник розсіювання значень випадкової величини відносно її математичного сподівання. Тому при порівнянні з еталоном для кожної компоненти векторів $D\text{Tex}_j$ та $D\text{Tex}_p$ перевіряються умови:

$$m_{1i} - 3\sigma_{1i} \leq \frac{t_{jX1H}y_{1H}}{t_{jX1B}y_{1B}} \leq m_{1i} + 3\sigma_{1i}, \quad (3)$$

$$m_{2i} - 3\sigma_{2i} \leq \frac{t_{jX2H}y_{2H}}{t_{jX2B}y_{2B}} \leq m_{2i} + 3\sigma_{2i}. \quad (4)$$

В результаті формується вектор узгодженості:

$$V = \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \\ \vdots \\ v_{2K} \end{bmatrix}, \quad \begin{cases} v_{1+K} = \begin{cases} 1, & \text{умова (3) виконується;} \\ 0, & \text{умова (3) не виконується;} \end{cases} \\ v_{(K+1)+2K} = \begin{cases} 1, & \text{умова (4) виконується;} \\ 0, & \text{умова (4) не виконується.} \end{cases} \end{cases} \quad (5)$$

За нормою вектора узгодженості можна приймати рішення про дійсність суб'єкта:

$$\begin{cases} |V| \leq Z_{\text{від}} & - \text{відмова;} \\ |V| \geq Z_{\text{доп}} & - \text{допуск;} \\ Z_{\text{від}} < |V| < Z_{\text{доп}} & - \text{подальший аналіз.} \end{cases} \quad (6)$$

Значення порогів відмови і допуску приймаються рівними $Z_{\text{від}} = 0.5L$ і $Z_{\text{доп}} = 0.6L$ відповідно, де L – кількість одиниць у векторі узгодженості. Також для проходження аутентифікації необхідно, щоб система розпізнала не менше 75 % диграфів.

Висновки

Сформовано підходи до побудови комплексних алгоритмів аутентифікації, що враховують статистичні особливості клавіатурного почерку. У випадку парольної аутентифікації визначальним є обмежений набір даних і, як наслідок, необхідно застосовувати непараметричні критерії виявлення подібностей/відмінностей. Задачу неперервної аутентифікації можна звести до перевірки гіпотез про подібність середнього та стандартного відхилення відносних значень часових інтервалів клавіатурного набору.

Список літератури:

1. Сравнительный анализ перспективных технологий аутентификации пользователей ПК по клавиатурному почерку / В. А. Алексеев, Д. В. Маслий, Д. Ю. Горелов // Радиотехника. 2017. Вып. 189. С. 195-201.
2. Парольная и непрерывная аутентификация по клавиатурному почерку средствами математической статистики / В. Е. Хиценко, Д. С. Крутохвостов // Вопросы кибербезопасности. 2017. № 5 (24). С. 91-98.
3. Alshehri A., Coenen F., & Bollegala D. (2017). Accurate continuous and non-intrusive user authentication with multivariate keystroke streaming. In IC3K 2017 // Proceedings of the 9th International Joint Conference on Knowledge Discovery, Knowledge Engineering and Knowledge Management Vol. 1 (pp. 61-70).
4. Модифицированный метод диграфов в задаче аутентификации пользователей по клавиатурному почерку / В.А. Алексеев, Ю.А. Сеница, Д.Ю. Горелов // Защита информации. Киев, 2017. Вып. 4. С. 252-261.

Харківський національний
університет радіоелектроніки;

Надійшла до редколегії 17.05.2019

ТЕОРЕТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ИЗМЕРЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ ЛАЗЕРНОГО ИЗЛУЧЕНИЯ

Вступление

Исследование и управление режимами излучения лазера остается актуальной задачей с момента его создания [1]. Теоретически и на практике была показана возможность хаотизации режимов излучения как многомодовых [2], так и одномодовых [3] лазеров, что оказывает влияние на значения и стабильность параметров лазерного излучения.

Выделяют два направления исследований хаоса в лазерах. Первое направлено на борьбу с хаотичными режимами. Хаотизация ведет к ухудшению стабильности излучения, что неприемлемо для лазеров, применяемых в измерительных, медицинских и информационных технологиях [4]. Второе охватывает задачи генерации и управления хаотическими режимами излучения для использования в информационных системах [5]. Информация в таких системах передается в виде двойного сообщения, спрятанного в хаотическом оптическом носителе [6]. В этой связи представляет интерес возможность генерации лазерных импульсов с управляемым уровнем стабильности частоты излучения, частоты следования, амплитуды, частоты несущей и т.д. Для этого исследуются механизмы разрушения режима синхронизации мод, и другие процессы, приводящие к хаотизации [2].

Успех описанных исследований зависит от корректности моделей измерений. Методики измерений параметров лазерного излучения и анализа их результатов регламентируется стандартами ([7, 8] и др.) и базируются на классической теории измерений с постулатами о единственности истинного значения, эргодичности и выполнении центральной предельной теоремы.

С точки зрения теорий исследования сложных систем, лазер представляет собой нелинейную динамическую систему с функцией самоорганизации (НДС), а параметры излучения являются динамическими переменными (ДП). В работах [9, 10] и др. было показано, что в случае НДС, гипотезы классической теории измерения не подтверждаются. С целью обеспечения исследований и управления НДС разрабатывается специальная теория измерений (нелинейная метрология) [11]. Ее применение для измерения параметров лазерного излучения в стационарном и хаотическом режимах способствует решению как задачи борьбы с хаосом, так получения и использования хаотического излучения.

Цель работы – создание теоретической модели измерения параметров излучения лазера, как нелинейной динамической системы.

Хаос в лазерах

Хаотическая динамика является неотъемлемым свойством широкого класса систем, демонстрирующим их переход в состояния, в которых обнаруживаются как детерминированное поведение, так и непредсказуемость. В природе существует огромное количество примеров хаотической динамики: турбулентность в жидкости, газе и плазме, хаос в биологических и химических системах, электронных приборах и лазерах.

Если модель лазера не учитывает квантовые эффекты, считается, что значения его параметров через некоторое время принимают стационарные значения, которые остаются неизменными в течение длительного промежутка времени. То есть лазер демонстрирует детерминированную динамику [12]. Однако даже описание при помощи детерминированных уравнений допускает квазипериодическую и хаотическую динамику [13].

В лазерной модели Хакенена – Лоренца присутствует математическая аналогия между одномодовым лазером и моделью Лоренца, описывающей турбулентность конвекционных потоков в атмосфере. Г. Хакенен описал лазер системой уравнений вида [1]:

$$\begin{aligned}\left(\frac{\partial}{\partial t} + \chi\right)\hat{E} &= \chi\hat{P}, \\ \left(\frac{\partial}{\partial t} + \gamma\right)\hat{P} &= \gamma\hat{E}\hat{D}, \\ \left(\frac{\partial}{\partial t} + \gamma_{\Pi}\right)\hat{D} &= \gamma_{\Pi}(\Lambda + 1) - \gamma_{\Pi}\Lambda\hat{E}\hat{P}.\end{aligned}\quad (1)$$

где $\hat{E}$, $\hat{P}$, $\hat{D}$ – нормированные на соответствующие стационарные решения, напряженность электрического поля, поляризация и плотность инверсии соответственно; χ – константа затухания резонатора; γ_{Π} – константа продольной релаксации; Λ – нормированный параметр накачки; γ – атомная ширина линии.

Линейный анализ системы уравнений (1) показывает, что при $\Lambda < 0$ лазерная генерация отсутствует; при $\Lambda \geq 0$ устанавливается лазерная генерация с устойчивыми, не зависящими от времени значениями $\hat{E}$, $\hat{P}$, $\hat{D}$; при

$$\chi > (\gamma + \gamma_{\Pi}) \quad (2)$$

и при

$$\Lambda > (\gamma + \gamma_{\Pi} + \chi)(\gamma + \chi) / \gamma(\chi - \gamma - \gamma_{\Pi}) \quad (3)$$

возникает неустойчивость, которая приводит к нерегулярной динамике ДП.

Неравенство (2) говорит о том, что скорость затухания поля в резонаторе должна превышать атомные затухания (высокие потери). Неравенство (3) устанавливает нижнюю границу уровня накачки (высокая мощность накачки). То есть неустойчивая динамика в одномодовом лазере возможна в случае низкой добротности резонатора.

Практические исследования показали возможность возникновения хаотических режимов и при низкой мощности накачки, но при модуляционном эффекте, например: при временной модуляции потерь резонатора, при временной модуляции инверсии или при инжекции модулированного когерентного электромагнитного поля. К развитию хаоса может привести и удвоение периода генерируемого излучения [1]. В работе [14] описан эксперимент по получению хаоса вследствие удвоения периода в одномодовом кольцевом NH_3 -лазере с высоким коэффициентом усиления.

Приведенные примеры касаются запланированного получения хаотических режимов. На практике хаос возникает и вследствие несовершенства конструкций лазеров, внешних воздействий и конкуренции мод. Наиболее часто сталкиваются с такими явлениями в многомодовых лазерах. В работе [2] описан аномальный сценарий возникновения хаоса в многомодовых лазерных диодах. Было показано, что с ростом тока инжекции, вследствие конкуренции мод (первоначально больше 10) происходит частичное подавление слабых мод. При достижении определенного уровня превышения усиления над потерями реализуется режим возбуждения четырех мод, характеризующийся появлением динамического хаоса, который выражается в нерегулярных амплитудных пульсациях мод, уширении спектра и снижении когерентности.

В работе [15] проведено исследование лазера на свободных электронах с фотонным кристаллом. Было показано, что такой лазер является хаотической НДС, хаотичность которого проявляется в сильной чувствительности параметров от начальных условий и флуктуации.

Таким образом, поиск управляющих параметров (факторов, влияющих на получение хаотического режима), измерение параметров лазерного излучения в стационарном и хаотическом режимах необходимо как для обеспечения высокой стабильности излучения, так и для получения и управления хаотической динамикой. Для обеспечения корректных измере-

ний в подобных исследованиях необходимо создать специальную модель, включающую схему измерительного эксперимента и процедуры обработки данных. Физико-математический базис модели должен соответствовать физике процессов в лазере и соответствовать стационарному и хаотическому режимам

Схема эксперимента

В качестве объекта исследований рассмотрим импульсный лазер и такие параметры излучения (ДП) $X(t)$: энергию в импульсе, длительность и частоту следования импульсов, стабильность значений, и спектральные характеристики излучения [7, 8].

Схема эксперимента приведена на рисунке, где 1 – система инжекции, 2 – лазер, 3, 4, 7 – делительные пластинки, 5 – измеритель энергии импульсов, 6 – спектр-анализатор, 8 – блок измерения длительности импульсов, 9 – блок измерения частоты следования импульсов, 10 – система управления, синхронизации и записи результатов измерений.

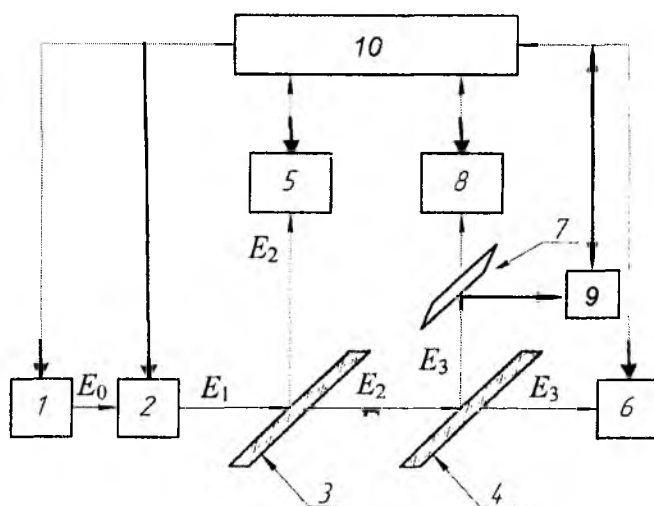


Схема эксперимента

Эксперимент выполняется следующим образом. Излучение лазера 2, пройдя светоделительные пластинки 3, 4, 7, направляется на вход приборов 5, 6, 8, 9. Считаем, что пластинки делят энергию импульса в соотношении 50/50. Система 10 управляет накачкой лазера 1, а также синхронно, в заданные моменты времени, фиксирует результаты измерений: энергии инжекции E_0 (X_0); энергии импульса $E_1 = 2E_2$ (X_1); длительности τ (X_2) и частоты следования импульсов f (X_3); частоты излучения ν (X_4); ширины спектральной линии излучения $\Delta\nu$ (X_5); время t_i проведения i -го измерения. ДП $X_1 - X_5$ формируют вектор состояния НДС $\vec{X}(X_i)$, $i = 1, \dots, 5$. Из числа ДП исключена энергия накачки X_0 , как управляющий параметр. Анализ полученных данных позволяет определить степень монохроматичности излучения $\Delta\nu/\nu$ и стабильность ДП.

Цель эксперимента – измерение параметров излучения лазера, исследование режимов работы, возможности и условий перехода в хаотический режим. При этом измеряются интервалы значений ДП в стационарном и хаотическом режимах, классифицируется динамика и определяется время прогноза значений ДП.

В качестве управляющего параметра лазера 2 рассматривается энергия инжекции X_0 (3), подаваемая системой 1. Когда ее значение равно заданной величине $X_0 = X_0^{norm}$ лазер обеспечивает устойчивую динамику характеристик излучения, которую можно представить как $X_i \in [X_{i,min}^{norm}; X_{i,max}^{norm}]$. Если $X_0 \neq X_0^{norm}$ $X_i \notin [X_{i,min}^{norm}; X_{i,max}^{norm}]$, возможна смена характера динамики и переход в хаотический режим [2]. После возврата управляющего параметра к значению

$X_0 = X_0^{norm}$ лазер возвращается в стационарное состояние. Такой возврат свойственен НДС с функцией самоорганизации [16]. Для классификации динамики используется метод фрактальных шкал [9].

Классический подход к измерениям

Методики измерений параметров лазера и оценки результатов измерений отображены в стандартах ([7, 8] и др.). Измеряемые величины X оцениваются при помощи: среднего значения результатов измерений $\bar{x}$, стандартного отклонения s , стабильности Δx и расширенной относительной неопределенности u :

$$\bar{x} = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n x_i, \quad (4)$$

$$s = \sqrt{\frac{1}{n-1} \sum_{i=1}^n (x_i - \bar{x})^2}, \quad (5)$$

$$\Delta x = \pm \frac{2s}{\bar{x}}, \quad (6)$$

$$u = \sqrt{\Delta x^2 + u_k^2}, \quad (7)$$

где u_k – расширенная относительная неопределенность коэффициента охвата [7].

Результат измерения Y величины X представляется в виде:

$$Y = y \pm u, \text{ при } p = a, \quad (8)$$

где y – оценка измерения X , p – уровень доверия, a – заданное значение уровня доверия. В ряде случаев оценка измерения выражается как $y = \bar{x}$

Выражения (4) – (8) справедливы в рамках классического подхода к измерениям и оправданы в случае подтверждения гипотез о единственности значения измеряемой величины, эргодичности и выполнении центральной предельной теоремы. Эти условия соответствуют стационарному устойчивому состоянию лазера. При этом параметры излучения не рассматриваются как ДП, но допускаются их флуктуации, что отображает стабильность параметров Δx (6). В случае неустойчивого состояния, при хаотической динамике, приведенные выражения представляют результат измерения как такой, что имеет высокую неопределенность, вследствие роста значений стандартного отклонения s (5) и стабильности Δx (6). Также в (4) – (8) не рассматриваются возможные кооперативные эффекты и корреляция ДП. Для оценки результатов измерений параметров лазера в неустойчивом состоянии и классификации его сложной динамики должны быть использованы специальные, систематические подходы и математические инструменты [11].

Анализ и представление результатов исследования

При планировании эксперимента по измерению параметров лазера необходимо определить количество измерений, которое позволило бы охватить все возможные значения ДП и сформировать фазовый портрет НДС. Для диссипативных НДС фазовый портрет представляет собой аттрактор. В случае хаотической динамики это странный аттрактор [17]. Минимальное количество измерительных экспериментов m_{min} оценивается как:

$$m_{min} \geq 10^{2+0,4D}, \quad (9)$$

где D – фрактальная размерность [11].

Количество экспериментов можно оценить сверху, приняв D равной размерности вектора состояния НДС, т.е. равной числу n измеряемых ДП. Согласно условиям эксперимента (рисунок) $n=5$, следовательно $m_{\min} \geq 10^4$.

Результат измерения X_i , в отличие от классического представления (8), для диссипативных НДС представляется интервалом вида

$$Y_i = [y_i^{\min} \pm u_i^{\min}; y_i^{\max} \pm u_i^{\max}], \text{ при } p = a, \quad (10)$$

где $y_i^{\min}, y_i^{\max}, u_i^{\min}, u_i^{\max}$ – минимальное и максимальное значения оценки результатов измерения и их неопределенности соответственно.

Измерения интервалов (10) выполняются как в стационарном, так и в хаотическом режиме. Совокупность результатов измерений значений ДП (10) формируют вектор состояния системы размерности $n=5$ $\vec{Y}(Y_1, \dots, Y_5)$. Совокупность всех состояний $\vec{Y}$ формирует портрет измерения [11]. Для визуализации результатов измерения могут быть составлены трехмерные портреты, представляющие собой вариации компонент вектора состояния $\vec{Y}$.

Для классификации динамики ДП применяется фрактальный анализ временных рядов результатов измерения ДП $\{x_j\}, j=1, \dots, m$. Фрактальная размерность D определяется как

$$D = 2 - H. \quad (11)$$

где H – показатель Херста.

Показатель Херста H связан со средним квадратичным отклонением s (5) и размахом r функции приращения $x(j, m)$:

$$r = \max_{1 \leq j \leq m} x(j, m) - \min_{1 \leq j \leq m} x(j, m); \quad x(j, m) = \sum_{j=1}^m (x_j - \bar{x}_j) \quad (12)$$

выражением вида

$$H = \ln(r / s) / \ln(m/2) \quad (13)$$

С помощью (11) – (13) выполняется классификация динамики ДП. Заметим, что в отличие от выражения (9), где фрактальная размерность может принимать значения $D \leq 5$, фрактальная размерность временного ряда результата измерения одной ДП $1 \leq D \leq 2$ [11]. При $D=1$ процесс строго детерминирован и значения ДП может быть предсказано на протяжении длительного промежутка времени. При $D=2$ разброс значений очень велик и сделать вывод о динамике ДП невозможно. При $D=1,5$ процесс носит случайный характер. При $1 < D < 1,5$ и $1,5 < D < 2$ процесс немарковский, хаотичный, персистентный и антиперсистентный соответственно. В первом случае динамика ДП сохраняет свой тренд (детерминированный хаос) а во втором, меняется на противоположный (недетерминированный хаос).

Фрактальную размерность (11) можно связать с выражением для стабильности ДП (6) через среднее квадратичное отклонение s формулой вида

$$\Delta x = \pm \frac{2r}{\bar{x} (m/2)^{2-D}}. \quad (14)$$

Из выражения (14) следует вывод, что абсолютное значение стабильности ДП $|\Delta x|$ уменьшается с ростом фрактальной размерности D . При $D=1$ $|\Delta x|$ принимает минимальное значение и увеличивается с ростом значения D . Детерминированная динамика ДП ($D=1$) обеспечивает наилучшую стабильность параметра. Увеличение хаотизации приводит к ухудшению стабильности. Для случая, когда фрактальная размерность превышает значение,

характерное для случайного процесса $D=1,5$, стабильность стремится к своему минимальному значению, что объясняется антиперсистентностью процесса, локальной неустойчивостью и большим разбросом значений при $D \rightarrow 2$. Таким образом, фрактальная размерность может быть использована для оценки стабильности ДП в случае, когда лазер работает в стационарном и хаотическом режимах. Также выражение (14) может быть использовано для получения хаотических сигналов с заданной стабильностью.

Следующий вопрос, на который предстоит ответить, это вопрос временного горизонта прогноза значений ДП [17]. Особенность хаотических НДС состоит в том, что малое возмущение начальных условий, или малое изменение параметров самой системы, приводят к непредсказуемости результирующего движения за конечное время прогнозирования T_{for} :

$$T_{for}(\lambda) \approx \frac{1}{\lambda_{\max}} \log \frac{1}{\varepsilon}, \quad (15)$$

где $\lambda_{\max}$ – максимальный показатель Ляпунова, ε – значение расхождения двух близких траекторий.

Заметим, что при исследовании и измерениях в НДС время прогнозирования T_{for} (15) может служить критерием дискретизации измерений. Результаты измерений могут считаться корректными при условии $\Delta t \leq T_{for}$, где Δt – интервал между измерениями.

Показатели Ляпунова характеризуют степень растяжения и сжатия фазового портрета вдоль выбранных фазовых траекторий. Если две близкие траектории $z_i(t)$ и $z_{i+1}(t)$ выбрать так, что $z_{i+1}(t) = z_i(t) + \xi(t)$, а $\xi(0) = \varepsilon, \varepsilon \rightarrow 0$, то функция

$$\Xi[\xi(0)] = \lim_{t \rightarrow \infty} \frac{1}{t} \ln [\xi(t) / \xi(0)]$$

принимает конечный ряд значений показателей Ляпунова $\{\lambda_k\}$ $k=1, 2, \dots, l$, из которого выбирается $\lambda_{\max}$ [10]. При детерминированной динамике ($D=1$) $\varepsilon=0$ следовательно $\Xi[\xi(0)]=0$, время предсказания T_{for} (11) не ограничено. Детерминированный хаотический процесс ($1 < D < 1,5$) имеет хотя бы один положительный показатель Ляпунова, а значит время предсказания конечно. С увеличением степени хаотичности ($1,5 \leq D \leq 2$) этот показатель стремится к нулю. На практике значение времени прогнозирования часто считают по упрощенной формуле [18]

$$T_{for}(\lambda) \approx 1 / \lambda_{\max}. \quad (16)$$

Понятие «время прогнозирования» важно для прогнозирования значений ДП НДС. Выражение (16) вместе с выражением стабильности ДП (14) может быть использовано для оценки и управления хаотическими режимами излучения лазера.

Таким образом, представленная теоретическая модель измерения параметров излучения лазера основана на системном подходе к лазеру, как к НДС с функцией самоорганизации. Модель предназначена для измерения и исследования параметров лазерного излучения в стационарном и хаотическом режимах. Предложенные схемы эксперимента (рисунок) и процедура оценки результатов измерений (9) – (16) могут применяться для обеспечения высокой стабильности параметров излучения и для получения и управления хаотическим излучением лазера. Результаты работы развивают теорию измерений в НДС и, благодаря использованию таких топологических характеристик, как фрактальная размерность и показатели Ляпунова, способствуют развитию топологической фотоники [19], расширяя сферу ее интересов от фотонных кристаллов до лазерного излучения.

Выводы

Представлена теоретическая модель измерения параметров излучения лазера как нелинейной динамической системы с функцией самоорганизации. Модель построена на предположении об интервальных значениях измеряемых величин и возможности изменения стационарной динамики на хаотическую. Модель содержит схему эксперимента и процедуру оценки результатов измерений. Особенность модели заключается в ее системном подходе и пригодности для измерений и исследований стационарных и хаотических режимов. Модель предусматривает измерение интервалов значений параметров излучения в различных режимах, значений их стабильности и времени прогнозирования. Классификация динамики системы выполняется при помощи фрактальной размерности. Модель может быть использована для обеспечения стабильности параметров излучения лазера и для получения и управления хаотическим излучением.

Список литературы:

1. Хакен Г. Лазерная светодинамика. Москва : Мир, 1988. 350 с.
2. Акчурин Г.Г., Акчурин А.Г. Аномальный сценарий возникновения динамического хаоса в многомодовых лазерных диодах // Письма ЖТФ. 2005. Т. 31, №10. С.76–82.
3. Akchurin A.G., Akchurin G.G Optical chaos in single-mode frequency stabilized laser // Proc. SPIE. 2000. Vol. 4002. P. 114-120.
4. Gnatenko A.S., Machekhin Yu.P., Kurskoy Yu.S., Obozna V.P. Providing mode locking in fiber ring lasers // Nano-Electron. Phys. 2018. Vol. 10, №2 P. 02033-02041.
5. Жалнин А. Ю. Новая схема передачи информации на основе фазовой модуляции несущего хаотического сигнала // Известия вузов. Прикладная нелинейная динамика. 2014. Т. 22, № 5. С. 3-12.
6. Junxiang Ke, Lilin Yi, Guangqiong Xia, and Weisheng Hu Chaotic optical communications over 100-km fiber transmission at 30-Gb/s bit rate Optics Letters. 2018. Vol. 43, № 6. P. 1323-1326.
7. ISO 11554:2017(E) Optics and photonics – Lasers and laser-related equipment – Test methods for laser beam power, energy and temporal characteristics. ISO. 2017. 18 p.
8. ISO 13695:2004 Optics and photonics – Lasers and laser-related equipment – Test methods for the spectral characteristics of lasers. ISO. 2017. 24 p.
9. Machekhin Yu., Kurskoy Yu. Fractal-entropy analysis of measurement results in nonlinear dynamical systems // Measuring technique. 2014. Vol. 57. № 6. P. 609-704.
10. Мачехин Ю.П., Курской Ю.С. Составление уравнения измерения энтропии Шеннона нелинейных динамических систем с использованием методов интервального анализа // Приборы и методы измерений. 2015. Т. 6, № 2. С. 257–263.
11. Мачехин Ю.П., Курской Ю.С. Основы нелинейной метрологии. LAP Lambert Academic Publishing, 2014. 162 p.
12. Мандель Л., Вольф Э. Оптическая когерентность и квантовая оптика ; пер. с англ. Москва : Физматлит, 2000. 896 с.
13. Uspenskii A.V. // Radio Eng. Electron. Phys. 1963. №8. P. 1145.
14. Weiss T.O., Klische W., Ering P.S. and Cooper M. Opt. Commun. 1985. № 52. P. 405.
15. Сытова С.Н. Хаос в объемных лазерах на свободных электронах // Изв. вузов «ПНД». 2011. Т. 19, № 2. С. 93-111.
16. Климонтович Ю.Л. Проблемы статистической теории открытых систем: критерии относительной степени упорядоченности состояний в процессах самоорганизации // УФН. 1989. № 158. С. 59–91.
17. Лоскутов В.Ю. Очарование хаоса // УФН. 2010. Т. 180, № 12. С. 1305–1329.
18. Мохаммад Я.Х., Павлова О.Н., Павлов А.Н.. Оценка времени предсказуемости зашумленной хаотической динамики по точечным последовательностям // Письма в ЖТФ. 2017. Т. 43, № 2. С. 45-51.
19. Розанов Н. Н. Некоторые проблемы теоретической лазерной физики: от пиковой генерации к экстремальной и топологической лазерной оптике // Оптический журнал. 2018. Т. 85, № 11. С. 8-18.

*Харьковский национальный
университет радиоэлектроники*

Поступила в редколлегию 21.04.2019

ОСОБЕННОСТИ АМПЛИТУДНО-ВРЕМЕННОЙ СТРУКТУРЫ ПОМЕХ В СИСТЕМАХ АКУСТИЧЕСКОГО ЗОНДИРОВАНИЯ АТМОСФЕРЫ

Введение

Характеристики акустических помех существенно изменяются в зависимости от места проведения наблюдений системой акустического зондирования атмосферы. Это может быть район мегаполиса, судно в открытом море, зона аэропорта, открытая местность, производственное предприятие и так далее [1 – 8].

Для каждого из этих районов роль и назначение системы акустического зондирования различаются. Например, в зоне аэропортов важным параметром, подлежащим измерению в режиме мониторинга, являются вертикальные сдвиги ветра, вертикальная составляющая скорости ветра (скорость вертикальных потоков) [1, 4, 6], а также обнаружение и классификация источников акустических помех [7, 8].

В океане важным параметром является величина вертикальных потоков тепла и влаги, обнаружение и измерение параметров приповерхностных волноводов, определяющих условия распространения радиоволн.

В зонах предприятий, создающих вредные выбросы или имеющих потенциальную возможность создавать их, роль систем акустического зондирования состоит в классификации типов термодинамических состояний атмосферы, способствующих накоплению или рассеиванию вредных выбросов [5].

Система акустического зондирования [2, 3] атмосферы представляет собой импульсный акустический локатор, который излучает в атмосферу короткие акустические сигналы и принимает эхосигналы, рассеянные турбулентными пульсациями физических величин атмосферы. Для надежного функционирования акустических систем необходимы усовершенствованные алгоритмы приема и обработки эхосигналов, оптимизированные к текущему состоянию помех в зоне действия акустического локатора [4, 7], так как мощность помех в большом числе случаев может превышать мощность полезных эхосигналов. Это наиболее общая особенность метода акустического зондирования, ограничивает его функциональные возможности и требует особого внимания к разработке методов повышения помехозащищенности.

Цель работы – анализ свойств наиболее сложных акустических помех, создаваемых комплексными конструктивными агрегатами или изделиями, которые содержат некоторое количество функционально связанных источников акустического шума и работающих одновременно.

Основные положения

Предположительно, помехи, создаваемые устройствами такого типа, должны быть представлены рядом гармоник, амплитуды и частоты которых находятся в некоторой функциональной связи, т.е. взаимозависимы. Такие помехи относятся к сложным структурно-временным сигналам. Их удобно определить как «комбинационные помехи», в связи с тем, что они создаются конструктивно комплексными устройствами.

При анализе помех такого типа важно выявить *число гармонических составляющих, их энергетический и частотный состав, а также характеристику изменчивости этих параметров во времени*. Такая информация позволит синтезировать зондирующие сигналы акустического локатора, оптимальные при текущей структуре акустических помех.

Нетрудно предположить, что режим работы комплексного источника акустических помех может изменяться во времени непрерывно и случайным образом. Из этого положения следует, что в полученном экспериментальном материале целесообразно анализировать изменчивость периода частотных составляющих исследуемого процесса на относительно небольших интервалах времени.

В настоящем исследовании акустические помехи регистрируются приемным устройством акустического локатора сеансами длительностью 10 мин при выключенном зондирующем устройстве. Далее полученная реализация в цифровом виде анализируется на содержание гармонических составляющих в диапазоне работы акустического локатора. Исследование проводится методом модельно-структурного анализа [2, 3]. В качестве модели s_M используется синусоидальная функция, ограниченная по времени целым числом p_M периодов:

$$s_M = \sin(2\pi \cdot t_M / T_{Mi}) \quad (1)$$

где t_M – длительность модели структурного элемента сигнала помехи, T_{Mi} – период i -й синусоидальной функции модели структурного элемента, $t_M = p_M T_{Mi}$, p_M – число периодов в модели структурного элемента, определяет длительность модельной функции.

Длительность t_N анализируемой выборки s_N помехи отвечает условию $t_N \gg t_M$.

В процессе обработки помехи рассчитываются зависимости коэффициента корреляции $k_r(\tau)$ между моделью s_M структурного элемента помехи и фрагментом s_{NM} помехи длительностью t_{NM} при условии $t_M = t_{NM}$ от параметра временного сдвига τ функции s_M вдоль выборки помехи s_N для каждого значения периода T_{Mi} , устанавливаемого из ряда

$$T_M(i) = (20 + i) \cdot \Delta t \text{ при } i = [1, \dots, 150], \quad (2)$$

где Δt – дискретный шаг квантования выборки по времени $\Delta t = 1/F_q$, $F_q = 48 \cdot 10^3 \text{ Гц}$ – частота квантования, т.е. рассчитывается ансамбль зависимостей $k_r(\tau, T_M)$, где $\tau = j \cdot \Delta t$, при $j \in [1: 50000]$, откуда $\tau_{\max} \cong 1 \text{ с}$.

В результате расчетов получим ансамбль зависимостей, которые удобно представить в виде $(m \times n)$ матрицы M_{kr} , где $m = \max(i)$, $n = \max(j)$, при этом вдоль строк располагаются коэффициенты корреляции, полученные при условии $T_{Mi} = \text{const}$, а число строк определяется числом итераций периода T_{Mi} модельной функции согласно выражению (2).

Величина параметра p_M определяет полосу пропускания Δf эквивалентного полосового фильтра, т.е. $\Delta f \sim 1/p_M$. Поэтому значение p_M определяется как компромисс между необходимостью определения числа гармоник и выявлением флуктуаций их периода.

Рабочий диапазон частот реальных систем акустического зондирования атмосферы сверху ограничен эффектом поглощения энергии акустической волны атмосферным газом, а снизу – требованием к обеспечению направленности антенной системы и, исходя из этого, находится в пределах интервала $D_F = [0,5 \dots 3] \text{ кГц}$. В связи с этим положением, спектр исследуемого сигнала помехи предварительно ограничивается с помощью последовательно включенных фильтров верхних и нижних частот.

Результаты экспериментальных наблюдений

Для получения новых научных знаний в области создания средств контроля состояния окружающей среды методами акустической локации, на территории университета создана станция акустического зондирования атмосферы [1 – 8], на которой проводятся систематические экспериментальные наблюдения за состоянием процессов в атмосфере и временной амплитудно-частотной структурой акустических помех.

На рис. 1, 2 в качестве примера приведено графическое изображение двух фрагментов результатов расчета ансамбля зависимостей $k_r(\tau, T_M)$, полученных при значении $p_M = 10$.

Визуальный анализ изображений показывает, что наблюдаемые процессы явно структурированы. В обоих случаях выделяются две области при среднем значении периода $T_1 \cong 3 \cdot 10^{-3} \text{ с}$ и $T_2 \cong 1,5 \cdot 10^{-3} \text{ с}$.

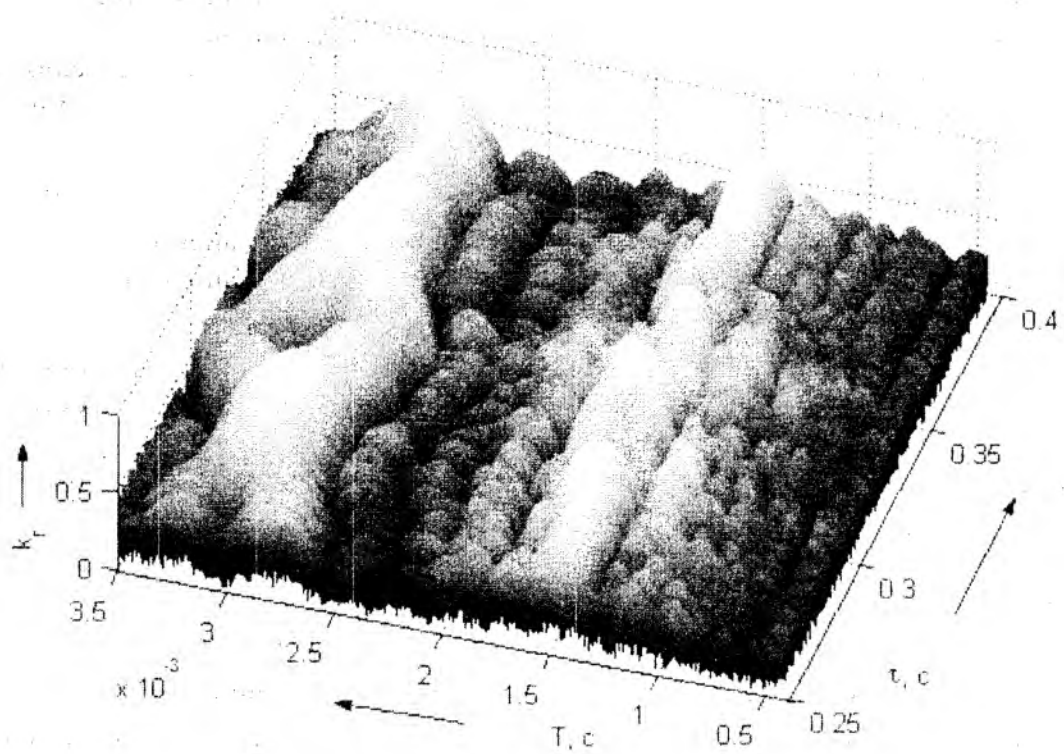


Рис. 1. Зависимость коэффициента корреляции от параметра сдвига и периода синусоидальной модели (фрагмент 1)

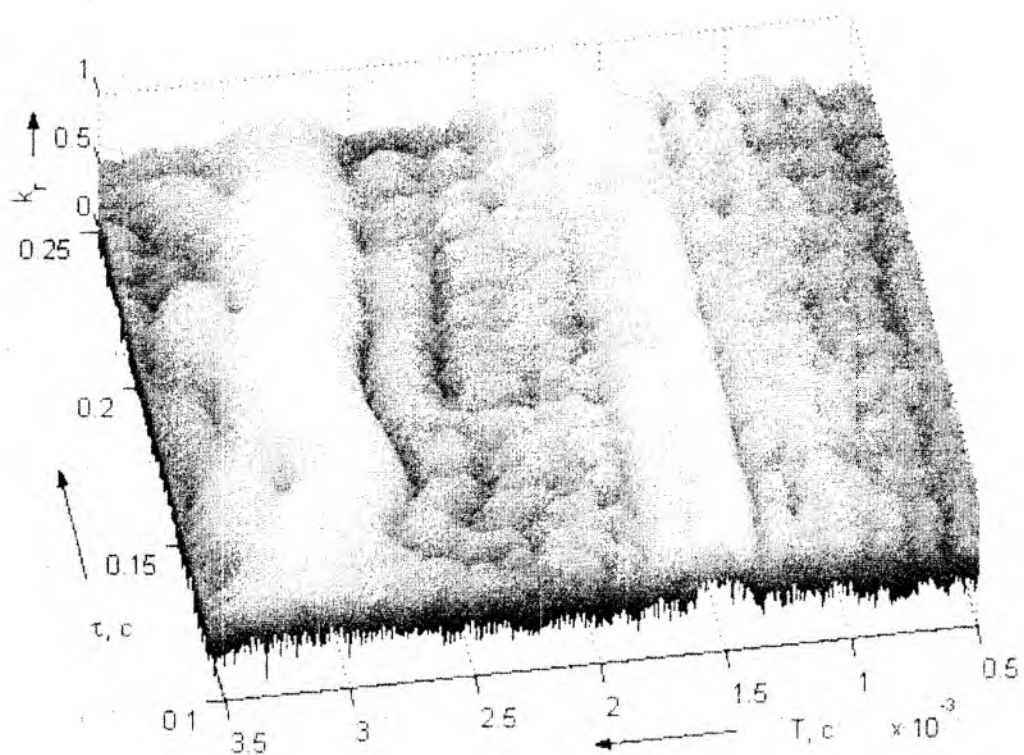


Рис. 2. Зависимость коэффициента корреляции от параметра сдвига и периода синусоидальной модели (фрагмент 2)

В первом случае флуктуации периода колебаний можно объяснить изменением режима работы основного источника акустического шума (вынуждающей силы) некоторого сложного агрегата. Это колебание можно определить как основное. Структура изменения периода в этой области показывает, что устройство, создающее помехи имеет как минимум два источника вынуждающей силы, например два или больше электроприводов. В области, прилежащей к этому колебанию ($T_{1_2} \cong (2,5 \dots 2,25) \cdot 10^{-3} \text{ с}$), наблюдаются колебания, у которых период изменяется синхронно с изменением периода основного колебания. Возникновение этих колебаний можно объяснить процессом нелинейного распространения основного колебания в пределах конструкции устройства.

В области $T_2 \cong 1,5 \cdot 10^{-3} \text{ с}$ наблюдается колебательный процесс с чередующимися возмущениями при относительно неизменном среднем значении периоде колебаний. Это явление можно объяснить как возникновение вынужденного колебания в некоторой области системы, обладающей собственной резонансной частотой, при воздействии на нее основного колебания как вынуждающей силы.

Общим свойством наблюдаемого процесса является малая продолжительность временных интервалов t_T , на которых период T_N сохраняет относительно постоянное значение, т.е., исходя из анализа зависимости рис. 1, 2, можно считать, что $T_N \cong \text{const}$ при $t_T \leq 0,05 \text{ с}$.

Расчет значений $k_r(\tau)$ матрицы M_{kr} выполнялся при значении $p_M = 10$. Это значение было получено как оптимальное в результате анализа ряда матриц M_{krp} , которые рассчитывались по методике расчета M_{kr} , но для расчета каждой из матриц M_{krp} использовались различные, постоянные для данной матрицы значения $p_{Mi} = \text{const}$, взятые из ряда: $p_M = [2; 3; 5; 10; 20]$. В результате были получены и проанализированы пять матриц (по числу итераций периода модели) M_{krp} .

По каждой из матриц M_{krp} рассчитывался столбец Y_{sp} , каждый член γ_{sp} которого представляет собой сумму членов k_r вдоль строк M_{krp} : $\gamma_{sp}(T_M) = \sum_{j=1}^n k_{rjp}(T_M)$. Каждый из полученных столбцов Y_{sp} представляет собой зависимость $Y_s = F(T_M, p_M = \text{const})$ суммарного коэффициента корреляции от длительности T_M периода модели для одного из значений p_M . На рис. 3 приведено семейство зависимостей Y_{sp} , нормированных на их максимальное значение $Y_s = 1/\max(Y_{sp})$.

Из приведенных зависимостей наглядно следует, что анализируемый процесс содержит не менее двух гармоник, однако их различимость уменьшается при уменьшении числа периодов в модели фрагмента помехи.

С целью формализации выбора оптимального значения p_M рассмотрим совместно зависимости $K_{rm}(p_M)$ и $Q(p_M)$, где $K_{rm} = \max[Y_{sp}(p_M)]$ – зависимость максимального значения функций Y_{sp} от величины p_M , и $Q(p_M)$ – коэффициент различимости гармоник, который вводится в виде $Q_Y(p_M) = \sum_{i=1}^{m-1} |k_{ris}(T_{Mi} + 1) - k_{ris}(T_{Mi})|$ и представляет собой сумму конечных приращений функций Y_{sp} (аналог первой производной) полученных для каждого из значений T_M .

На рис. 4 приведены зависимости максимального значения $K_{rm}(p_M)$ коэффициента корреляции и коэффициента различимости Q гармоник нормированные на их максимальные значения от числа периодов p_M модели структурного элемента помехи.

Как следует из рис. 4, при $p_M > 10$ величина K_{rm} принимает значения $K_{rm} < 0,8$, при этом $Q > 0,9$. Следовательно, в области $p_M > 10$ показатель K_{rm} принимает весьма малые значения и, следовательно, для матриц значений M_{kr} при $p_M > 10$ в массиве данных отсутствуют фрагменты, отвечающие условию $T_N \cong const$.

В альтернативном случае при $p_M < 10$ наблюдается уменьшение различимости гармоник по значениям периодов, что выглядит как сливающиеся полосы на рис. 1, 2.

Исходя из приведенных выводов при расчетах ансамблей $k_r(\tau, T_M)$ было принято значение $p_M = 10$.

Следующим важным параметром является распределение по длительностям интервалов времени, в течение которых период помехи сохраняет постоянное значение.

Первым шагом в этом разделе является формирование числового массива, содержащего информацию о существовании гармоник помехи при данном значении периода T_M модели ее фрагмента, длительность которого определяется также и выбранным значением $p_M = 10$. Такой массив формируется применением операции сравнения каждого члена $k_r(\tau, T_M = const)$ исходной матрицы M_{kr} с пороговым k_{rp} значением. В настоящем исследовании принято значение $k_{rp} = 0,65$. В результате сравнения принимаются решения:

$$M_{kr0,65}(j, i) = 1 \text{ при } M_{kr}(j, i) \geq 0,65,$$

$$M_{kr0,65}(j, i) = 0 \text{ при } M_{kr}(j, i) < 0,65$$

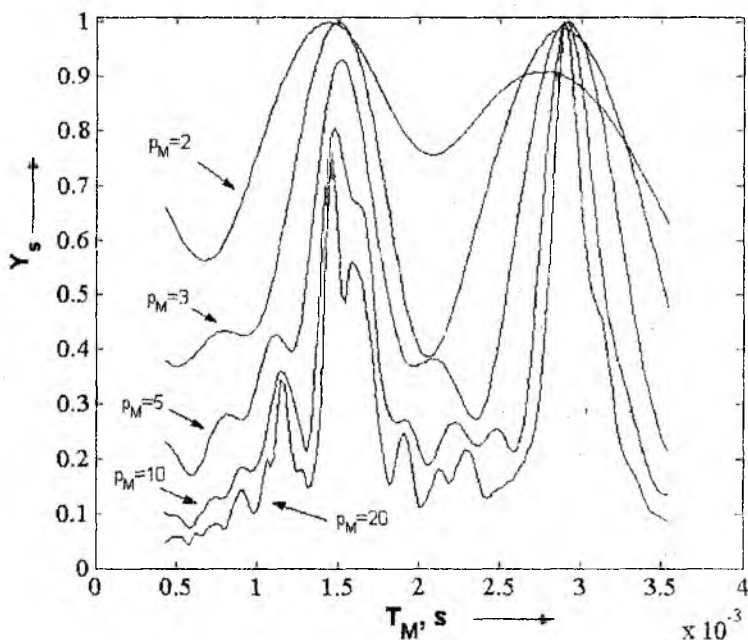


Рис. 3. Зависимости относительного суммарного коэффициента корреляции от длительности периода модели структурного элемента для ряда значений p_M

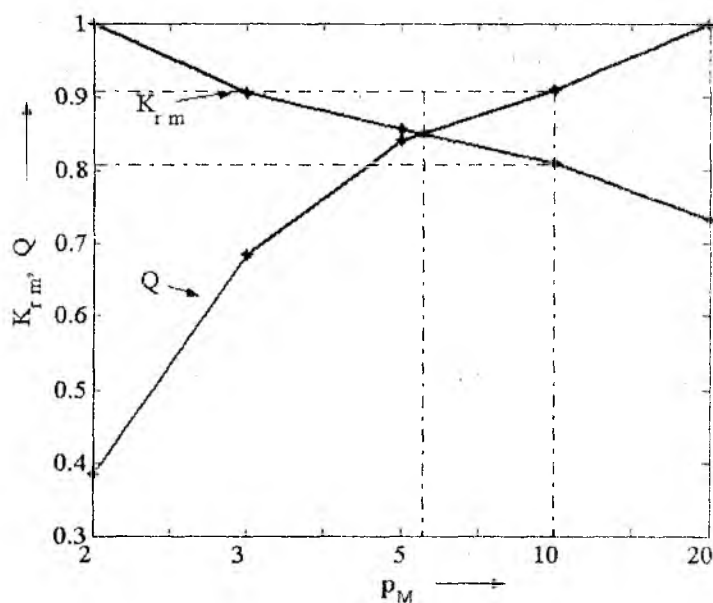


Рис. 4. Зависимость максимального коэффициента корреляции K_{rm} и коэффициента различимости Q от количества периодов в модели структурного элемента помехи

и формируется массив в виде матрицы $M_{kr0,65}$, содержащей только бинарные члены.

Далее вдоль строк матрицы $M_{kr0,65}$ выделяются фрагменты в виде элементарных массивов M_{onsi} данных, в пределах которых единичные значения присутствуют непрерывно, без нулевых промежутков и подсчитывается количество n_{onsi} этих единичных значений в каждом i - ht фрагменте данных. Очевидно, что длительность таких фрагментов $\tau_{gi} = n_{onsi} \cdot \Delta t$. В результате получаем вектор $T = [\tau_{g1} \dots \tau_{gN}]$ значений длительностей интервалов времени, в пределах которых период сигнала акустической помехи находится в некоторой временной области, определяемой значением $dT \sim p_M$ с центральным значением $T = T_M$, где N – общее число полученных фрагментов помехи.

На рис. 5 приведена гистограмма распределения статистической частоты $P^*[\tau_{gi}]$ значений τ_{gi} , рассчитанная по данным вектора $T = [\tau_{g1} \dots \tau_{gN}]$. Как следует из данных рис. 5, практически все распределение укладывается в области значений $\tau_g = [3 \dots 30] \cdot 10^{-3} c$. На число фрагментов с длительностью $\tau_g = [40 \dots 70] \cdot 10^{-3} c$ приходится менее одного процента вероятности.

Следовательно, анализируемый сигнал представлен небольшим числом гармонических составляющих, из которых явно выделяются только две, причем одна из них может рассматриваться как вынуждающая сила, остальные как вынужденные колебания со своими резонансными частотами.

Амплитудно-временная структура помехи показывает, что изменение частоты основной гармоники во времени имеет случайный характер, при этом частота вынужденного колебания изменяется синхронно с частотой основного колебания, сохраняя приблизительно постоянное значение разности этих частот.

Выводы

Рассмотрен процесс, содержащий только две явно выраженные гармоники, из которых одна является основной (вынуждающей), а вторая вынужденной (резонансной). На практике возможно существование источников помех и с большим числом основных гармоник, поэтому рассмотренную методику анализа следует в дальнейшем дополнить операциями выявления числа гармоник в исследуемом процессе.

Основным результатом работы является обоснование выдвинутого положения относительно преобладающего существования в зонах мегаполиса и аэропортов акустических помех со сложной амплитудно-временной структурой, которые определены как «комбинационные помехи». Показано, что такого типа помехи представлены несколькими гармониками, периоды и амплитуды которых изменяются во времени случайным образом, сохраняя при этом синхронность изменения и приближенно постоянное значение разности частот. Это положение может быть исходным при синтезе оптимально адаптивных алгоритмов функционирования систем акустического зондирования в условиях интенсивных акустических помех.

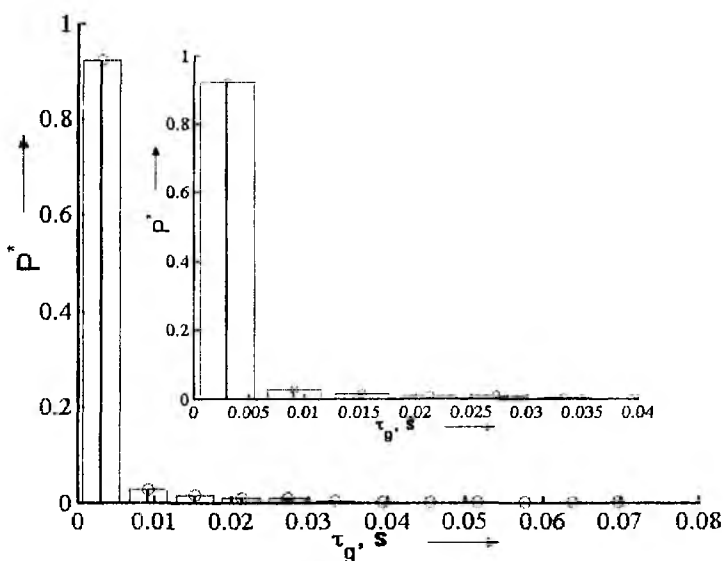


Рис. 5. Гистограмма распределения длительностей τ_{gi} фрагментов помехи

Продолжительность интервалов времени, на которых период гармоник сохраняет стабильность в некотором узком интервале периодов, мала и не превышает длительности $\tau_g \leq 70 \cdot 10^{-3} \text{ с}$. Из этого следует, что частотный анализ помех такого типа на интервалах времени порядка нескольких секунд будет малоэффективным с точки зрения оптимизации параметров системы акустического зондирования атмосферы.

Список литературы:

1. Leonidov V.I., Semenets V.V. Analysis of methods for wind shear detection in area of airports by data of atmosphere acoustic sounding // Telecommunications and Radio Engineering. 2018. 77(4). P.363-372.
2. Leonidov V.I. Acoustic sounding in the problem of finding and registration of thermodynamic perturbations in the surface layer of atmosphere // Telecommunications and Radio Engineering. 2015. 74(3). P.269-279.
3. Леонидов В.И. Анализ квазипериодических амплитудно-временных структур эхо-сигналов акустического зондирования атмосферы / В.И. Леонидов, В.В. Семенец // Радиотехника. 2011. Вып. 167. С. 27-31.
4. Леонидов В.И. Статистические характеристики эхо-сигналов акустического зондирования в зоне мегаполиса // Восточно-европейский журнал передовых технологий. 2012. №6/4, (60). С.46-50.
5. Semenets V.V., Kartashov V.M., Leonidov V.I. Registration of refraction phenomenon in the problem of acoustic sounding // Telecommunications and Radio Engineering. 2018. 77(5). P. 461-468.
6. Leonidov V.I., Semenets V.V. Coordinate method for estimation of radial velocity in systems of acoustic sounding of the atmosphere // Telecommunications and Radio Engineering. 2017. 76(3). P. 245-251.
7. Леонидов В.И. Задача обнаружения сигналов в системах акустического зондирования атмосферы / В.И. Леонидов, О.В. Зубков // Радиотехника. 2014. Вып. 178. С.13-19.
8. Leonidov V.I. Analysis of the models and structure of echo signals of the atmospheric acoustic sounding // Telecommunications and Radio Engineering. 2014. 73(16). P. 1497-1502.

*Харьковский национальный
университет радиоэлектроники*

Поступила в редколлегию 07.05.2019

*В.М. КАРТАШОВ, д-р техн. наук, О.И. ХАРЧЕНКО, канд. техн. наук,
В.И. ЧУМАКОВ, д-р техн. наук*

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ЭФФЕКТА СТОХАСТИЧЕСКОГО РЕЗОНАНСА ДЛЯ АНАЛИЗА СПЕКТРОВ АКУСТИЧЕСКОГО ИЗЛУЧЕНИЯ МАЛЫХ БЕСПИЛОТНЫХ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ

Введение

Беспилотные летательные аппараты (БПЛА) впервые появились во время второй мировой войны. В конце 50-х годов создаются беспилотные разведчики, а в 70-х годах XX века начинают проводиться научно-исследовательские разработки в области боевых БПЛА, а также беспилотных самолетов с большой высотой и продолжительностью полета, предназначенных для длительного наблюдения, сбора и передачи разведывательной информации.

Со временем БПЛА находят широкое применение и в других видах деятельности человека: в сельском хозяйстве для опыления растений на полях; для доставки медикаментов и гуманитарных грузов в труднодоступные районы; для проверки линий электропередачи трубопроводов и т.д. БПЛА могут использоваться и государственной службой по чрезвычайным ситуациям для мониторинга и прогнозирования, а также при контроле опасных объектов и т.д. [1 – 3].

В настоящее время малые БПЛА стали доступными для обычных пользователей, причём они имеют достаточно сложное оснащение, которое включает фото- и видеокамеры, систему автопилота и навигации. Повсеместное использование малых БПЛА породило ряд проблем, связанных с неадекватным поведением некоторых владельцев БПЛА, несанкционированным мониторингом объектов и территорий государственной важности, участившимися случаями вторжения в личную жизнь, возникновением возможности использованием БПЛА в террористических и разведывательных целях. Это обусловлено возможностью БПЛА выполнять задачи обнаружения, локализации и идентификации целей [4, 5].

Отсюда следует, что задача обнаружения БПЛА в воздухе, наблюдение за эволюцией его движения, разрешение нескольких близко расположенных летающих объектов является актуальной научно-прикладной задачей.

БПЛА является источником излучения электромагнитных и акустических колебаний, поэтому информация, обеспечивающая выявление и последующую пеленгацию БПЛА, может быть получена путем приема радиолокационными либо радиоакустическими средствами отраженной и излучаемой энергии во всех диапазонах спектра электромагнитных и акустических волн. Таким образом, можно сформулировать основные способы обнаружения БПЛА: по акустическому излучению, оптическое обнаружение, по излучению в инфракрасном диапазоне [6, 7 – 10], поиск БПЛА с помощью активных радиолокационных станций [9, 10], обнаружение средствами радиотехнической разведки.

Одним из основных методов является обнаружение БПЛА с использованием акустического канала. Суммарный спектр акустического излучения тактического БПЛА обусловлен гармоническими составляющими излучения двигателя, шума оборотов винта, излучением механической природы, а также высокочастотными и низкочастотными составляющими шума двигателя с непрерывными по частоте полосами [4, 11 – 15].

Для приема и обработки акустических сигналов БПЛА используется решетка микрофонов, поскольку использование отдельного микрофона даст лишь грубую оценку акустического сигнала [11]. Акустические антенные решетки оказываются эффективными для обнаружения и сопровождения низколетящих БПЛА на тактических расстояниях. В то же время акустическая решетка, кроме пространственного накопления сигналов, позволяет оценивать время прихода фронта акустической волны в разные точки пространства, что, в свою оче-

редь, обеспечивает оценку угла распространения волны относительно решетки, т.е. позволяет вычислить пеленг на источник излучения. Для БПЛА среднего размера с двигателем внутреннего сгорания дальность обнаружения в пять раз превышает этот же показатель для беспилотника с электрическим двигателем [16, 12 – 13].

Характеристики направленности – один из важнейших параметров источников шума в авиации. Факторы направленности излучения различных источников используются в классических подходах авиационной акустики для расчета ожидаемых уровней шума самолетов на местности. Эти методы расчета также входят в методику прогноза границ слышимости и заметности малоразмерных беспилотных летательных аппаратов с винтомоторной установкой. В работе [17] приведены результаты акустических испытаний малоразмерного БПЛА с поршневым двигателем в заглушенной камере АК-2 ЦАГИ. Показано, что при работе силовой установки на взлетном режиме в задней полусфере в направлениях $105 - 120^\circ$ в суммарном шуме силовой установки доминирует излучение на частоте первой гармоники шума вращения винта. На оси коленчатого вала доминирующим является акустическое излучение от поршневого двигателя. Здесь же описаны факторы направленности суммарного акустического излучения силовой установки и отдельных его частей.

Задачи обнаружения и сопровождения БПЛА решаются, как правило, с использованием методов радиолокационной обработки сигналов, которые основаны на линейной фильтрации сигналов на фоне шумов и помех высокой интенсивности. В то же время, нелинейные методы стохастической фильтрации на основе стохастического резонанса открывают широкие перспективы для обнаружения сигналов, генерируемых БПЛА, и выделения их на фоне акустических шумов [18].

Эффект стохастического резонанса. Основные понятия

Принято считать, что наличие шума в системе является отрицательным фактором, и борьба с шумами является одной из актуальных задач повышения помехоустойчивости радиотехнических систем. Разрабатываются малощумящие устройства и методы шумоподавления, созданы помехоустойчивые коды, сигналы с наилучшей структурой автокорреляционной функции, оптимальные фильтры; вопросы приема сигналов рассматриваются с позиции теории статистических решений, используется обнаружение методом накопления [19].

Вместе с тем, исследования, проведенные в 80-х годах прошлого века в области теоретической и экспериментальной физики, показали, что в ряде случаев наличие шума способствует выделению сигнала на фоне помех [20, 21]. Одним из примеров такого поведения является эффект стохастического резонанса (СР) [20, 21]. Стохастическим резонансом называется эффект выделения периодического сигнала из аддитивной смеси с шумом. СР является универсальным эффектом, присущим многим нелинейным системам, находящимся под воздействием слабого сигнала, замаскированного шумом.

Отклик нелинейной системы на слабый внешний сигнал в случае СР заметно усиливается с ростом интенсивности шума в системе и достигает определенного максимума при некотором уровне шума. Поскольку эффект СР реализуется в низкочастотной области, то другое название СР – нелинейный стохастический фильтр.

Уравнение, описывающее эффект СР, имеет вид [20 – 22]

$$dy/dt = ay(t) - by^3(t) + x(t), \quad (1)$$

где $x(t)$ – входной сигнал; a, b – параметры системы; $y(t)$ – сигнал на выходе системы.

Данное уравнение является уравнением Абеля 1-го порядка и не имеет аналитического решения [23].

К входному сигналу предъявляются требования: он должен быть слабым и периодическим. Рассмотрим случай входного сигнала в виде аддитивной смеси гармонического сигнала $s(t)$ и Гауссова шума $n(t)$:

$$x(t) = s(t) + n(t). \quad (2)$$

Численный расчет отклика при воздействии на вход системы, обладающей эффектом СР, аддитивной смеси гармонического сигнала и гауссова шума приведен на рис. 1. Частота сигнала равна 1/8 Гц, отношение сигнал/шум – 3 Дб [24].

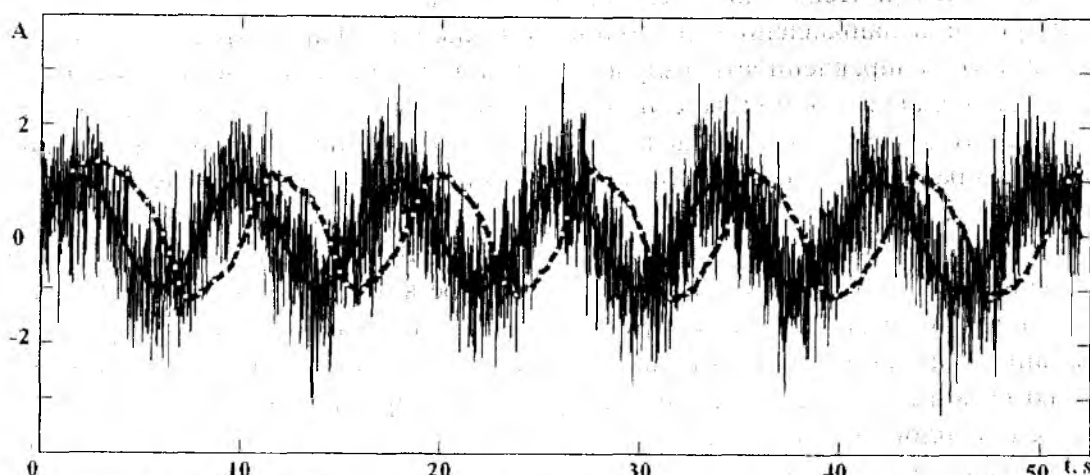


Рис. 1. Выделение сигнала на фоне гауссова шума при гармоническом входном сигнале (сплошная линия – передаваемый гармонический сигнал $s(t)$, тонкая – аддитивная смесь гармонического сигнала с шумом $x(t)$, пунктир – сигнал на выходе нелинейной системы $y(t)$)

Наглядно видно, что в результате обработки входной аддитивной смеси в соответствии с выражением (1) удастся значительно уменьшить шумовую компоненту колебания. Вместе с тем, наблюдается запаздывание выходного сигнала по отношению к входному, что характерно для нелинейных фильтров.

Выделение акустического излучения БПЛА методом стохастической фильтрации

Суммарный спектр акустического излучения тактического БПЛА обусловлен гармоническими и широкополосными составляющими. Он включает в себя гармонические составляющие излучения от двигателя, шума вращения винта, излучение механического происхождения, а также высокочастотную и низкочастотную составляющие шума двигателя с непрерывными по частоте спектрами. В шуме силовой установки БПЛА, включающего поршневой двигатель воздушного охлаждения, при отсутствии в его выхлопном тракте глушителя определяющим источником внешнего шума является поршневой двигатель.

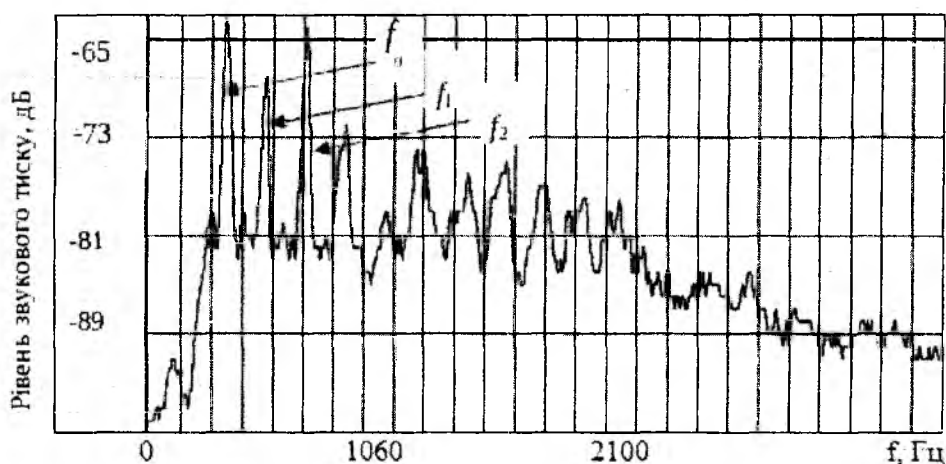


Рис. 2. Типовой спектр акустического излучения силовой установки БПЛА

Дискретные составляющие спектра следуют с частотами $f_i = f_0 \times i$, которые кратны частоте зажигания f_0 , где $i = 1, 2, 3, \dots$ – номер соответствующей гармоники. На высоких частотах значимость периодических процессов в формировании спектра акустического излу-

чения двигателя заметно ослабляется, поскольку более важную роль в суммарном акустическом излучении начинают играть процессы случайного происхождения. В частности, для шума выхлопа может быть существенной вихревая составляющая. На самом же деле, выхлопной тракт двигателя формирует в атмосфере последовательность импульсов давления, частотный спектр которых представлен на рис. 2 [5, 6, 25].

Применим метод СР для выделения полезного сигнала из аддитивной смеси сигнала БПЛА и шума. Результат расчета спектральной плотности мощности для дисперсии шума $D = 0.001$ приведен на рис. 3.

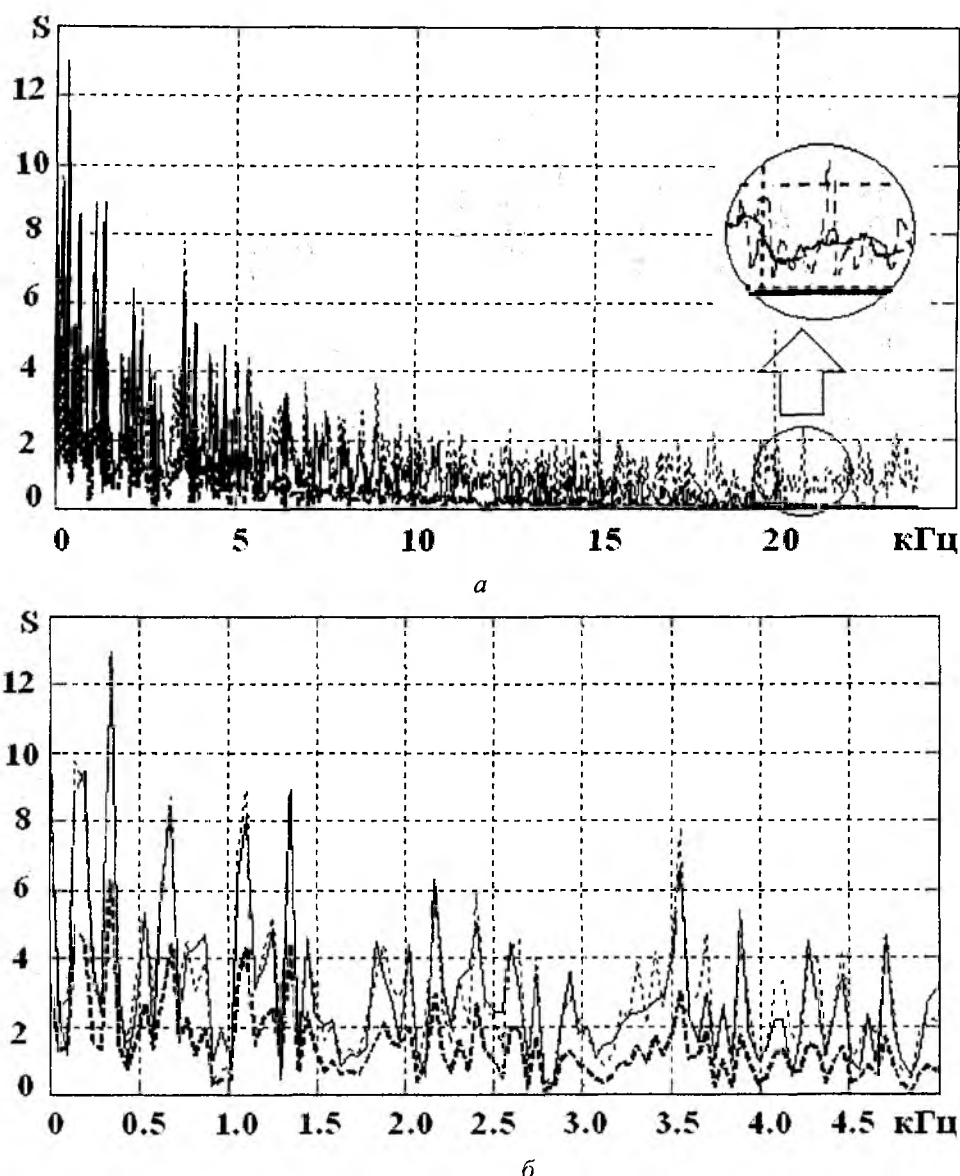


Рис. 3. Выделение сигнала БПЛА на фоне Гауссова шума с дисперсией $D = 0.001$ (сплошная линия – сигнал БПЛА, точки – аддитивная смесь полезного сигнала с шумом, пунктир – сигнал, полученный с помощью эффекта СР)

Рис. 3 показывает, что стохастический фильтр на основе эффекта СР обеспечивает выделение низкочастотных компонент акустического сигнала БПЛА, т.е. реализует обработку, аналогичную низкочастотной фильтрации, при отношении сигнал/шум на входе $SNR = -34.45$ дБ. Качество фильтрации определяется сохранением низкочастотных компонент в спектре выходного сигнала [2]. В высокочастотной же области наблюдаем значительное ослабление отклика фильтра.

Рис. 4, 5 иллюстрируют зависимость спектра отклика фильтра от уровня шума. Сравнивая рис. 2, 4, видим, что при дисперсии $D = 0.01$ и отношении сигнал/шум $SNR = -44.45$ дБ фильтр обеспечивает выделение низкочастотных компонент в области $f < 1,5$ кГц.

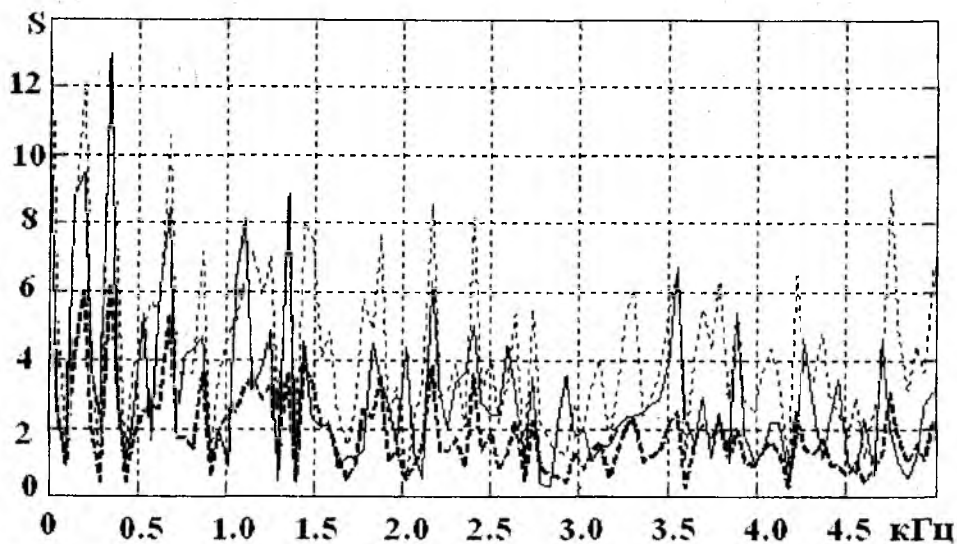


Рис. 4. Выделение сигнала БПЛА на фоне Гауссова шума с дисперсией $D = 0.01$ (сплошная линия – сигнал БПЛА, точки – аддитивная смесь полезного сигнала с шумом, пунктир – сигнал, полученный с помощью эффекта CP)

При дальнейшем увеличении мощности шума выделение сигнала не происходит, и на временной диаграмме появляются ложные пики (рис. 5).

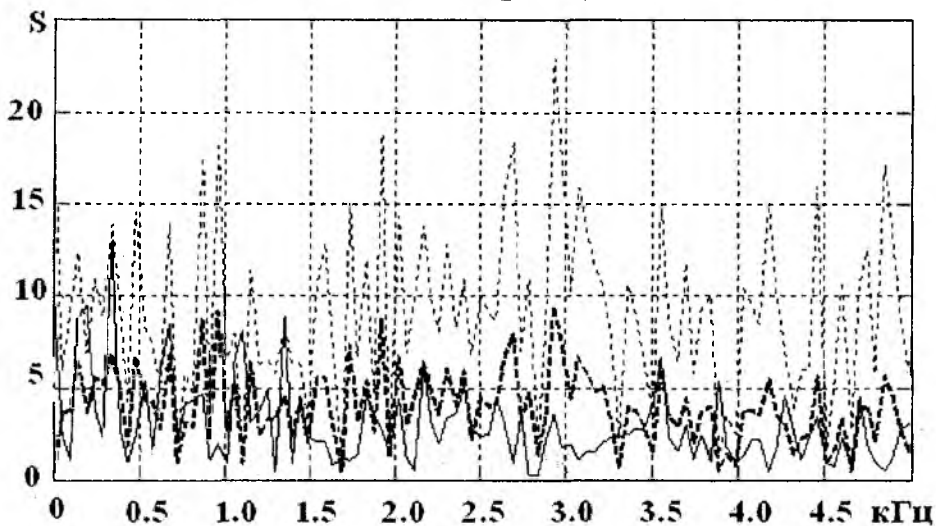


Рис. 5. Выделение сигнала БПЛА на фоне Гауссова шума с дисперсией $D = 0.1$ (сплошная линия – сигнал БПЛА, точки – аддитивная смесь полезного сигнала с шумом, пунктир – сигнал, полученный с помощью эффекта CP) $SNR = -54.45$ дБ

Поскольку используются численные методы, частоту дискретизации акустического сигнала БПЛА можно изменять и получать, соответственно, различные результаты. Меняя коэффициент пересчета частоты, регулируем ширину полосы пропускания нелинейного стохастического фильтра (рис. 6, 7).

На рис. 7 показано, что сигнал выделяется до значения примерно 1,5 кГц, а при увеличении коэффициента пересчета частоты сигнал выделяется примерно до 0,7 кГц. Данные результаты обусловлены тем, что эффект CP действует на низких частотах. Таким образом, можно обеспечить регулировку полосы пропускания фильтра в зависимости от спектра входного сигнала.

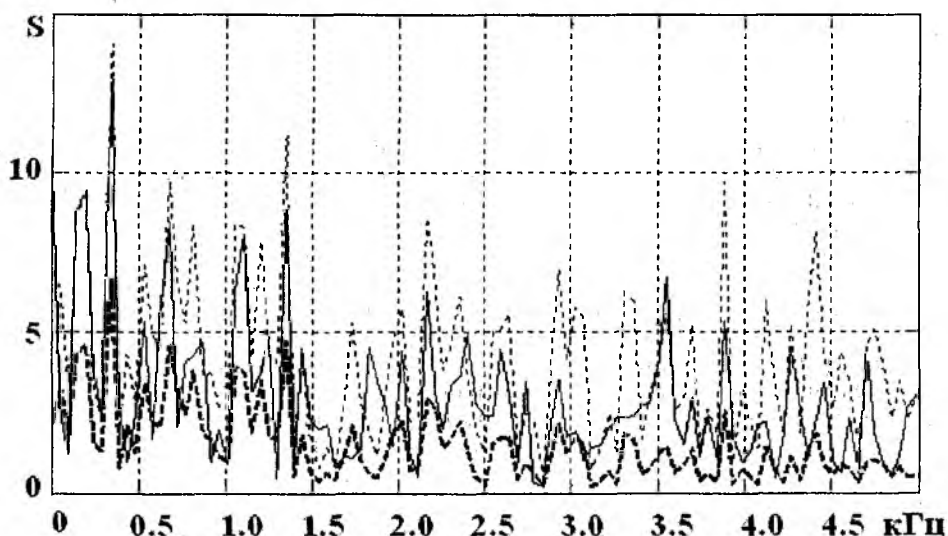


Рис. 6. Выделение сигнала БПЛА на фоне Гауссова шума с дисперсией $D = 0.01$, коэффициент пересчета частоты $k = 7000$ (сплошная линия – сигнал БПЛА, точки – аддитивная смесь полезного сигнала с шумом, пунктир – сигнал, полученный с помощью эффекта СР)

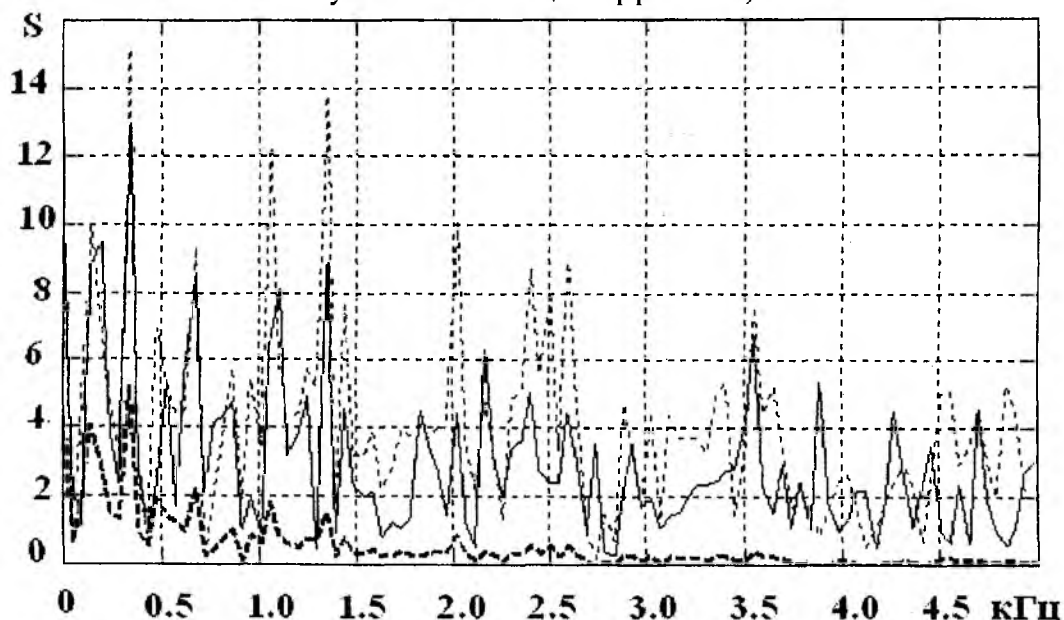


Рис. 7. Выделение сигнала БПЛА на фоне Гауссова шума с дисперсией $D = 0.01$, коэффициент пересчета частоты $k = 14000$ (сплошная линия – сигнал БПЛА, точки – аддитивная смесь полезного сигнала с шумом, пунктир – сигнал, полученный с помощью эффекта СР)

Выводы

1. Проведен анализ физической природы и основных признаков излучения, создаваемого современными БПЛА. Показано, что для решения проблемы обнаружения малозаметных и малоскоростных БПЛА наиболее эффективным является акустический канал, причем для обнаружения БПЛА информационной характеристикой акустического канала является суммарный спектр его акустического излучения.

2. На примере гармонического сигнала проведено численное моделирование эффекта СР. Показано, что стохастический фильтр на основе СР позволяет выделить гармонический сигнал из аддитивной смеси гармонического сигнала и гауссова шума.

3. Проведено численное моделирование процесса выделения полезного аудиосигнала из аддитивной смеси сигнала БПЛА и шума на основе модели стохастического фильтра. Показано, что выделение полезного сигнала из аддитивной смеси сигнала БПЛА и шума происходит, когда отношение сигнал/шум на входе $SNR > -54.45$ дБ.

4. Показано, что полосе пропускания стохастического фильтра можно регулировать, изменяя значения коэффициента пересчета частоты, выбирая количество гармоник, подлежащих выделению.

Список литературы:

1. Корольков В.А. Автоматизированные акустические и оптоэлектронные комплексы и системы для экологического и метеорологического мониторинга атмосферы : дис. ... д-ра техн. наук ; специальность 05.11.13. Приборы и методы контроля природной среды, веществ, материалов и изделий. Томск, 2017. 471 с.
2. Kartashov V.M., Tikhonov V.A., Voronin V.V. Features of construction and application of complex systems for the atmosphere remote sounding // Telecommunications and Radio Engineering. 2017. Vol. 76, №8. P.743-749.
3. Semenets V. V., Kartashov V.M., Leonidov V. I. Registration of refraction Phenomenon in the Problem of acoustic Sounding of Atmosphere in Airport Zone // Telecommunications and Radio Engineering. 2018. Vol. 77, №5. P.461-468.
4. Теодорович Н.Н., Строганова С.М., Абрамов П.С. Способы обнаружения и борьбы с малогабаритными беспилотными летательными аппаратами // Интернет-журнал "Науковедение". 2017. Т. 9. № 1. <http://naukovedenie.ru/PDF/13TVN117.pdf> (доступ свободный). Загл. с экрана.
5. Амелин К.С., Миллер А.Б. Алгоритм уточнения местонахождения легкого БПЛА на основе калмановской фильтрации измерений пеленгационного типа / Санкт-Петербург. гос. ун-т // Анализ и синтез систем управления. Информационные процессы. 2013. Т. 13, № 4. С. 338–352.
6. Даник Ю.В., Бугайов М.В. Аналіз ефективності виявлення тактичних безпілотних літальних апаратів пасивними та активними засобами спостереження // Зб. наук. праць ЖВІ ДУТ. Інформаційні системи'15. 2015. Вип.10. С.5-20.
7. Соловьев В. А. Проблемы обнаружения беспилотных летательных аппаратов оптико-электронными устройствами // Электронный математический и медико-биологический журнал. 2011. Т. 10. Вып. 3. С. 1–13.
8. Kartashov V.M., Olevnikov V.N., Sheiko S.A., Korvtsev I.V., Babkin S.I., Zubkov O.V., Anokhin M.A. Information characteristics of sound radiation of small unmanned aerial vehicles // Telecommunications and Radio Engineering. 2018. Vol. 77, №10. P.915-924.
9. Beel J. J. Anti-UAV Defense For Ground Forces and Hypervelocity Rocket Lethality Models / J. J. Beel. Monterey, California : Naval Postgraduate School, 1992. P. 36–46.
10. Moses A. Radar-based detection and identification for minia ture air vehicles / A. Moses, M. J. Rutherford, K. P. Valavanis // IEEE International Conference on Control Applications. 2011. September 28-30.
11. Sadasivan S. Acoustis signature of an unmanned air vehicle exploitation for aircraft localisation and parameter estimation / S.Sadasivan, M.Gurubasavaraj, S.R. Sekar // Eronautical DEF SCI J. 2001. Vol. 51, № 3. P. 279-283.
12. Massey K. Noise Measurements of Tactical UAVs / K. Massey, R. Gaeta // Georgia Inst. of Technology / GTRI / ATAS, Atlanta. 16th AIAA / CEAS Aeroacoustics Conference. American Institute of Aeronautics and Astronautics, 2010. P. 1-16.
13. Marino L. Experimental analysis of UAV-propellers noise / L. Marino // 16th AIAA/CEAS Aeroacoustics Conference. University "La Sapienza", Rome, Italy. American Institute of Aeronautics and Astronautics, 2010. P. 1-14.
14. Pham T. TTCP AG-6: Acousting detection and tracking of UAVs / T.Pham, N.Srour // U.S. Army Research Laboratory. Proc. of SPIE. 2004. Vol. 54. P. 24–29.
15. Zelnio A.M. Detection of small aircraft using an acoustic array. Thesis. B.S. // Electrical Engineering, Wright State University. 2007. 55 p.
16. Цепляева Т.П., Поздышева Е. М., Поштаренко А. Г. Анализ применения беспилотных комплексов / Нац. аэрокосм. ун-т им. Н.Е. Жуковского «ХАИ». https://www.khai.edu/csp/portal/Archiv/OIKIT39/p_149-154.pdf. Дата обращения 16.09.2017 г.
17. Мошков П.А. Прогнозирование и снижение шума на местности легких винтовых самолетов : дис. ... канд. техн. наук. Москва : МАИ (НИУ), 2015. 143 с.
18. Kharchenko O., Lonin Yu.F., Ponomaryov A.G. Frequency analysis of the stochastic filtering using transfer function. Part I. Sinusoidal input // Problems of atomic lposcience and technology. 2018. № 4. Series "Plasma Physics". Issue 116. P.249-252.
19. Харкевич А.А. Борьба с помехами. Москва : Наука, 1965. 275с.
20. Анищенко В.С., Нейман В.Б., Мосс Ф., Шиманский-Гайер Л. Стохастический резонанс как индуцированный шумом эффект увеличения степени порядка // Успехи физических наук. 1999. Т. 169, № 1. С. 7–37.
21. Геращенко О.В. Стохастический резонанс в асимметричной бистабильной системе // Письма в ЖТФ. 2003. Т. 29, вып.6. С. 82-86.
22. Q. He, J. Wang. Effects of multiscale noise tuning on stochastic resonance for weak signal detection // Digital Signal Processing. 2012. №22. P. 614-621.
23. Камке Э. Справочник по обыкновенным дифференциальным уравнениям ; пер. с англ. ; издание второе, перераб. и доп. Москва : Гос. изд-во физ.-мат. лит., 1961. 703 с.
24. Kharchenko O.I., Gorban A.M. Non-linear filtering of pulser signals in case of of hight intensivity noise // Problems of Atomic Science and Technology. Series: Nuclear Physics Investigations. 2017. №6(112). P.113-116.
25. Гордієнко Ю.О., Бугайов М.В., Солонець О.І., Солопій О.А. Особливості акустичних сигналів безпілотних літальних апаратів // Наука і техніка Повітряних Сил Збройних Сил України. 2016. № 1 (22). С.32.

*О.Г. АВРУНІН, д-р техн. наук, В.В. СЕМЕНЕЦЬ, д-р техн. наук,
Н.Г. КОСУЛІНА, д-р техн. наук, В.С. ПОПРЯДУХІН, канд. техн. наук,
С.В. КУСКОВА, канд. екон. наук*

ВИЗНАЧЕННЯ ПАРАМЕТРІВ ПРЯМОКУТНОГО ХВИЛЕВОДУ ДЛЯ ПЕРЕДАЧІ ЕЛЕКТРОМАГНІТНОЇ ЕНЕРГІЇ В ПРИЗМАТИЧНИЙ РЕЗОНАТОР З ВОВНОЮ

Вступ

Традиційно із-за багатьох своїх якостей вовна є незамінним волокном для виробництва текстильних виробів. Здатність утримувати тепло і вологу, висока міцність, еластичність та пружність, легкість та добра здатність до прядіння вигідно відрізняють вовну від льону та синтетичних волокон. Вовна незамінна при виготовленні верхнього одягу та трикотажу, що є особливо важливим для населення з різко континентальним кліматом [1].

Збереження конкурентоспроможних позицій вовни на ринку текстильних матеріалів в багатьом визначається її якістю. Якість вовняного волокна залежить від її первинної обробки. Однією з первинних задач при обробці вовни є її дезінфекція в технологічному процесі класування та сортування. Встановлено, що в 1 г вовни налічується від 400 до 700 мільйонів бактерій [2].

Аналіз технологічного процесу та обладнання, що використовується на підприємстві з переробки вовни, виявив їх істотні недоліки [1 – 5]:

- в процесі класування та сортування руйнуються природні властивості вовни, стандарту відповідає лише 10 % вовни;

- застосування пари та розчинів формалінів та фенолу для дезінфекції призводить до зменшення розривного навантаження та міцності вовни до 20 %.

Але застосування хімічних дезінфікуючих препаратів для знищення патогенних мікроорганізмів у вовні пов'язане зі значними затратами праці, часу, впливом їх на якість волокна, на організм людини та оточуюче середовище [6 – 9].

Все зазначене потребує розробки нової технології для обробки вовни в кіпах на принципово новій основі [11].

Проведений аналіз показує, що для знищення патогенних мікроорганізмів у вовні, збереження якості волокон вовни та екології навколишнього середовища необхідно застосовувати електромагнітні (ЕМ) методи мм діапазону [12 – 14].

Оскільки кіпи з вовною мають великі габаритні розміри, то виникає проблема з ефективності передачі електромагнітної енергії від джерела в резонатор з вовною.

Літературний огляд

В літературному джерелі [15] розглянута резонансна система для вимірювання хемілюмінесценції біологічних матеріалів. Матеріали для вимірювання розташовувались в циліндричному резонаторі, а для збудження коливань в резонаторі не проводились дослідження щодо ефективності передачі енергії в резонатор.

В роботі [16] для покращення спектральних та енергетичних характеристик генераторів застосовані резонатори з гладкими сферичними та плоскими дзеркалами. Питання ефективності збудження коливань в таких резонаторах не розглядалися.

Для сушки вовни в роботі [17] запропоновано застосовувати пірамідальний рупорний випромінювач електромагнітної енергії. Ефективність роботи випромінювача залежить від його геометричних параметрів, які в роботі не визначені ні теоретично, ні експериментально.

В роботах [18, 19] розглянуто збудження коливань в резонаторних системах міліметрового діапазону, які використовувались для вимірювання електрофізичних параметрів матеріалів та речовин.

Аналіз показує, що резонаторні системи використовувались для вимірювання діелектричних параметрів біологічних речовин та не вимагали досліджень щодо ефективності передачі в резонатор електромагнітної енергії.

Об'єкт, мета і завдання дослідження

Об'єкт дослідження. Процес обробки вовни в об'ємному резонаторі електромагнітною енергією мм діапазону.

Мета роботи – визначення параметрів хвильоводної системи для ефективної передачі електромагнітної енергії в резонатор з вовною в міліметровому діапазоні довжин хвиль.

Для досягнення поставленої мети необхідно було вирішувати наступні питання:

1. Розв'язати задачу про збудження призматичного резонатора за допомогою прямокутного хвильоводу.
2. Визначити параметри рупорних випромінювачів та потужність дифракційних генераторів для обробки вовни в кіпах.

Визначення параметрів прямокутного хвильоводу для ефективного передавання електромагнітної енергії в призматичний резонатор

Розглянемо задачу про збудження призматичного резонатора за допомогою прямокутного хвильоводу. Переріз хвильоводу $a \times b$ і будемо вважати, що в ньому розповсюджується тільки одна хвиля H_{20} . Збудження призматичного резонатора за допомогою прямокутного хвильоводу на хвилі H_{20} дозволяє виконати умови по потужності для розігріву та дезінфекції вовни в кіпах та застосувати два дифракційних генератора з потужністю 250 Вт [12]. Розміри самого резонатора дорівнюють: ширина $x_0 = 800$ мм; висота $y_0 = 600$ мм; довжина $z_0 = 900$ мм (рис. 1). Довжина хвилі $\lambda = 8,333$ мм ($f = 36$ ГГц).

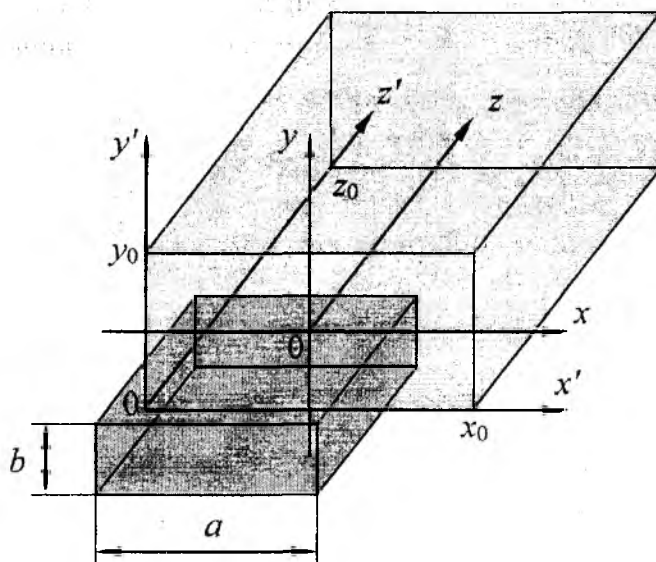


Рис. 1. Призматичний резонатор, що збуджується прямокутним хвильоводом

В загальному випадку для коливання H_{mq} призматичного резонатора в декартовій системі координат розподіл електричного поля має вигляд [12].

$$\begin{cases} \dot{E}_{x'} = A \cos\left(\frac{m\pi x'}{x_0}\right) \sin\left(\frac{n\pi y'}{y_0}\right) \sin\left(\frac{q\pi z'}{z_0}\right), \\ \dot{E}_{y'} = B \sin\left(\frac{m\pi x'}{x_0}\right) \cos\left(\frac{n\pi y'}{y_0}\right) \sin\left(\frac{q\pi z'}{z_0}\right), \\ \dot{E}_{z'} = C \sin\left(\frac{m\pi x'}{x_0}\right) \sin\left(\frac{n\pi y'}{y_0}\right) \cos\left(\frac{q\pi z'}{z_0}\right), \end{cases} \quad (1)$$

а компоненти магнітного поля можна представити як

$$\begin{cases} \dot{H}_{x'} = \frac{\pi}{jk} \left(\frac{n}{y_0} C - \frac{q}{z_0} B \right) \sin\left(\frac{m\pi x'}{x_0}\right) \cos\left(\frac{n\pi y'}{y_0}\right) \cos\left(\frac{q\pi z'}{z_0}\right), \\ \dot{H}_{y'} = \frac{\pi}{jk} \left(\frac{q}{z_0} A - \frac{m}{x_0} C \right) \cos\left(\frac{m\pi x'}{x_0}\right) \sin\left(\frac{n\pi y'}{y_0}\right) \cos\left(\frac{q\pi z'}{z_0}\right), \\ \dot{H}_{z'} = \frac{\pi}{jk} \left(\frac{m}{x_0} B - \frac{n}{y_0} A \right) \cos\left(\frac{m\pi x'}{x_0}\right) \cos\left(\frac{n\pi y'}{y_0}\right) \sin\left(\frac{q\pi z'}{z_0}\right), \end{cases} \quad (2)$$

Тут A, B, C – комплексні амплітудні коефіцієнти; m, n та q – кількість просторових варіацій поля по координатам x', y' та z' , відповідно; $k = \pi \sqrt{(m/x_0)^2 + (n/y_0)^2 + (q/z_0)^2}$ – хвильове число. В усіх випадках пропущений множник $\exp(-j\beta z')$, який при $t = \text{const}$ враховує зміну компонент поля вздовж осі z' . Будемо розглядати збудження коливання H_{20q} , структура якого в поперечному перетині резонатора, що розглядається, найбільш близька до структури електричної компоненти хвилі H_{20} в підвідному хвилеводі. Вираз для цієї компоненти, яку в подальшому будемо називати збуджуючим полем, запишеться як [19]

$$\dot{E}_{y's} = D \sin \frac{2\pi x'}{a}, \quad (3)$$

де D – комплексний амплітудний коефіцієнт.

Тут, як і попереду, опущено множник $\exp(-j\beta z')$, який описує зміну $\dot{E}_{y's}$ вздовж осі z' . Якщо тепер перенесемо початок координат в центр поперечного перетину призматичного резонатора (рис. 1), то тоді $x' = x + (x_0/2)$, $y' = y + (y_0/2)$ – для резонатора, $x' = x + (a/2)$, $y' = y + (b/2)$ – для збуджуючого хвилеводу, а $z' = z$. Після підстановки значень x', y' та z' в вирази (1), (2) та враховуючи, що $m = 2$, $n = 0$, отримаємо в кінцевому вигляді вираз для складових поля в призматичному резонаторі:

$$\begin{cases} \dot{E}_x = \dot{E}_z = 0, \\ \dot{E}_y = -B \sin\left(\frac{2\pi x}{x_0}\right) \sin\left(\frac{q\pi z}{z_0}\right), \end{cases} \quad (4)$$

$$\begin{cases} \dot{H}_x = A_1 \sin\left(\frac{2\pi x}{x_0}\right) \cos\left(\frac{q\pi z}{z_0}\right), \\ \dot{H}_y = 0, \\ \dot{H}_z = C_1 \cos\left(\frac{2\pi x}{x_0}\right) \sin\left(\frac{q\pi z}{z_0}\right), \end{cases} \quad (5)$$

тут $A_1 = \frac{\pi}{jk} \frac{q}{z_0} B$, $C_1 = \frac{\pi}{jk} \frac{2}{x_0} B$. Компоненту електричного поля $\dot{E}_y$ позначимо як $\dot{E}_{yp}$. Рівняння (3) при переносі початку координат приймає вигляд

$$\dot{E}_{yp} = -D \sin \frac{2\pi x}{a}. \quad (6)$$

Для знаходження ефективності збудження коливання H_{20q} в призматичному резонаторі за допомогою прямокутного хвилеводу, в якому розповсюджується хвиля H_{20} , скористаємося функціоналом, який застосовується в антенній техніці для визначення коефіцієнта використання поверхні [20]:

$$\eta = \frac{\left| \int_{-\frac{a}{2}}^{\frac{a}{2}} \int_{-\frac{b}{2}}^{\frac{b}{2}} E_{ys}(x, y) E_{yp}^*(x, y) dx dy \right|^2}{\|E_{ys}(x, y)\| \|E_{yp}(x, y)\|}, \quad (7)$$

де $\|E_{ys}(x, y)\|$ та $\|E_{yp}(x, y)\|$ – норми функції, які в даному випадку визначаються як:

$$\|E_{ys}(x, y)\| = \int_{-\frac{a}{2}}^{\frac{a}{2}} \int_{-\frac{b}{2}}^{\frac{b}{2}} E_{ys}(x, y) E_{ys}^*(x, y) dx dy, \quad (8)$$

$$\|E_{yp}(x, y)\| = \int_{-\frac{x_0}{2}}^{\frac{x_0}{2}} \int_{-\frac{y_0}{2}}^{\frac{y_0}{2}} E_{yp}(x, y) E_{yp}^*(x, y) dx dy, \quad (9)$$

Знак * позначає комплексно спряжену функцію. Функціонал (7), тобто показує, яка доля збуджуючої хвилі переходить в робоче коливання призматичного резонатора.

Після підстановки значення $\dot{E}_{ys}$, що визначається виразом (6), в рівняння (8), отримаємо

$$\|E_{ys}(x, y)\| = D^2 \int_{-\frac{a}{2}}^{\frac{a}{2}} \int_{-\frac{b}{2}}^{\frac{b}{2}} \sin^2\left(\frac{2\pi x}{a}\right) dx dy. \quad (10)$$

Опускаючи проміжні викладки, запишемо в кінцевому вигляді норму функції, що визначає збуджуюче поле:

$$\|E_{ys}(x, y)\| = D^2 \frac{ab}{2}. \quad (11)$$

Аналогічно попередньому випадку, після підстановки значення E_{yp} , яке визначається рівнянням (4), в вираз (9), отримаємо:

$$\|E_{yp}(x, y)\| \left(B \sin\left(\frac{q\pi z}{z_0}\right) \right)^2 \int_{-\frac{x_0}{2}}^{\frac{x_0}{2}} \int_{-\frac{y_0}{2}}^{\frac{y_0}{2}} \sin^2\left(\frac{2\pi x}{x_0}\right) dx dy. \quad (12)$$

Тепер запишемо в кінцевому вигляді, опускаючи проміжні викладки, норму функції, яка визначає робоче колювання призматичного резонатора,

$$\|E_{yp}(x, y)\| = \left(B \sin \left(\frac{q\pi z}{z_0} \right) \right)^2 \frac{x_0 y_0}{2}. \quad (13)$$

В якості наступного кроку розглянемо інтеграл, що стоїть в чисельнику виразу (7):

$$H(x, y) = (-D) \left(-B \sin \left(\frac{q\pi}{z_0} z \right) \right) \int_{-\frac{a}{2}}^{\frac{a}{2}} \int_{-\frac{b}{2}}^{\frac{b}{2}} \sin \left(\frac{2\pi x}{a} \right) \sin \left(\frac{2\pi y}{b} \right) dx dy, \quad (14)$$

З урахуванням того, що [4]:

$$\sin \left(\frac{2\pi x}{a} \right) \sin \left(\frac{2\pi y}{b} \right) = \frac{1}{2} \left[\cos \left(2\pi x \left(\frac{1}{a} - \frac{1}{b} \right) \right) - \cos \left(2\pi x \left(\frac{1}{a} + \frac{1}{b} \right) \right) \right],$$

запишемо вираз (14) в кінцевому вигляді:

$$H(x, y) = D \left(B \sin \left(\frac{q\pi}{z_0} z \right) \right) \frac{ab}{\pi} \sin \left(\frac{\pi a}{x_0} \right) \frac{1}{(1 - (a/x_0)^2)}. \quad (15)$$

Після підстановки виразів (11), (13) та (15) в співвідношення (7) отримаємо рівняння, що визначає ефективність збудження колювання H_{20q} в призматичному резонаторі за допомогою хвилі H_{20} прямокутного хвильоводу:

$$\eta = \frac{4\tilde{a}\tilde{b} \sin^2(\pi\tilde{a})}{\pi^2 (1 - \tilde{a}^2)^2}. \quad (16)$$

Тут зроблені позначення: $\tilde{a} = a/x_0$; $\tilde{b} = b/y_0$. Результати розрахунку за формулою (16) представлено на рис. 2.

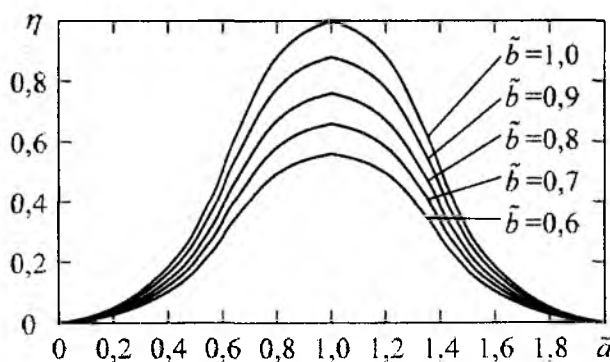


Рис. 2. Залежність ефективності збудження η колювань H_{20q} в призматичному резонаторі від розмірів живлячого хвильоводу

Як видно з рис. 2, максимальна ефективність збудження колювання H_{20q} в резонаторі незалежно від висоти хвильоводу $\tilde{b}$ буде мати місце при $\tilde{a} = 1$, тобто коли ширина хвильоводу a дорівнює ширині резонатора x_0 . Водночас, якщо висота хвильоводу b буде дорівнювати висоті резонатора y_0 при $\tilde{a} = 1$, тоді ефективність збудження колювання, що розглядається, в резонаторі за допомогою хвилі H_{20} буде максимальною і дорівнюватиме одиниці. Таким чином, на підставі проведених дослідів можна зробити декілька важливих практичних висновків. По-перше, для отримання максимальної величини η поперечні розміри резонатора та живлячого хвильоводу повинні бути рівні, а, по-друге, структури електричних полів в по-

перечному перетині резонатора та хвильоводу в площині аналізу повинні бути максимально подібні. Враховуючи, що поперечний перетин хвильоводу восьмиміліметрового діапазону 7,2х3,4 мм, а поперечні розміри резонатора 800х600 мм, живлячий хвильовід буде являти собою пірамідальний рупор.

При збудженні призматичного резонатора рупорними випромінювачами основне значення набуває розподіл фази в розкриві такого рупора, оскільки фазовий фронт має максимально наближатися до плоского. Для зменшення розкриву рупорів розглянемо збудження резонатора за допомогою двох хвильоводів, в кожному з яких розповсюджується хвиля H_{20} .

В цьому випадку кожний живлячий хвильовід являтиме собою пірамідальний рупор, розміри розкриву якого будуть 400х600 мм. Ефективність збудження колювання, що розглядається, при цьому не зміниться.

Необхідно зазначити, що одним з недоліків рупорного випромінювача є швидке зростання його довжини при збільшенні розмірів розкриву рупора. Хоча нам і вдалося зменшити поперечний переріз рупорного випромінювача завдяки застосуванню двох збуджуючих елементів, але не дозволило вирішити проблему. Оскільки довжина кожного рупорного випромінювача L_H або L_E зростає пропорційно $(x_0/2)^2$ або y_0^2 , то для отримання синфазного розподілу поля в розкриві при поперечних розмірах 400х600 мм величина L стає надзвичайно великою [21]:

$$\theta_{\max} = \frac{\pi(x_0/2)^2}{4\lambda L_H}, \quad (17)$$

$$\theta_{\max} = \frac{\pi y_0^2}{4\lambda L_E}. \quad (18)$$

де L_H и L_E – відстань від розкриву до точки, в якій збігаються ребра пірамідального рупора в площинах векторів $\vec{H}$ и $\vec{E}$ відповідно.

Зменшити довжину рупора при заданих поперечних розмірах можливо, розташувавши у розкриві діелектричну лінзу, виготовлену з матеріалу з малими втратами і що має коефіцієнт переломлення $n = \sqrt{\epsilon'}$. На рис. 3 показаний переріз пірамідального рупора в площині вектору $\vec{E}$ з діелектричною лінзою в розкриві.

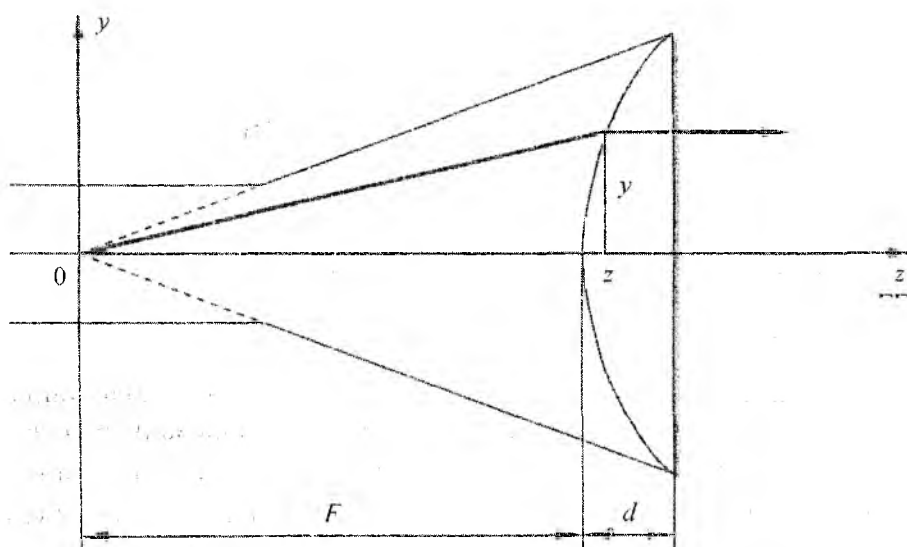


Рис. 3. Переріз пірамідального рупора з діелектричною лінзою

Для випадку $n > 1$ [22]

$$\frac{F}{c} + \frac{z}{V_{\text{фаз}}} = \frac{\sqrt{(F+z)^2 + y^2}}{c}, \quad (19)$$

де c – швидкість ЕМ хвилі у вільному середовищі; $V_{\text{фаз}}$ – швидкість ЕМ хвилі в діелектрику; F – фокусна відстань лінзи; $V_{\text{фаз}} = c / n = c / \sqrt{\varepsilon'}$; $F + d = L_0$.

Помноживши обидві частини рівняння (19) на c , замінивши $c/V_{\text{фаз}}$ через коефіцієнт переломлення n і звільнившись від радикалу, отримаємо:

$$z^2(n^2 - 1) + 2Fz(n - 1) - y^2 = 0. \quad (20)$$

Вираз (20) є рівнянням гіперболи. Знаючи розміри розкриву лінзи $x_0/2 = 400$ мм та $y_0 = 600$ мм, можна знайти її товщину, яка в середній частині дорівнює [23]

$$d = \sqrt{\left(\frac{L_0 - d}{n + 1}\right)^2 + \frac{(D/2)^2}{n^2 - 1}} - \frac{(L_0 - d)}{n + 1}, \quad (21)$$

де $D = \sqrt{(x_0/2)^2 + y_0^2}$.

Враховуючи розміри розкриву пірамідального рупора, що розглядається, задаємо $L_0 = 1000$ мм. В якості матеріалу для виготовлення лінзи застосуємо фторопласт, для якого в міліметровому діапазоні довжин хвиль $\varepsilon' = 2,08$, $\text{tg}\delta = 3 \cdot 10^{-4}$ [24]. Рівняння (21) розв'язуємо графічно. Результати розв'язання запропоновано на рис. 4, на якому наведено дві залежності:

$$y_1(d) = \sqrt{\left(\frac{1000 - d}{\sqrt{2,08} + 1}\right)^2 + \frac{(D/2)^2}{2,08 - 1}} - \frac{(1000 - d)}{\sqrt{2,08} + 1},$$

де $D = \sqrt{(400)^2 + (600)^2}$, (крива 1) і $y_2(d) = d$ (крива 2).

Як видно з рисунка, рівняння (21) має розв'язок при $d = 142,5$ мм. На виході пірамідального рупора з лінзою отримаємо плоский фазовий фронт, що як раз необхідно для збудження з максимальною ефективністю коливання H_{20q} в призматичному резонаторі.

Оскільки в хвилеводі розповсюджується хвиля H_{20} , то для збудження коливання H_{20q} в резонаторі з вовною повинні застосовуватися два генератори.

Як показали чисельні розрахунки, для створення двох пірамідальних випромінювачів з розмірами 400×600 мм і фокусною відстанню $F = 857,5$ мм на частоті 36 ГГц, необхідно в розкриві пірамідальних рупорів розміщувати діелектричні лінзи з фторопласту с $\varepsilon' = 2,08$, $\text{tg}\delta = 3 \cdot 10^{-4}$ і товщиною $\alpha = 142,5$ мм (див. рис. 3).

З аналізу джерел випромінювання в міліметровому діапазоні довжин хвиль випливає, що для забезпечення потужності 500 Вт в резонаторі з вовною слід застосовувати два генератори дифракційного випромінювання з вихідною потужністю 250 Вт кожний.

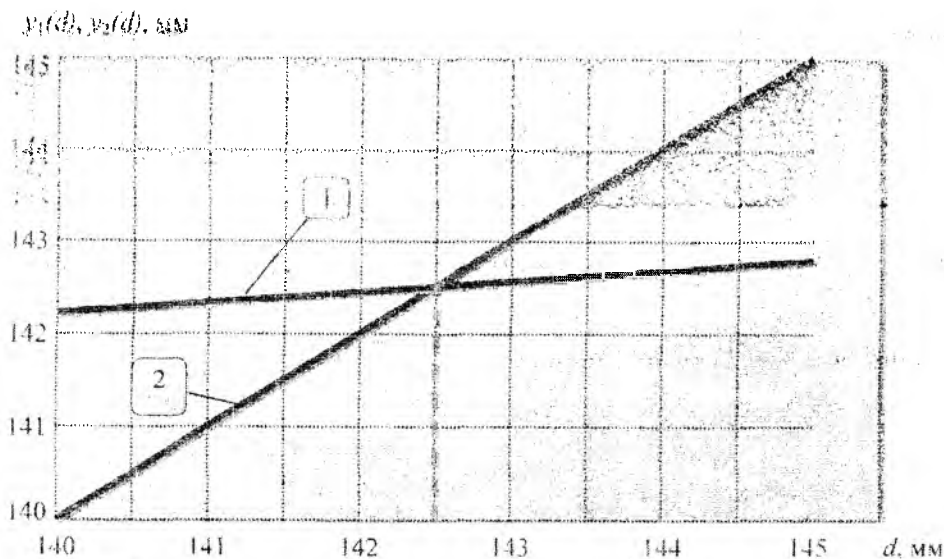


Рис. 4. Розв'язання трансцендентного рівняння (21)

Застосування двох пірамідальних випромінювачів ЕМ енергії в міліметровому діапазоні довжин хвиль з діелектричними лінзами розв'язує задачу зменшення габаритних розмірів випромінювачів, але не вирішує задачу узгодження джерел енергії з навантаженням. Задача узгодження джерел енергії з навантаженням реалізовується опромінювачами з $\vec{E}$ -поляризованою дифракційною решіткою з періодом 2,4 мм и діаметром провідників 0,2 мм.

Структурна схема розробленої електронної системи представлена на рис. 5. На схемі (рис. 5) показано генератори дифракційного випромінювання Г1 та Г2 з блоками живлення БЖ. Для розв'язки з резонатором застосовано феритові вентиля 1 та 2. В тракти обох генераторів включені подвійні спрямовуючі відгалужувачі 7 та 8, завдяки яким ми контролюємо рівні падаючої потужності обох генераторів за допомогою вимірювачів потужності ВП.

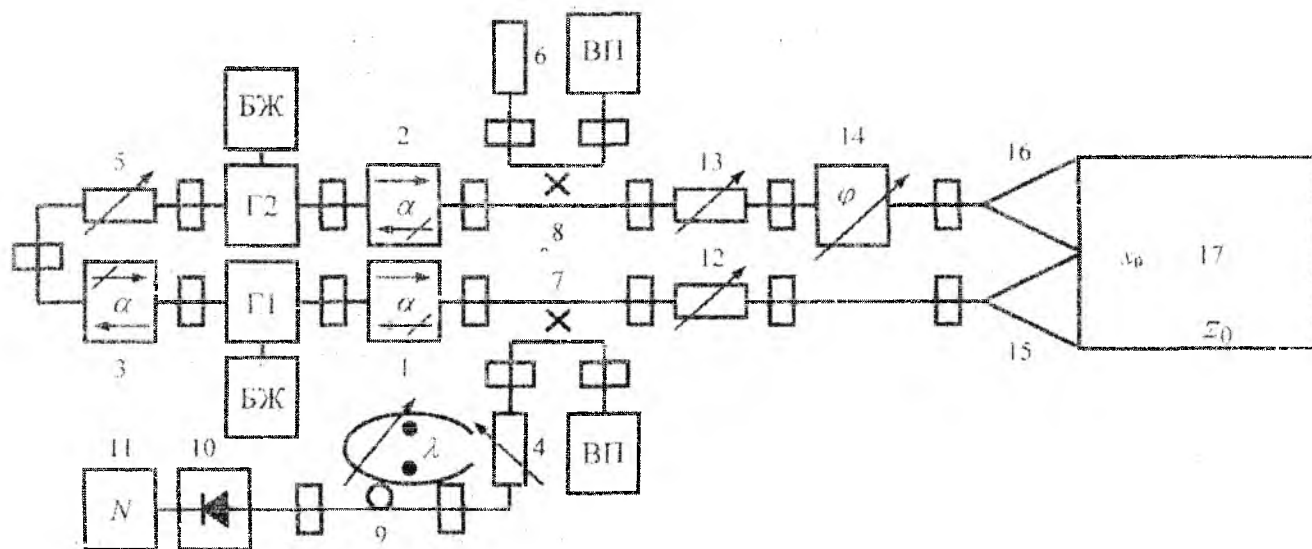


Рис. 5. Схема збудження коливання H_{20q} в призматичному резонаторі

Для контролю частоти генератора Г1 передбачено додатковий тракт, який містить в собі атенуатор 4, хвилемір 9, детектор 10 та осцилограф 11. В тракті генератора Г2 в

аналогічному каналі напрямленого відгалужувача 8 розміщене узгоджене навантаження 6. Для збудження резонатора 17 використовуються два рупора 15, 16.

Кожний рупор виготовляється з листової латуні товщиною 3 мм за допомогою пайки. Розмір розкриву обох рупорів дорівнює 397×600 мм (с урахуванням товщини матеріалу). При цьому довжина конусної частини дорівнює ~ 1000 мм. Кожний рупор виводиться на стандартний переріз хвильоводу $7,2 \times 3,4$ мм, по якому підводиться потужність до резонатора від генератора дифракційного випромінювання (ГДВ). Зовнішній вигляд живлячого рупора (лівого) показано на рис. 6.

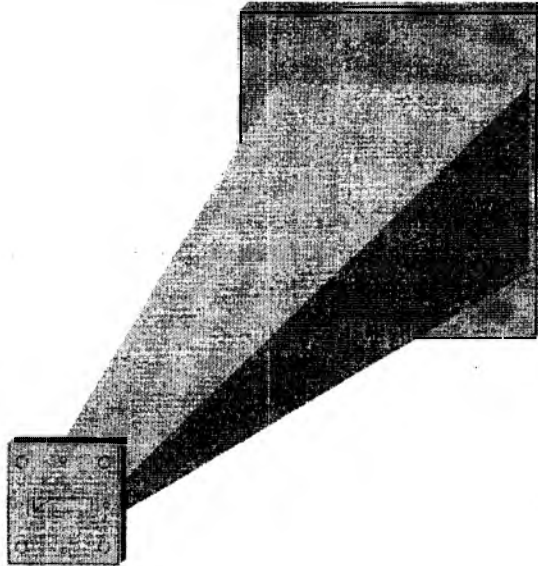


Рис. 6. Зовнішній вигляд рупора

Другий рупор (правий) є дзеркальним відбиттям першого.

При такому живленні резонатора фази збуджуючих полів у розкриттях обох рупорів мають бути зсунуті на 180° . Цього легко домогтися за допомогою фазообертача 14, включеного в тракт генератора Г2. Але тут виникає технічна складність, а саме: частоти обох генераторів при такому способі збудження повинні бути рівні. Оскільки в якості джерел застосовуються ГДВ, вихідна потужність кожного з яких близько 250 Вт, то це питання вирішуване. На периферії сферичних дзеркал у обох генераторів виконані додаткові елементи зв'язку, які слабо збуджують робоче коливання в електродинамічній системі ГДВ. Завдяки цьому вдалося організувати режим зовнішньої синхронізації генератора Г2 за допомогою генератора Г1. В коло зв'язку обох генераторів входять феритовий вентиль 3 та атенюатор 5. Перевага такого способу збудження полягає в тому, що як мінімум в два рази збільшується потужність, що поступає в резонатор, за рахунок використання двох генераторів НВЧ Г1 та Г2.

Завдяки такому способу живлення нам вдалося розділити функції узгодження по полю і по зв'язку. За рахунок вибору поперечних розмірів рупорних випромінювачів, які в сумі дорівнюють поперечному перетину призматичного резонатора, вдалося узгодити в площині аналізу $z = 0$ структури полів хвиль H_{20} і коливання резонатора H_{20q} .

Висновки

1. Для збудження призматичного резонатора з розмірами $800 \times 600 \times 900$ мм джерелом ЕМ коливань з довжиною хвилі 8,333 мм необхідно застосовувати два рупорних випромінювачі з розмірами 400×600 мм і фокусною відстанню $F = 857,5$ мм, в розкритті яких розміщені діелектричні лінзи з фторопласту з $\varepsilon' = 2,08$, $\operatorname{tg} \delta = 3 \cdot 10^{-4}$.

2. Потужність, необхідну для пригнічення патогенних мікроорганізмів у вовні та її розігріві, можна отримати, використовуючи два дифракційні генератори з вихідною потужністю 250 Вт кожний і настроювання частоти в діапазоні 35,3 – 36,3 ГГц.

Список літератури:

1. Купрашевич В. И. Общая технология шерстяного производства. Москва : Легпромбытиздат, 1988. 172 с.
2. Grove C. C. The Influence of Temperature on the Scouring of Raw Wool // Amer. Dyestuff Rep. 2008. P. 13-16.
3. Simson W. S. Wool chemistry // Wool. Science and Technology. 2007. P. 130-159.
4. Hearle J. W. Physical properties of wool // Wool. Science and Technology. 2007. P. 80-129.
5. Denning R. Enhancing wool product using nanotechnology // Advanced in Wool Technology. 2009. P. 248-264.
6. Roche J. The production of wool // The international wool trade. 2005. P. 17-38.
7. Ismail H.F., Osman E., AL-Omari A.K. Avrunin, O.G. The Role of Paranasal Sinuses in the Aerodynamics of the Nasal Cavities // International Journal of Life Science and Medical Research. 2012. №2, 3. P. 52-55, doi:10.5963/LSMR0203004.
8. H.F. Ismail Saied, A.K. Al_Omari, and O.G. Avrunin. An Attempt of the Determination of Aerodynamic Characteristics of Nasal Airways // Image Processing & Communications, challenges 3, AISC 102. P. 303-310. Springer Verlag Berlin Heidelberg. 2011. P. 311-322.
9. Nosova Y. Біотехнічна система для комплексної ольфактометричної діагностики / Y. Nosova, O. Avrunin, V. Semenets // Сучасний стан наукових досліджень та технологій в промисловості. 2017. №. 1 (1). P. 64-68. doi.org/10.30837/2522-9818.2017.1.064
10. Avrunin O., Shushlyapina N., Nosova Y., Bogdan O. Olfactometry diagnostic at the modern stage // Bulletin of NTU "KhPI". Series: New solutions in modern technologies, NTU "KhPI". Kharkiv, 2016. No. 12 (1184). P. 95-100, DOI: 10.20998/2413- 4295.2016.12.13
11. Cotle D. J. World sheep and wool production // International Sheep and Wool Handbook. 2013. P. 1-48.
12. Никольский В.В., Никольская Т.И. Электродинамика и распространение радиоволн. Москва : Наука, 1989. 544 с.
13. Семенец В.В. Технология межсоединений электронной аппаратуры : учеб. для вузов / В.В. Семенец, Джон Кратц, И.Ш. Невлюдов, В.А. Палагин. Харьков : СМІТ, 2005. 432 с.
14. Wang H. The Wool Shrink-Proof Technology of Sericin Bonding Wool // Advanced Materials Research. 2013. P. 1310-1313.
15. Черенков А. Д. Исследование открытой резонансной системы с отрезками круглого волновода / А. Д. Черенков, Н. П. Кунденко // Восточно-Европейский журнал передовых технологий. 2012. № 3/5 (57). С. 11-13.
16. Черенков А. Д. Анализ методов построения источников КВЧ излучения с высокой стабильностью частоты / А. Д. Черенков, Н. П. Кунденко // Восточно-Европейский журнал передовых технологий. 2012. №2/8 (36). С. 18-22.
17. Kosulina N. Determining parameters of electromagnetic radiation for energoinformational disinfection of wool in its pretreatment / N. Kosulina, A. Cherenkov, E. Pirotti, S. Moroz, M. Chorna // Східно-Європейський журнал передових технологій. 2017. № 2/5 (86). С. 52-59.
18. Вайнштейн Л. А. Электромагнитные волны. Москва : Радио и связь, 1988. 440 с.
19. Вольман В.И. Техническая электродинамика / В.И. Вольман, Ю.В. Пименов. Москва : Связь, 1971. 488 с.
20. Сканирующие антенные системы СВЧ ; пер. с англ. под ред. Г. Е. Маркова и А. Ф. Чаплина. Москва : Сов. радио, 1996. 536 с.
21. Антенны и устройства СВЧ ; под ред. Д.И.Воскресенского. Москва : Сов. радио, 1972. 320 с.
22. Фрадин А. З. Антенны сверхвысоких частот. Москва : Сов. радио, 1957. 648 с.
23. Дрягин Ю. А. Измерение параметров твердых диэлектриков в коротковолновой части миллиметрового диапазона резонансным методом / Ю. А. Дрягин, А. Н. Чухвачев // Изв. вузов. Радиофизика. 1969. Т. 12, № 8. С. 1245-1248.
24. Егоров В. Н. Резонансные методы исследования диэлектриков на СВЧ // Приборы и техника эксперимента. 2007. № 2. С. 5-38.

Харківський національний
університет радіоелектроніки;
Харківський національний технічний університет
сільського господарства імені Петра Василенка;
Таврійський державний
агротехнологічний університет

Надійшла до редколегії 23.05.2019

*В.В. СЕМЕНЕЦЬ, д-р техн. наук, О.Г. АВРУНІН, д-р техн. наук,
Н.Г. КОСУЛІНА, д-р техн. наук, Т.Д. ГУЦОЛ, канд. техн. наук,
Г.А. ЛЯШЕНКО, канд. техн. наук*

МЕТОДИКА КАЛІБРУВАННЯ РАДІОМЕТРИЧНОГО ПРИЙМАЧА ДЛЯ ДИСТАНЦІЙНОГО ДІАГНОСТУВАННЯ ЗАХВОРЮВАНЬ ТВАРИН

Вступ

Промислове виробництво висуває до ветеринарії ряд вимог до особливостей її функціонування при поточному виробництві з урахуванням біологічних, економічних та організаційних факторів [1].

Збереження життя та продуктивності тварин, зменшення економічних збитків від незаразних хвороб сільськогосподарських тварин, які складаються з прижиттєвого зниження живої ваги, молочної продуктивності, а також втрат після забою, залежить від правильного та своєчасного проведення клінічних захворювань, на основі результатів яких ставиться діагноз, надається лікувальна допомога та планується профілактика хвороби [2].

В зв'язку з цим задачі практичної ветеринарії, що пов'язані з розробкою нових методів та засобів оперативної діагностики запальних захворювань та травм сільськогосподарських і домашніх тварин, потребують розробки принципово нових методів і апаратури неінвазійного діагностування стану тварин [3].

Такі нові методи дослідження стану тварин можуть бути засновані на прийнятті та аналізі радіотеплового випромінювання тварин, тобто на використанні радіотермографії, як інструменту дослідження.

В результаті теоретичних досліджень розроблено радіометричний приймач для дистанційного вимірювання теплового випромінювання внутрішніх органів тварин. Для забезпечення чутливості вимірювання теплового електромагнітного випромінювання тварин до 10^{-17} Вт в радіометричному приймачі були застосовані схемні методи для пригнічення індустриальних перешкод та внутрішніх шумів приймача [4].

Побудований радіометричний приймач з високою чутливістю вимірювання теплового електромагнітного випромінювання структур тварини було неможливо застосовувати без розробки методики калібрування [5].

За допомогою радіометричного приймача можливо проводити контроль та відбір хворих тварин в групу ризику. Крім того, візуалізація термограм з прив'язкою до точок вимірювання з нанесенням ліній-ізотерм з відображенням температури внутрішніх тканин надасть наглядну картину теплового поля і буде надавати суттєву допомогу ветеринару в визначенні діагнозу.

Літературний огляд

В роботах [6 – 8] наведено інтернет-дистанційні калібрувальні системи мір часу та частоти. Калібрувальні системи є складними і не можуть бути застосовані для калібрування радіометричних приймачів.

В роботі [9] наведена загальна система для віддаленого тестування і калібрування вимірювальних приладів, до складу яких не входять радіометричні приймачі міліметрового діапазону довжин хвиль.

Метод диференційного звірення з використанням сигналів глобальних навігаційних супутникових систем використано для контролю метрологічних характеристик стандартів частоти [10 – 15]. Апаратурна реалізація даного методу пов'язана зі складними електронними системами та неприйнятна для калібрування стану тварин по їх тепловому електромагнітному випромінюванню.

В зв'язку з недоліками запропонованих методів калібрування електронних систем виникає задача створення метода калібрування радіометричних приймачів в міліметровому діапазоні довжин хвиль.

Об'єкт та мета дослідження

Об'єкт дослідження. Процес калібрування радіометричних приймачів для дистанційного контролю стану тварин.

Метою роботи є розробка метода калібрування радіометричного приймача для вимірювання теплового електромагнітного випромінювання структур тварин.

Аналіз методики калібрування радіометричного приймача

Загальний вид радіометричного приймача для вимірювання теплового електромагнітного випромінювання органів тварин приведена на рис. 1.

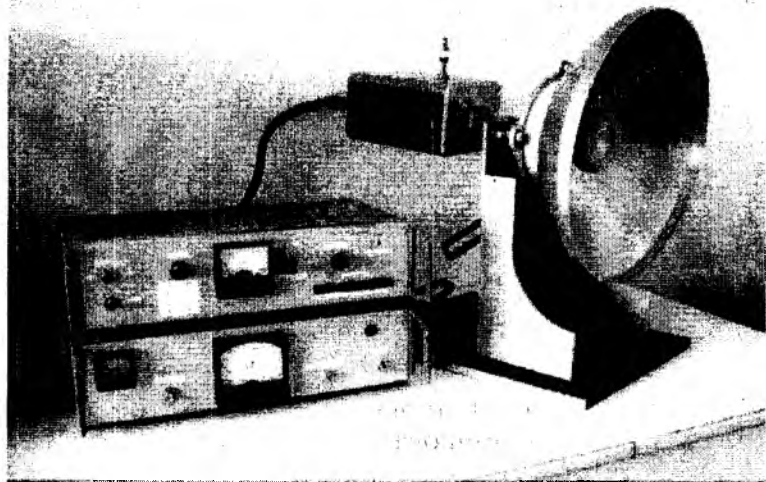


Рис. 1. Загальний вид радіометричного приймача

Обладнання являє собою супергетеродинний модуляційний радіометричний приймач. Робота приймача ілюструється спрощеною структурною схемою рис. 2.

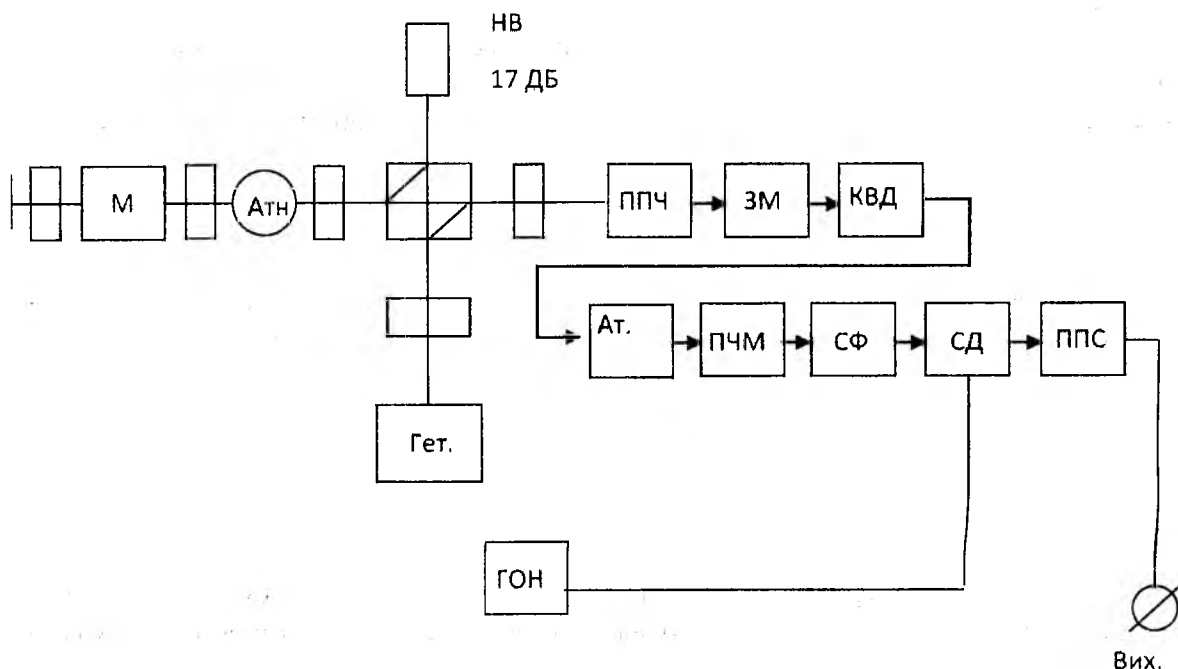


Рис. 2. Спрощена структурна схема модуляційного радіометричного приймача

Перетворений в (постійну частоту) ПЧ і посилений сигнал у суміші з власним шумом надходить на квадратичний детектор (КВД). При цьому на виході квадратичного детектора виділяється корисний сигнал на частоті модуляції (1000 Гц), амплітуда якого пропорційна температурному контрасту шумів, що надходять на вхід супергетеродинного приймача у відкритому й закритому станах модулятора М.

У якості модулятора використаний напівпровідниковий (*p-i-n*) діодний атенюатор поглинального типу, власний шум якого в замкненому стані практично дорівнює шуму погодженого регістру при навколишній температурі.

Таким чином, амплітуда корисного сигналу, що знімається із КВД на частоті модуляції, пропорційна різниці (контрасту) температури радіотеплового шуму на виході антени («антенна температура») і фізичній температурі навколишнього середовища.

Напряг корисного сигналу підсилюється попереднім підсилювачем низької частоти (ППНЧ) і надходить на ступінчастий атенюатор низької частоти (НЧ), за допомогою якого забезпечується перемикавання меж вимірів. З виходу ППНЧ сигнал подається на схему індикації перевантаження й синхронний фільтр.

Схема індикації перевантаження сповіщає оператора про можливе перевантаження синхронного фільтра шумами або перешкодою.

Синхронний фільтр (СФ) виділяє з шумів повний сигнал на частоті модуляції і її непарних гармонік, пригнічуючи всі інші складові спектра вхідного шумового сигналу.

Таким чином, з виходу СФ на синхронний детектор СД подається вимірюваний сигнал, відфільтрований від шумів і перешкод. Синхронний детектор здійснює перетворення змінної напруги в постійну, величина й полярність якої залежать від амплітуди змінного сигналу й зміщення фази між вимірюваним і опорним сигналами.

СФ, СД і модулятор управляються меандрами, що знімаються з генератора опорних напруг (ГОН). Із синхронного детектора сигнал надходить на RC-інтегратор, який визначає час усереднення обмірюваного сигналу.

Надалі сигнал підсилюється підсилювачем постійного струму до величини $\pm 1,5$ В, що відповідає повному відхиленню вихідного індикатора. Вихід $\pm 1,5$ В призначений для підключення зовнішніх реєструючих приладів.

Усі напруги живлення надходять від блоку живлення й контролю БПК. Обладнання вбудованого контролю справності індикатору:

- випрямлений струм змішувального НВЧ діода;
- струм гетеродину.

Методика калібрування радіометричного приймача полягає в наступному.

В режимі «Радіотермометр» на вхід каналу під'єднується погоджене навантаження, що являє собою відрізок хвилеводу, що заповнений поглинаючим матеріалом у вигляді експоненціального клину. Температура навантаження контролюється терморезистором, що змонтований безпосередньо на хвилеводі в місці розташування поглинача. Регулюванням підсилення та зміщення нуля НЧ частини домагаються, аби шумова доріжка на стрічці самопишучого вольтметра розташовувалась в нижній частині стрічки і мала максимальний розмах $0,15 - 0,2$ U , де U – розмах шкали вольтметра.

Ванна з водою, в якій розташоване навантаження, нагрівається з таким розрахунком, щоб середнє показання вольтметра збільшилось до $0,8 - 0,9$ U та терморезистором регулюється прирощення температури ΔT . Вимірюється відповідне прирощення середніх значень напруги ΔU та визначається коефіцієнт передавання приймача $d = \frac{\Delta T}{\Delta U}$. Вимірюється мінімальний розмах δU шумової доріжки. Вважаючи, що щільність вірогідності шумового сигналу на виході приймача підлягає нормальному закону розподілу, для якого вірогідність попадання викидів шуму поза інтервалу

$$U_{CP} - 3\sigma_U, U_{CP} + 3\sigma_U,$$

(U_{CP} та σ_U – середнє значення та середнє квадратичне відхилення шуму) зневажливо мала, для температурної чутливості σ приймача буде $6\sigma = \alpha\delta U$ або $\sigma = \frac{\delta U}{6}$.

ККД – η_a і коефіцієнт розсіювання антени β вимірюються наступним чином:

$$T_a = \eta_a(1 - \beta)T^* + \eta_a\beta T_{\phi.p} + (1 - \eta_a)T_0, \quad (1)$$

T_a – антенна температура, що вимірюється радіометричним приймачем пов'язує яркісну температуру об'єкту T_y , яркісну температуру фону $T_{\phi.p}^*$ та кінетичну температуру антени T_0 .

Вираз (1) справедливий при умові, що площа об'єкту, на який спрямована антена, перевищує площу плями променю антени. При вимірюванні η_a антена спрямовується в zenit та занурюється в поглиблення, бокові стіни та дно якого виконані з провідного матеріалу. В область бокових пелюсток ДН перевідбивається випромінюванням неба з області zenitних кутив. Відповідно, в умовах описаного експерименту $T^* = T_{\phi.p}^* = T_z^*$,

де T_z^* – zenitна температура, і формула (1) приймає вигляд

$$T_a = \eta_a T_z^* + (1 - \eta_a)T_0, \quad (2)$$

звідки можна визначити

$$\eta_a = \frac{T_0 - T_a}{T_0 - T_z^*}. \quad (3)$$

Значення zenitної температури T_z^* з високою точністю може бути виміряно за допомогою еталонних рупорів з стандартним підсиленням. Для підвищення точності вимірювання η_a zenitна температура повинна бути значно нижче кінетичної температури антени T_0 , тому експеримент доцільно проводити при умові ясної атмосфери. При вимірюваннях β в області головної пелюстки ДН антени в дальній зоні розташовується випромінювач з відомою яркісною температурою. В якості випромінювача легше за все використовувати поглинаючий в діапазоні сигналів, які приймаються, радіометричного приймача з яркісною температурою, що дорівнює його кінетичній температурі T_u , яка може бути виміряна за допомогою температурних датчиків. Положення випромінювача в головному промені може бути визначене по максимуму антенної температури T_{am} .

Вираз (1) в цьому випадку приймає вигляд

$$T_{am} = \eta_a(1 - \beta)T_u + \eta_a\beta T_z^* + (1 - \eta_a)T_0, \quad (4)$$

звідки знаходимо

$$\beta = \frac{\eta_a T_u + (1 - \eta_a)T_0 - T_{am}}{\eta_a(T_u - T_z^*)}. \quad (5)$$

Методика вимірювання часу усереднення радіотермометра при використанні в якості інтегратора синхронного фільтру з RC-колами полягає в наступному. На вхід каналу радіометричного приймача підключається погоджене навантаження, занурене в ванну з водою, температура якої дорівнює T_1 .

Керування перемикачем ПЗ відбувається від зовнішнього генератора меандром з періодом слідування імпульсів $T > 6\tau$, де τ – стала часу приймача. Орієнтовне значення $\tau \approx RC$, а істинне значення підлягає оцінці в даному експерименті. В проміжках часу, коли навантаження від'єднано від входу радіоприймача, вимірюється сигнал з антенною температурою T_2 .

Регулюванням підсилення та зміщення нуля приймача домагаються, щоб показники вихідного самопишучого вольтметра радіометричного приймача U_1 і U_2 , що відповідають сигналам з температурами T_1 і T_2 , були $U_2 = 0$, $U_1 = \Delta U$, де ΔU – розмах шкали вольтметра. Для зменшення впливу низькочастотних флуктуацій вихідного сигналу приймача на результати вимірювань необхідно, щоб перепад температур $T_1 - T_2$ був достатньо великим.

При зміні вихідного сигналу від рівня U_1 до рівня U_2 залежність вихідного сигналу від часу описується виразом

$$U(t) = \Delta U e^{-\frac{t}{\tau}}. \quad (6)$$

Вибираються рівні напруг U' та U'' ($U' > U''$) та визначають моменти t' та t'' перетинання цих рівнів зазначеною кривою. Швидкість розгортки вольтметра вибирається такою, щоб можна було з достатньою точністю виміряти інтервал:

$$\Delta t = t'' - t'. \quad (7)$$

Потім оцінка сталої часу τ знаходиться за формулою

$$\hat{\tau} = \frac{\Delta t}{\ln\left(\frac{U'}{U''}\right)} \quad (8)$$

Висновки

Радіометричні приймачі для вимірювання теплового електромагнітного випромінювання структур тварин з чутливістю $10^{-17} - 10^{-20}$ Вт перед використанням необхідно калібрувати за розробленою методикою, що дозволить підвищити стабільність показань радіотермографу та збільшити достовірність даного методу діагностики. Розроблені положення відповідають медико-технічним вимогам до медичних пристроїв та можуть застосовуватися у ветеринарії. Перспективою роботи є розширене тестування розробленого пристрою та розробка відповідної методики його метрологічної атестації.

Список літератури:

1. Багманов М. А. Диагностика, лечение и профилактика заболеваний животных. Ульяновск : УСХИ, 1999. 25 с.
2. Гончаров В.П., Черепяхин Д. А. Акушерство, гинекология и биотехнология размножения животных. Москва : Колос, 2004. 328 с.
3. Cherenkov A. D. Theoretical Analysis of Electromagnetic Field Electric Tension Distribution in the Seeds of Cereals / A.D. Cherenkov, N. G. Kosulina and A. V. Sapruca // Research journal of Pharmaceutical, Biological and Chemical Sciences. November December 2015. RJPBCS 6(6) Page NO. 1686-1694.
4. Hutsol T. Theoretical analysis of the adaptive system for suppression of the hindrance concentrated on a spectrum / T. Hutsol, N. Kosulina, A Cherenkov // Technology audit and production reserves. 2018. No. 2 (40). P. 32-36.
5. Гуцол Т. Д. Биофизические основы применения радиометрических приёмников для дистанционной диагностики состояния животных / Т. Д. Гуцол, Н. Г. Косулина // 36. наук. праць Подільського держ. аграрно-техн. ун-ту. 2016. Вип. 24, №2. С. 73-79.
6. Internet-enabled calibration Services Design of a secure calibration system / M. Jurcevic, M. Borsic, R. Malaric, H. Hegedus // Ibid. September 2008. Vol. 57, No 9. P. 2012-2018.
7. Hegedus Hrvoje. Internet-enabled calibration: A future of calibration / Hrvoje Hegedus, Marko Jurcevic, Roman Malaric // International journal of measurement technologies and instrumentation engineering. January-March 2011. 1(1). P. 24 37.
8. Романько В. М. Створення вторинного еталона одиниць часу на базі синтезованих рубідієвих мір частоти / В. М. Романько, Е. А. Корещкий, О. М. Гричанюк // Укр. метрологічний журнал. 2011. №4. С. 8-15.
9. Jurcevic M. Generic system for remote testing and calibration of measuring instruments: Security architecture / M. Jurcevic, H. Hegedus, M. Golud // Measurement science review. 2010. Vol. 10, No. 2. P. 50-55.
10. Метрология. Часы, удаленные по отношению к UTC (UA). Разность шкал времени. Дифференциальные сличения с использованием сигналов глобальных навигационных спутниковых систем. Методика калибровки: МКУ 07-28:2010 Харьков : ННЦ «Институт метрологии», 2010. 2 с.

11. Романько В. М. Єдність вимірювань в системі координатно-часового й навігаційного забезпечення України / В.М. Романько, Г.С. Сидоренко, К.П. Волох// Укр. метрологічний журнал. 2010. №3. С. 3-18.
12. Сакало С.М., Семенець В.В., Азархов О.Ю. Надвисокі частоти в медицині (терапія і діагностика) : навч. посібник. Харків : ХНУРЕ ; Колегіум, 2005. 264 с.
13. Семенец В. В. Технология межсоединений электронной аппаратуры: учеб. для вузов / В.В. Семенец, Джон Кратц, И. Ш. Невлюдов, В.А. Палагин. Харьков: СМІТ, 2005. 432 с.
14. Аврунін О. Г., Безшпачний С.Б., Бодянський Є.В., Семенець В.В., Філатов В.О. Інтелектуальні технології моделювання хірургічних втручань. Харків : ХНУРЕ, 2018. 224 с
15. Сучасні інтелектуальні технології функціональної медичної діагностики / О.Г. Аврунін, Є.В. Бодянський, М.В. Калашник, В.В. Семенець, В.О. Філатов. Харків : ХНУРЕ, 2018. 248 с.

*Харківський національний
університет радіоелектроніки;
Харківський національний технічний університет
сільського господарства імені Петра Василенка;
Подільський державний
аграрно-технічний університет*

Надійшла до редколегії 18.05.2019

ТЕХНОЛОГИЯ ОБОРУДОВАНИЯ И ПРОИЗВОДСТВА ЭЛЕКТРОННОЙ ТЕХНИКИ

УДК 621.383.51

*В.Н. БОРЩЕВ, д-р техн. наук, А.М. ЛИСТРАТЕНКО, канд. техн. наук,
М.А. ПРОЦЕНКО, канд. техн. наук, И.Т. ТЫМЧУК, А.В. КРАВЧЕНКО,
Н.И. СЛИПЧЕНКО, д-р физ.-мат. наук*

НОВЫЕ ПОДХОДЫ К СОЗДАНИЮ ВЫСОКОЭФФЕКТИВНЫХ ПРИЕМНИКОВ ИЗЛУЧЕНИЯ ДЛЯ КОНЦЕНТРАТОРНЫХ СОЛНЕЧНЫХ МОДУЛЕЙ

Введение

Вклад Солнца в энергетический баланс Земли в пять тысяч раз превышает вклад остальных вместе взятых источников энергии. Ежегодно с солнечной радиацией на Землю поступает около $5 \cdot 10^{24}$ Дж энергии. Расчеты показывают, что современные мировые энергетические потребности можно было бы обеспечить за счет солнечной энергии, ежегодно получаемой площадью в 20 тыс. км², что составляет всего 0,005 % земной поверхности [1].

Темпы роста и планы развития «солнечной» энергетики, которые реализуют промышленно развитые страны, впечатляют масштабностью. Солнечная энергетика становится ключевым сектором мировой электроэнергетики, который будет быстро расти в грядущие годы. Полная суммарная мощность, вырабатываемая путем преобразования энергии солнца, к началу 2017 г. составила около 300 ГВт. Снижение производственных затрат и повышение производительности солнечных элементов и модулей обеспечат долгосрочную конкурентоспособность фотовольтаики в мировой энергетике [2].

Союз немецкого машиностроения (Verband Deutscher Maschinen- und Anlagenbau – VDMA) выпустил юбилейное, десятое издание ежегодной «Международной дорожной карты технологий фотовольтаики» (International Technology Roadmap for Photovoltaic – ITRPV). Данный доклад не только является авторитетным справочником по основным технологическим тенденциям отрасли, но и содержит актуальную информацию по экономике солнечной энергетики.

Авторы доклада приводят прогнозы долгосрочного развития солнечной энергетики в мире. Самый пессимистичный прогноз предполагает глобальную установленную мощность солнечной энергетики в 4500 ГВт к 2050 г. В этом случае солнечная энергетика будет вырабатывать примерно 16 % мирового электричества. В самом оптимистическом прогнозе в мире будет установлено 63400 ГВт солнечных электростанций к 2050 г., и солнечная энергетика будет покрывать примерно 69 % потребления первичной энергии на Земле.

При этом рост мирового рынка потребления солнечных батарей происходит на фоне снижения цен на солнечные модули при постоянном росте эффективности, как солнечных элементов, так и солнечных модулей и систем на их основе. В 2018 г. розничная стоимость солнечных модулей из монокристаллического кремния сократилась до 0,354 доллара США за ватт, а в начале 2019 г. до 0,244 доллара США за ватт [3].

Такое состояние цен на мировом рынке солнечной энергетики имеет значительную инвестиционную привлекательность. Однако, к сожалению, очевидно, что невысокая плотность падающей солнечной энергии, которая характерна для большинства регионов Украины, не дает возможности эффективно и массово использовать непосредственно уже наработанные в мире технологии фотоэлектрического преобразования солнечной энергии в электрическую. Даже самые современные и освоенные в массовом производстве кремниевые фотоэлектрические солнечные модули с КПД 15 – 20 %, которые неподвижно сориентированы в направлении на Юг, могут вырабатывать в течение суток только одну треть своего номинала. Это происходит по двум очевидным причинам: приходится иметь дело с низкой плотностью сол-

нечной энергии и с так называемым «косинус-фактором» – суточным движением Солнца по небосклону, в результате которого максимум вырабатываемой электроэнергии приходится только на время, близкое к полуденному, когда принимающая излучение поверхность фотоэлектрических модулей ориентирована максимально точно на Солнце. Исправить положение с низкой плотностью падающей солнечной энергии в этом случае и существенно повысить эффективность преобразования солнечной энергии может концентрирование солнечного излучения с постоянным слежением за Солнцем.

Наиболее активно ведутся работы по разработке концентраторных солнечных установок в Китае, Австралии, Южной Африке, странах Персидского залива и Магрибе, условия солнечного освещения которых особенно подходят для эффективного применения таких систем. В конце 2018 г. в мире было уже установлено концентраторных солнечных станций общей мощностью до 5079 МВт (4879 МВт на конец 2017 г.). Многие станции находятся в стадии строительства и после их введения в эксплуатацию обеспечат значительное увеличение установленной мощности после 2019 г.

В Европе в период между 2007 и 2014 гг. в Испании было построено достаточно много концентраторных установок. Это привело к тому, что установленная в ЕС общая мощность концентраторных станций в 2017 г. составила 2314,3 МВт, включая пилотные проекты и демонстрационные образцы. Строительство концентраторных солнечных установок ведется также во Французских Восточных Пиренеях и Сицилии, планируется в Италии и на Сардинии.

Таким образом, достичь экономически приемлемых значений показателей цены солнечной электроэнергии в Украине вполне реально за счет создания солнечных концентраторных систем нового поколения, которые основаны на концепции малоразмерных до (500x500мм) высокоэффективных арсенид-галлиевых фотоэлектрических модулей с высокой степенью концентрации (HCPV модулей). При создании таких модулей появляется возможность снизить расходы на полупроводниковые материалы для производства заданной электрической мощности пропорционально кратности коэффициенту концентрации солнечного излучения. При степени концентрации солнечного излучения в 500 – 1000 крат, цена солнечных арсенид-галлиевых модулей уже сейчас может быть уменьшена до уровня менее 1 Евро за 1 Вт. А создание на их основе крупных солнечных станций обеспечит стоимость производимой электроэнергии менее 0,1 Евро за 1 кВт час.

КПД многопереходных арсенид-галлиевых солнечных элементов (СЭ) для приемников концентрированного излучения в настоящее время уже достигли рекордных значений 46 % для условий AM 1.5. Предполагается, что после 2020 г. эффективность концентраторных арсенид-галлиевых солнечных элементов приблизится к 50 % (рис. 1).

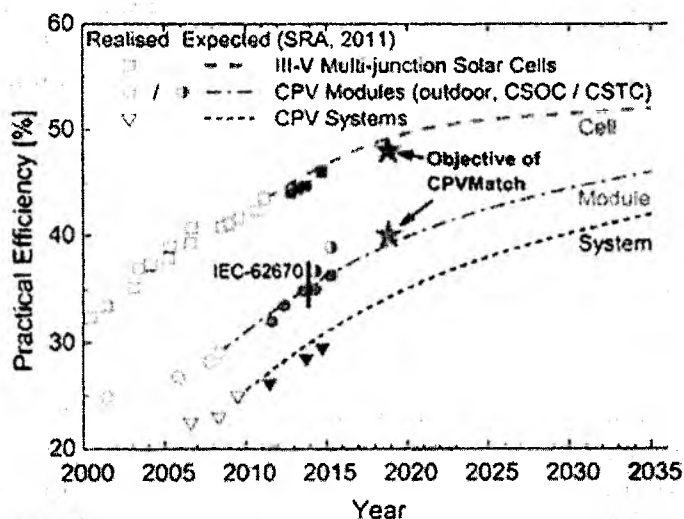


Рис. 1. Европейский прогноз повышения эффективности концентраторных фотоэлектрических систем и их элементов

Таким образом, главными движущими силами при создании современных эффективных приемников концентрированного солнечного излучения являются преимущества концентраторной солнечной фотоэнергетики, которые обеспечивают:

- снижение площади полупроводниковых СЭ в 500 – 1000 раз пропорционально кратности концентрирования солнечного излучения;
- увеличение более чем в два раза КПД в каскадных солнечных батареях по сравнению с кремниевыми батареями;
- увеличение в три раза удельного количества электроэнергии (кВт час/м^2), вырабатываемой концентраторными солнечными батареями за счет большей эффективности и увеличение в 1,4 – 1,5 раза количества солнечной энергии, приходящей на поверхность солнечных батарей, за счет слежения за Солнцем;
- уменьшение в два раза стоимости солнечных батарей;
- создание солнечных фотоэнергоустановок с типовой мощностью на основе концентраторов и каскадных солнечных элементов, устойчивых к воздействию условий окружающей среды (ветер, дождь, снег и др.), с прогнозируемым сроком службы более 20 лет;
- значительное снижение экологической вредности производства за счет уменьшения площади солнечных батарей;

Концентраторные солнечные установки на арсенид-галлиевых высокоэффективных многокаскадных ФП могут серьезно потеснить традиционные кремниевые солнечные системы в жилищно-коммунальном секторе. А также в секторе локальных энергетических сетей и в секторе систем телекоммуникаций и навигационного обслуживания [3 – 7].

Цель работы – разработка новых подходов к созданию более совершенных конструктивно-технологических решений приемников излучения для концентраторных солнечных батарей на основе применения современных высокоэффективных материалов и комплектующих, которые способны обеспечить высокую конкурентную способность концентраторных солнечных систем с низким уровнем затрат на электроэнергию, до 5 – 10 евроцентов за кВт час.

1. Предмет и методы исследований

1.1. Концентраторные фотоэлектрические модули

Концепция «малоразмерных» концентраторных модулей была разработана еще в конце 1980-х годов. На базе высокоэффективных наногетероструктурных арсенид-галлиевых солнечных элементов (СЭ) в Физико-техническом институте им. А.Ф. Иоффе РАН (ФТИ) спроектированы и созданы на практике впервые в мире различные модификации солнечных концентраторных модулей с устройствами слежения за Солнцем. В настоящее время с учетом этой концепции в мире активно проводятся работы по практической реализации коммерчески приемлемых концентраторных солнечных установок, а именно, – с применением точечных концентраторных модулей на линзах Френеля, основанных на преломляющей оптике, и модулей, основанных на отражающей оптике.

Концентраторные модули на плоских линзах Френеля.

В Физико-техническом институте им. А.Ф. Иоффе совместно с Фраунгоферовским институтом солнечных энергосистем уже разработана, запатентована и апробирована оригинальная конструкция концентраторных фотоэлектрических модулей (КФЭМ) площадью $0,5 \times 0,5 \text{ м}^2$ (рис. 2, 3), объединяющая две зафиксированные друг относительно друга панели: концентраторную панель из 144 (12×12) плоских линз Френеля, изготовленных из прозрачного силикона, и электрогенерирующую панель с матрицей из 144 СЭ, размещенных в точках фокусировки отдельных концентраторов. СЭ смонтированы на теплопроводящих основаниях и объединены параллельно в электрогенерирующие линейки по 12 шт. Площадь отдельного СЭ составляет $2 \times 2 \text{ мм}^2$. Площадь линзы Френеля – $40 \times 40 \text{ мм}^2$, что позволяет реализовать концентрирование солнечного излучения около 400 крат. Выходное напряжение

КФЭМ в рабочей точке составляет 32 В, установленная мощность КФЭМ – 55 Вт. Отделы КФЭМ объединяются в солнечные батареи (СБ) требуемой мощности [8].

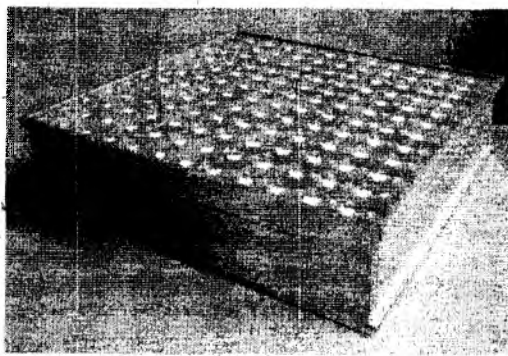


Рис. 2. Внешний вид концентраторного фотоэлектрического модуля (КФЭМ) с апертурой $0,5 \times 0,5 \text{ м}^2$

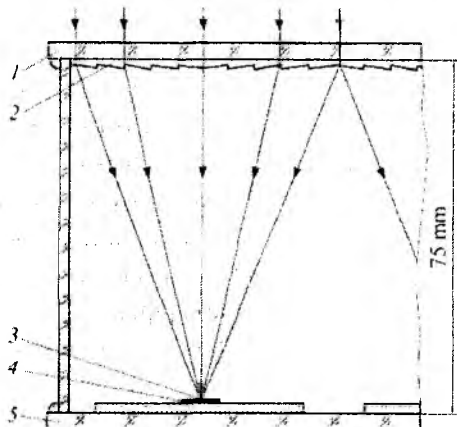


Рис. 3. Поперечный срез концентраторного модуля:

- 1 – основа линзовой панели, выполненная из стекла;
- 2 – микропризмы линз Френеля, сделанные из силикона;
- 3 – сфокусированные солнечные лучи;
- 4 – солнечный элемент, смонтированный на металлическом основании;
- 5 – основа панели солнечных элементов, выполненная из стекла

Зеркальные концентраторные модули.

Одним из решений уменьшения хроматических aberrаций, присущих линзам Френеля при высоких степенях концентрации солнечного излучения является использование в концентраторных системах отражающих зеркал. Первые результаты по созданию новых усовершенствованных современных вариантов конструкций зеркальных модулей HCPV (модулей с высокой степенью концентрации) были получены при выполнении проекта **APOLLON – Multi-APprOach for high efficiency integrated and inteLLigent cONcentrating PV modules (Systems)** седьмой рамочной программы ЕС по совместным исследованиям в области энергетики (2008 – 2013 гг.). Одним из инновационных признаков проекта APOLLON была возможность сравнить две основные концентрирующие фотоэлектрические технологии в процессе выполнения работ, а именно, – точечных концентраторных модулей на линзах Френеля – Point Focus (PF), основанных на преломляющей оптике, и Dense Array (DA) модулей, основанных на отражающей оптике. Конечным продуктом, разработанным в проекте APOLLON, стала зеркальная концентрирующая фотоэлектрическая система, состоящая из инновационных интеллектуальных модулей с системой слежения за Солнцем с эффективностью 30 % с запатентованной новой оптикой, работающей при высокой температуре и коэффициентом концентрации около 750 крат (рис. 4) [8].

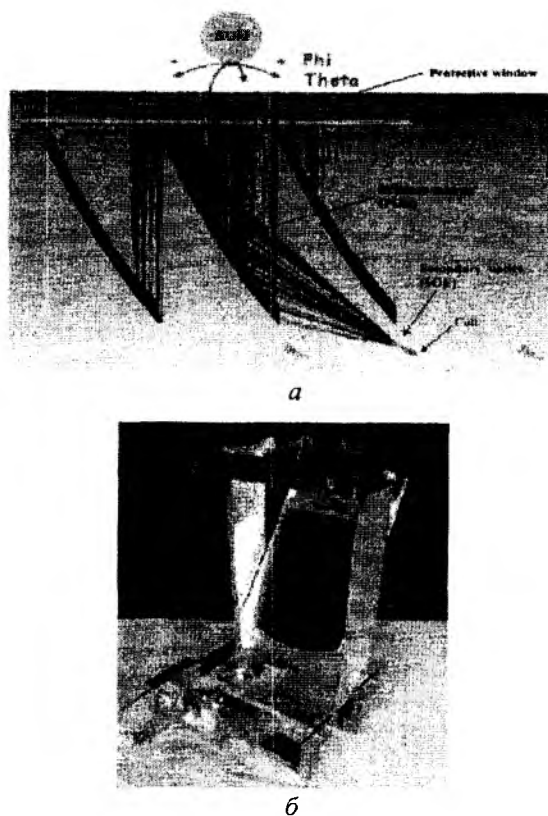


Рис. 4. Концепция зеркального концентратора с использованием внеосевых первичных оптических элементов (РОЕ) и вторичных оптических элементов (СОЕ) – а; прототип модуля разработанного по проекту APOLLON – б

В 2015 г. ЕС продолжил работы по дальнейшему совершенствованию концентраторных солнечных технологий, которые были начаты в проекте APOLLON. Эта работа проводилась в рамках исследовательской и инновационной программы Европейского Союза Horizon 2020. Проект получил название **CPVMatch – Concentrating Photovoltaic Modules Using Advanced Technologies and Cells for Highest Efficiencies**.

Консорциум, который выполнял проект, состоял из четырех исследовательских институтов (Фраунгофер ISE, RSE, CEA, Tecnia), одного университета (UPM), двух отраслевых партнеров (AZUR Space Solar Power, AIXTRON) и двух малых и средних предприятий ASSE и Cysleco. Координатором проекта являлся Фраунгоферовский институт солнечных энергосистем.

Основная цель проекта – разработка и создание сверхэффективных солнечных элементов с мировым рекордным значением КПД 48 %, а также реализация на практике солнечных модулей HCPV, работающих с уровнем концентрации ≥ 800 крат при КПД 40 %. Это позволит приблизить практические характеристики модулей к теоретическим пределам. Получить такой результат предполагалось с помощью новых архитектур многопереходных солнечных элементов, использующих современные материалы и процессы для лучшего согласования солнечного спектра, а также с помощью инновационных концепций модулей с улучшенными оптическими и конструкционными параметрами. В том числе в процессе осуществления проекта предполагались:

- разработка нового четырехпереходного концентраторного солнечного элемента с архитектурой GaInP / GaAs // GaInAs / Ge с эффективностью 48 %;
- разработка многопереходного солнечного элемента с согласованной решеткой с высоким КПД и низкой стоимостью процесса, включающего наноструктурные многослойные покрытия из инновационных материалов, полученные путем комбинирования элементов III-V и IV;

- совершенствование интеллектуальных зеркальных HCPV модулей;
- разработка инновационных HCPV-модулей на основе ахроматических линз Френеля;
- оценка надежности и требуемого срока эксплуатации HCPV модулей.

Концентраторный зеркальный HCPV модуль разработан ASSE (рис. 5). В нем реализованы новые предложения по оптическому дизайну зеркала первичного оптического элемента и вторичного оптического элемента. А новые подходы по созданию конструкции приемников концентрированного солнечного излучения и технологии их сборки в итоге должны обеспечить низкие уровни затрат на электроэнергию в конце этого проекта ниже 5 евроцентов / кВт ч при степени концентрации до 850 крат [8, 9].

Предложенная инновационная конфигурация концентраторного зеркального модуля имеет следующие основные преимущества:

- за счет отсутствия препятствий во входящей апертуре зеркального концентратора достигается лучшая оптическая и собирающая эффективность;
- свет падает на первичные зеркала под большими углами падения, что увеличивает их отражающую оптическую эффективность;
- солнечные элементы располагаются в относительно холодном месте по отношению к концентратору и не освещаются солнцем. Такое их расположение позволяет заменить солнечные элементы при уменьшении их эффективности. Или заменить весь приемник на новые более эффективные СЭ и, тем самым, иметь возможность значительно увеличить срок эксплуатации зеркального модуля.

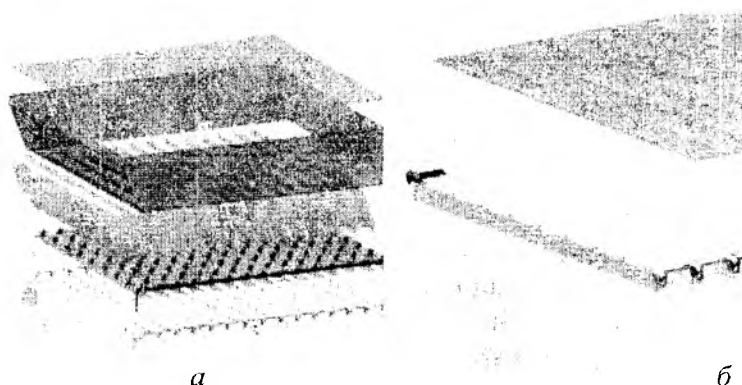


Рис. 5. Зеркальный модуль в разобранном виде – а;
зеркальный модуль, вид внутри – б

Тем не менее, в проекте CPVMatch также уделялось значительное внимание разработке инновационных HCPV-модулей на основе ахроматических линз Френеля.

В стандартных линзах Френеля хроматическая аберрация ограничивает коэффициент концентрации. Такие линзы могут быть наиболее эффективными при степени концентрации не более 100 крат (потеря эффективности практически нет). В интервале степеней концентрации от 100 до 350 крат эти потери незначительные. Но при высоких степенях концентрации эффективность стандартных линз Френеля значительно падает. Ахроматические линзы дают возможность обойти эту проблему.

В 2018 г. команде исследователей проекта CPVMatch во главе с экспертами Института солнечных энергетических систем Фраунгофера удалось разработать новую технологию создания короткофокусных точечных модулей на ахроматических линзах Френеля и солнечных элементах с КПД 46 % с рекордной эффективностью 41,4 % (рис. 6).

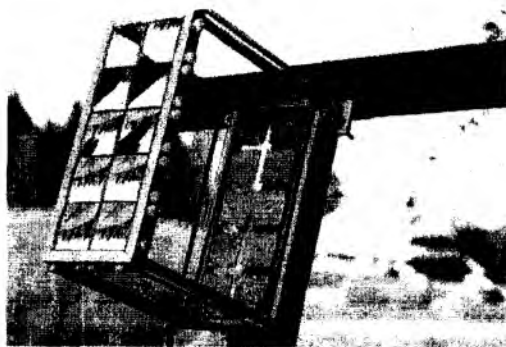


Рис. 6. Концентраторный модуль на двухосевом солнечном трекере

Кроме того, разработанная инновационная технология за счет применения высокоэффективных ахроматических линз Френеля позволила существенно упростить и удешевить конструкцию точечных концентраторных приемников, удалив из нее вторичные оптические элементы.

При этом дальнейшее совершенствование конструкций приемников, применяемых материалов и комплектующих, в том числе СЭ, способов обеспечения тепловых режимов их работы, а также технологии сборки приемников продолжало оставаться самым основным потенциалом для снижения стоимости, обеспечения высокой надежности и увеличения срока эксплуатации концентраторных солнечных модулей [9].

1.2. Приемники концентрированного солнечного излучения

Авторами статьи в рамках проекта APOLLON проведены работы по разработке ряда конструкций приемников концентрированного излучения для солнечных HCPV модулей на линзах Френеля на основе трехпереходных арсенид-галлиевых солнечных элементов, изготовленных компаниями ENE (Бельгия) и Azur Space (Германия), и инновационной алюминий-полиимидной Chip-On-Flex (COF) технологии сборки. Также были проведены работы по анализу и выбору материалов, проектно-расчетным исследованиям для разработки конструкций вторичных оптических элементов (ВОЭ). Для отработки технологии изготовления приемников были разработаны и изготовлены тестовые структуры качества и различные типы образцов приемников концентрированного излучения (рис. 7, 8). Также были проведены ускоренные термоциклические испытания образцов приемников с целью оценки их надежности и сроков эксплуатации в соответствии со стандартом IEC 62108 «Concentrator photovoltaic (CPV) modules and assemblies – Design qualification and type approval». Данный стандарт определяет требования к электрическим, механическим и температурным характеристикам концентраторных фотовольтаических приемников и их сборочных узлов, приемлемые для долговременного функционирования в нормальных климатических условиях [10 – 13].

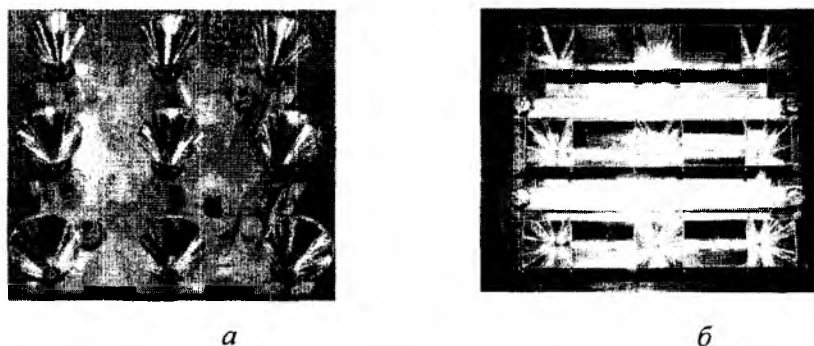


Рис. 7. Приемники концентрированного солнечного излучения на основе трехпереходных арсенид-галлиевых СЭ с интегрированной вторичной оптикой типа:
а – усеченный конус, *б* – усеченная пирамида

Тестовые структуры качества.

Объектом исследований и испытаний при проведении работ были образцы тестовых структур качества (ТСК) и образцы приемников концентрированного излучения на основе трехпереходных СЭ, изготовленных компаниями ENE (Бельгия) и Azur Space (Германия).

На рис. 8 приведены фотографии тестовых структур качества.



Рис. 8. Тестовые структуры качества на основе арсенид-галлиевых СЭ:
а – без вторичного оптического элемента (ВОЭ); б – с интегрированным ВОЭ

На рис. 9 приведена фотография общего вида приемника концентрированного солнечного излучения и схема его электрических соединений.

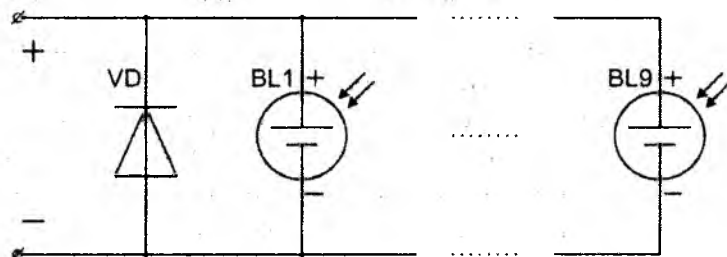


Рис. 9. Приемник концентрированного солнечного излучения на основе трехпереходных арсенид-галлиевых СЭ: а – фотография общего вида приемника с интегрированными ВОЭ; б – электрическая схема соединений

В состав ТСК входили трехпереходные InGaP/GaAs/Ge солнечные элементы, герметизированные кремнийорганическим покрытием ELASTOSIL S690 (Waker Silicones, Германия). Держатель с ВОЭ в виде усеченного конуса, коммутационная плата на основе лакофольгового алюминий-полиимидного носителя, защитный диод и алюминиевый плоский теплоотвод.

Исследуемые ТСК отличались между собой производителем СЭ, материалом плоского теплоотвода, его толщиной, конструкцией ВОЭ и конструкцией коммутационной платы.

В состав приемников солнечного концентрированного излучения входили трехпереходные InGaP/GaAs/Ge солнечные элементы – 9 шт., ВОЭ – 9 шт., коммутационная плата, защитный диод и теплоотводящее основание.

Электрические параметры трехпереходных СЭ для условий освещенности AM 1,5 (1000 Вт/м^2) при концентрации 750 крат приведены в табл. 1.

Основные электрические параметры трехпереходных СЭ

Параметр	Значение	
	СЭ Azur Space	СЭ ENE
	АМ 1,5 750крат $\varnothing=2,3$ мм $S_{\text{акт}} = 4,155 \text{ мм}^2$	АМ 1,5 750крат $\varnothing=2,3$ мм $S_{\text{акт}} = 4,155 \text{ мм}^2$
Напряжение холостого хода $U_{\text{хх}}$, мВ	3,26	3,05
Плотность тока короткого замыкания $j_{\text{кз}}$, мА/см ²	1005	970
Филфактор FF, отн. ед.	0,856	0,848
Эффективность, %	36,67	29,4

Ускоренные форсированные термоциклические испытания.

Ускоренные форсированные термоциклические испытания описанных образцов проводились для подтверждения правильности выбора конструктивных решений и технологии сборки приемников. Также определялось влияние одновременного воздействия знакопеременного изменения температуры и повторно-кратковременной токовой нагрузки в прямом направлении на солнечный элемент и группу СЭ $1,25 I_{\text{кз}}$ при $T > 25^{\circ}\text{C}$ и 10 электроциклов за один термоцикл. При этом исследовалось влияние на электрические параметры и долговечность приборов, рассчитанных на эксплуатацию в нормальных условиях в течение 20 лет (8 часов/день, полное время 58400 часов) со степенью концентрации до 750 крат и выходной мощностью от 1,5 до 15Вт.

Параметры испытательного режима определялись с учетом физико-механических свойств применяемых материалов, кинетики изменения характеристик и рекомендаций международных стандартов с целью не допустить условия, превышающие предельные температурные границы эксплуатации используемых материалов, и условия, ускоряющие нетипичные механизмы отказов.

Согласно стандарту IEC 62108 (п.10.6.3) существует три варианта испытательных режимов, позволяющие сравнивать различные используемые материалы и процессы (табл. 2).

Таблица 2

Варианты испытательных режимов

Опция	Максимальная температура СЭ, $^{\circ}\text{C}$	Общее количество циклов	Приложенный ток
TCA – 1	85	1000	Приложены импульсы тока $1,25 I_{\text{кз}}$ при $T > 25^{\circ}\text{C}$. Скорость – 10 электроциклов за один термоцикл
TCA – 2	110	500	
TCA – 3	65	2000	

С учетом свойств используемых материалов, ограничений финансовых затрат, экономии времени и ресурсов был выбран вариант TCA – 2 с максимальной температурой в термоцикле 110°C с общим количеством термоциклов не менее 500.

2. Результаты и их обсуждение

Результаты ускоренных форсированных испытаний ТСК и приемников концентрированного солнечного излучения:

1. Ускоренное время наработки на отказ обеспечивалось повышенной температурой, циклическим изменением температуры и высокими плотностями тока, соответствующими коэффициенту концентрации 750 крат.

2. Было изготовлено 9 ТСК с ВОЭ (рис. 10) на основе трехпереходных арсенид-галлиевых СЭ компании Azur Space и компании ENE для того, чтобы подвергнуть их деградации по описанной выше процедуре. В трех вариантах ТСК на основе трехпереходных арсенид-галлиевых СЭ компании Azur Space для сборки использовали гибкие платы из ФДИ-А-50 с Ni-покрытием на Al-проводниках толщиной 1-2 мкм.

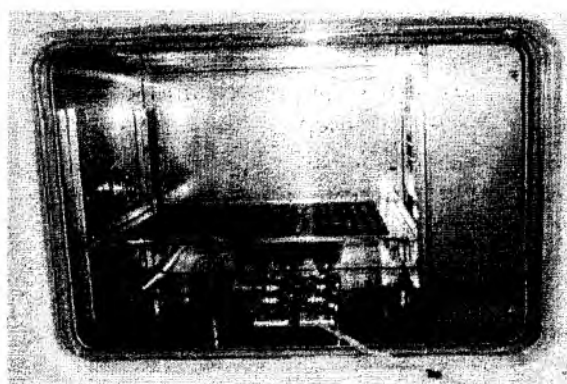
3. Для исследования коррозионной устойчивости сварных соединений плоских алюминевых проводников без никелевого покрытия, полученных ультразвуковой сваркой с Au/Ag контактными площадками СЭ была изготовлена партия из 6-ти ТСК с ВОЭ:

- СЭ ENE; Al; ФДИ-А-50; (2 шт.) – TJ-E17, TJ-E19 (алюминий $h = 30$ мкм);
- СЭ ENE; Al; ФДИ-А-24; (2 шт.) – TJ-C20, TJ-C18 (алюминий $h = 12$ мкм);
- СЭ ENE; Al; ФДИ-А-20; (2 шт.) – TJ-D17, TJ-E20 (алюминий $h = 10$ мкм).

4. Также было изготовлено три приемника концентрированного солнечного излучения на основе трехпереходных арсенид-галлиевых СЭ с ВОЭ компании ENE с использованием гибкой платы из ФДИ-А-50 (алюминиевые плоские выводы толщиной $h = 30$ мкм).



а



б

Рис. 10. ТСК с ВОЭ для термоциклических испытаний:
а – испытательная плата; б – плата в испытательной камере

5. После сборки и проведения 100 термоциклов параметры $I_{\text{кз}}$ и $U_{\text{хх}}$ как в ТСК, так и в приемнике не изменились. После 500 термоциклов выходная мощность у восьми из девяти испытанных ТСК уменьшилась не более чем на 5,5 %, у приемников выходная мощность уменьшилась не более, чем на 2,5 %.

6. Это позволяет сделать вывод, что выбранные конструктивно-технологические решения концентраторных приемников на основе трехпереходных GaInP/GaAs/Ge-СЭ и COF технологии сборки удовлетворяют требованиям стандарта IEC 62108 (п. 10.6.3).

7. В соответствии с требованиями стандарта IEC 62108 (п.10.6.3) ожидаемый срок службы концентраторных приемников с ВОЭ составляет не менее 20 лет.

3. Новые подходы к созданию высокоэффективных приемников концентрированного солнечного излучения

В течение последних пяти лет после окончания проекта APOLLON в 2013г. специалисты компании ООО «Научно-производственное предприятие «ЛТУ» продолжали активно работать в области космического приборостроения. В частности, выполняли работы по разработке и производству солнечных батарей, гибких пленочных нагревателей и контрольно проверочной аппаратуры космического назначения. А также проводили разработку и изготовление гибких печатных плат, кабелей и детекторных гибких и гибко-жестких модулей для экспериментов в физике высоких энергий, в том числе для создания более современной усовершенствованной внутренней трековой системы международного эксперимента ALICE на LHC в CERN на основе полностью алюминиевой COF технологии сборки [14].

Ряд преимуществ полностью алюминиевой лакофольговой алюминий-полиимидной COF-технологии сборки по сравнению с технологиями проволочной сборки электронных узлов на основе различных фольгированных медью диэлектриков позволил существенно расширить возможности COF-технологии на современном этапе. Прежде всего, алюминий обладает высокой коррозионной стойкостью. Несмотря на то, что алюминий по сравнению с медью обладает меньшей механической прочностью ($\sigma_{pAl}=(10-40)\frac{\text{кгс}}{\text{мм}^2}$; $\sigma_{pCu}=(16-45)\frac{\text{кгс}}{\text{мм}^2}$),

меньшей теплопроводностью ($\lambda_{TAI}=218 \text{ Вт/(м}\cdot\text{К)}$; $\lambda_{TCu}=385 \text{ Вт/(м}\cdot\text{К)}$), удельным электрическим сопротивлением примерно в 1,6 раза большим удельного электрического сопротивления меди ($\rho_{Al}=0,028\text{мкОм}\cdot\text{м}$; $\rho_{Cu}=0,017\text{мкОм}\cdot\text{м}$), большое значение имеет тот факт, что алюминий почти в 3,5 раза легче меди ($\gamma_{Al}=2,7 \text{ г/см}^3$, $\gamma_{Cu}=8,92 \text{ г/см}^3$). Благодаря малой плотности алюминия обеспечивается большая электрическая проводимость на единицу массы, то есть, при одинаковом номинале сопротивления и одинаковой длине алюминиевые проводники почти в два раза легче медных, несмотря на большее поперечное сечение. Кроме того, формирование ультразвуковой сваркой межсоединений гибких плат с СЭ и микросхемами с помощью алюминиевых плоских коммутирующих элементов вместо проволоки позволяет уменьшить габаритные размеры и объем электронных модулей и не требует повышенной точности и осторожности при проведении процессов сборки изделий, чтобы не допустить деформации проволочных межсоединений и закороток между ними.

Таким образом, плоские и гибкие коммутирующие элементы на основе алюминий-полиимидных лакофольговых диэлектриков позволяют еще более минимизировать массу вещества и рабочий объем изделий.

Алюминиевая COF-технология легко адаптируется к существующему автоматизированному оборудованию ультразвуковой сварки типа Delvotec. При этом обеспечивается высокое качество и надежность сварных соединений не только из-за того, что свариваются однородные материалы (алюминиевые контактные площадки электронных компонентов и алюминиевые проводники коммутирующих элементов), но также и из-за того, что сварочные электроды, применяемые в сварочных установках, позволяют обеспечить оптимальные режимы процессов сварки. Кроме того, коммутирующие элементы на основе безадгезивных алюминий-полиимидных диэлектриков позволяют значительно улучшить емкостные характеристики электронных устройств. Благодаря еще одному положительному свойству алюминия – малой величине предела текучести ($\sigma_{0,2}=2\frac{\text{кгс}}{\text{мм}^2}$) – имеется возможность в процессе ультразву-

ковой сварки осуществлять соединения через глубокие (40 – 70 мкм) “колодцы” в полиимиде. Это обеспечивает уменьшение выходных емкостей в 5 – 7 раз, что значительно повышает чувствительность и разрешающую способность преобразующих систем. Ввиду хорошей адаптивности к фотохимическому избирательному травлению полиимида безадгезивная структура материала позволяет полностью исключить из технологических процессов изготовления гибких коммутационных элементов механические операции сверления и фрезерования, заменяя их групповыми процессами, и таким образом сократить технологический цикл, снизить трудоемкость и, в конечном счете, уменьшить стоимость изготовления изделий. Кроме того, для микросхем с высокой плотностью и прецизионностью элементов топологии при использовании указанных материалов оказалось целесообразным применение методов микроэлектронной технологии, которая включает использование жидких фоторезистов, обладающих высокой чувствительностью и разрешающей способностью. Использование практически всех способов нанесения жидких фоторезистов (центрифугирование, погружение, пульверизация); сочетание позитивных и негативных фоторезистов. Применение стеклянных и гибких пленочных фотошаблонов, применение установок с односторонним и двусторонним экспонированием, применение плазмохимической и ионноплазменной избирательной обработки материалов [10, 14].

Описанные преимущества алюминиевой COF-технологии сборки определяются качеством, доступностью и стоимостью гибких лакофольговых алюминий-полиимидных слоистых материалов. В ООО «Научно-производственное предприятие «ЛТУ» удалось разработать и впервые в Украине освоить производство новых типов слоистых материалов для гибких и гибко-жестких алюминий-полиимидных печатных плат. Предложенные инновационные технические решения позволили создать такие способы изготовления безадгезивных гибких лакофольговых слоистых материалов, которые обеспечили использование более простых, малозатратных и воспроизводимых технологий изготовления слоистых материалов с необходимыми геометрическими размерами широкой номенклатуры применяемых алюминевых фольг и работающих в диапазоне температур от минус 200°C до плюс 250°C (рис. 11). При этом исключить дорогостоящее, сложное в эксплуатации специализированное оборудование, в том числе вакуумное и прессовое оборудование [15]. За счет этого удалось снизить стоимость слоистых материалов по сравнению с мировыми аналогами в два раза – до 1,6 евро за дм^2 . Это в свою очередь позволило существенно снизить стоимость изготовления приемников концентрированного солнечного излучения для HCPV фокусно-точечных модулей на ахроматических линзах Френеля как самый простой (не требующий применения ВОЭ) и дешевый способ быстрой практической реализации концентраторных модулей с КПД более 40 % при степени концентрации более 500 крат, чтобы иметь возможность достичь выполнения требований к коммерчески приемлемой цене современных концентраторных солнечных модулей – значительно менее 1,0 Евро за Вт [8].

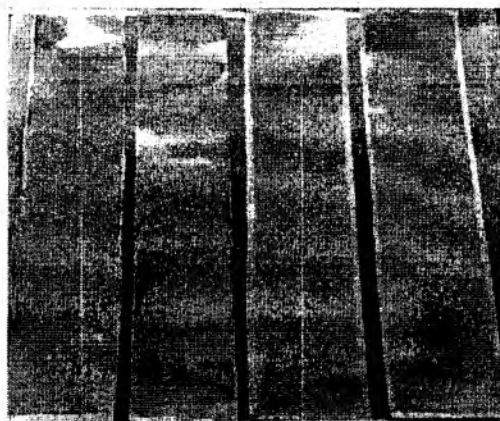


Рис.11. Образцы безадгезивных лакофольговых полиимидных слоистых материалов

*Новые КТР гибко-жестких приемников
концентрированного солнечного излучения.*

После обоснованного и тщательного подбора материалов с необходимыми физическими параметрами, оптимизации объемных и геометрических характеристик элементов конструкции приемников, а также учитывая при этом коммерчески приемлемую цену и доступность для приобретения выбираемых материалов и комплектующих, определен следующий состав и проектный облик приемника на основе алюминиевой COF технологии сборки (рис. 12)

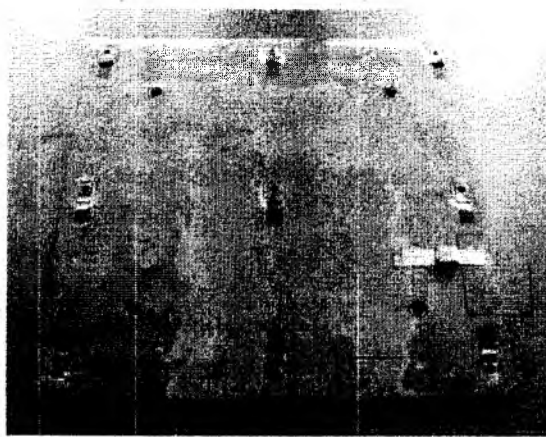


Рис. 12. Образец приемника, изготовленного по алюминиевой COF-технологии на плоском алюминиевом радиаторе

В состав приемника солнечного концентрированного излучения входят:

- четырехпереходные $\text{GaInP} / \text{GaAs} // \text{GaInAs} / \text{Ge}$ солнечные элементы с эффективностью 48 %, шт. – 9;
- алюминий-полиимидная коммутационная плата, шт. – 1;
- защитный диод, шт. – 1;
- алюминиевый плоский радиатор, шт. – 1;
- электросоединители, шт. – 2.

Выводы

На основании всестороннего анализа состояния и современного технического уровня развития концентраторных солнечных технологий в мире авторами предложены новые коммерчески приемлемые конструктивно-технологические решения приемников солнечного излучения для НСПВ фокусно-точечных модулей на ахроматических линзах Френеля как самый простой (не требующий применения ВОЭ) и дешевый способ быстрой практической реализации концентраторных модулей с КПД более 40 % при степени концентрации более 500 крат. Для реализации предложенных подходов при создании приемников для более высокоэффективных зеркальных концентраторных модулей при степени концентрации до 800 крат при КПД 40 % необходимо:

1. Проведение дополнительно научно-исследовательских работ по выбору конструктивно-технологических решений концентраторных приемников солнечного излучения на основе COF (Chip- on-flex) технологии сборки бескорпусных четырехпереходных кристаллов арсенид-галлиевых многопереходных солнечных элементов (СЭ) с архитектурой $\text{GaInP} / \text{GaAs} // \text{GaInAs} / \text{Ge}$ с эффективностью 48 % с гибкими коммутирующими платами. В том числе создание печатных узлов с интегрированными в приемники зеркализированными вторичными оптическими элементами на основе материалов с коэффициентом отражения 95 – 98 % типа Mirosilver.

2. Проведение научно-исследовательских работ по созданию технологии сборки печатных узлов приемников на радиаторах, которые обеспечивают улучшенные условия отвода тепла, 3D компоновку и коммутацию элементов с помощью гибких кабелей и плат, как из алюминий-полиимидных, так и медь-полиимидных лакофольговых диэлектриков, а также технологии монтажа на приемную поверхность СЭ вторичных оптических элементов.

3. Изготовление экспериментальных образцов и проведение функциональных исследований приемников концентрированного солнечного излучения.

4. Проведение ускоренных форсированных испытаний в соответствии со стандартом IEC 62108 для подтверждения правильности выбора конструктивных решений, технологии сборки и ресурса концентраторных фотоэлектрических приемников наземного применения с коэффициентом концентрации до 800 крат.

5. Результаты работы потенциально позволят достичь значений конкурентноспособной стоимости электроэнергии, вырабатываемой серийными солнечными концентраторными модулями на основе разработанных конструкций новых солнечных приемников на уровне 0,2 – 0,5 Евро за Вт.

Список литературы

1. Волчок В. А. Нетрадиционные и возобновляемые источники энергии. Солнечная энергетика / В. А. Волчок, В. Н. Комар. Гродно : Гр ГУ, 2017. 55 с.
2. Renewable Energy Policy Network for the 21st Century // REN21 URL: <http://www.ren21.net/status-of-renewables/global-status-report/> (дата обращения: 21.01.2017);
3. Ключевые отраслевые тенденции солнечной энергетики. Экономика и технологии 2019 г. Режим доступа: https://elektrovesti.net/65157_klyuchevye-otraslevye-tendentsii-solnechnoy-energetiki-ekonomika-i-tehnologii. Дата доступа 29.05.2019 г.
4. The State Of Renewable Energies In Europe Edition. 2018. 18th Eur Observ'ER Report. P. 70, P. 195. Дата доступа 29.05.2019 г.
5. <http://www.europeanenergyinnovation.eu/Latest-Research/Autumn-2016/CPVMatch-Project>. Официальный сайт. Дата доступа 29.05.2019 г.
6. Солнечная фотовольтаика: современное состояние и тенденции развития / В. А. Миличко [и др.] // Успехи физических наук. Обзоры актуальных проблем. 2016. Т. 186, № 8. 70 с.
7. Паханов Н.А., Андреев В.М., Шварц М.З., Пчеляков О.П. Современные архитектуры и технологии высокоэффективных солнечных элементов на гетероструктурах III-V для космического и наземного применения // Автометрия. – 2018. Т.54. №2. С.93-112.
8. RSE SpA. APOLLON (Multi-APPrOach for high efficiency integrated and inteLLigent cONcentrating PV modules (Systems)). Available from: http://cordis.europa.eu/result/rcn/55852_en.html (2014).
9. Simon P. Philipps, Mathieu Baudrit, Karla Hillerich, Valentine Moreau, Rolando Parmesani, Eduardo Román, Gabriel Sala, Bernd Schineller, Gianluca Timò and Andreas W. Bett. CPVMatch – Concentrating Photovoltaic Modules Using Advanced Technologies and Cells for Highest Efficiencies. Presented at the 32nd European PV solar Energy Conference and Exhibition, 20-24, june 2016, Munich, Germany.
10. Замирец Н.В. Алюминиевая «Chip on flex» (COF) технология в радиационном приборостроении / Н.В. Замирец, В.Н. Борщев, А.М. Листратенко, В.А. Антонова, Л.П. Семенов, М.А. Проценко, И.Т. Тымчук // Технология приборостроения. 2007. №2. С. 3-9.
11. IEC 62108 Аттестация конструкции и утверждение типа концентраторных фотоэлектрических модулей и сборочных узлов. Дополнение 1.0 2007-12.
12. Борщев В.Н. Исследование тепловых характеристик высокоэффективных приемников концентрированного солнечного излучения нового поколения / В.Н. Борщев, В.А. Антонова, А.М. Листратенко, Я.Я. Костышин, Г.В. Буеров, И.Т. Тымчук, М.А. Проценко // Технология приборостроения. 2012. №1. С. 3-9.
13. Инновационные подходы к созданию высокоэффективных концентраторных батарей космического назначения на линейных линзах Френеля / В.Н. Борщев, А.М. Листратенко, Н.В. Герасименко, Н.И. Слипенченко, М.А.Проценко, И.Т.Тымчук, А.П.Кузнецов, В.В. Гаврилко // Радиотехника. 2015. Вып. 180. С. 5-18.
14. Borshchov V.M., Listratenko O.M., Protsenko M.A., Tymchuk I.T., Fomin O.O. Innovative microelectronic technologies for high-energy physics experiments // Functional materials. 24. No.1 (2017). P. 1-11.
15. Патент Украины на полезную модель № 119126 «Способ изготовления гибкого слоистого материала для изделий на основе фольги». Дата регистрации 11.09.2017 г. Изобретатели: Никитский Г.И., Борщев В.Н., Листратенко А.М., Тымчук И.Т. и др.

ООО «Научно-производственное предприятие «ЛТУ», Харьков;
Институт сцинтилляционных материалов НАНУ, Харьков

Поступила в редколлегию 19.06.2019

РАДИОТЕХНИЧЕСКИЕ И ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫЕ СИСТЕМЫ
РАДІОТЕХНІЧНІ ТА ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙНІ СИСТЕМИ
RADIO ENGINEERING AND TELECOMMUNICATION SYSTEMS

УДК 621.396

Многофункциональный сканирующий радиометр K_a диапазона с аддитивно-шумовым пилот-сигналом / О.А. Войтович, А.М. Линкова, А.А. Могила, В.П. Мальцев, Г.А. Руднев, Г.И. Хлопов, О.П. Грибский, С.В. Маковенко, С.Б. Мальцев, С.В. Миронюк, В.Д. Павленко // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2019. Вып. 197. С. 5 -15.

Рассматривается вариант построения радиометра со стохастическим пилот-сигналом, в котором вместо квадратичного используется логарифмический детектор среднеквадратических значений, что позволило получить динамический диапазон радиометра более 60 дБ. Экспериментально показано, что разработанный сканирующий радиометр K_a -диапазона на расстоянии порядка 200 м имеет разрешающую способность по полю изображения порядка 4 м и в режиме растрового сканирования в угловых координатах позволяет получать радиотепловые изображения наблюдаемого участка небосвода или подстилающей поверхности.

Ключевые слова: сканирующий радиометр, радиотепловое изображение, флуктуационная чувствительность, радиояркий контраст, антенна Кассегрена, микроконтроллер, шаговый двигатель, растровое сканирование.

Ил. 7. Библиогр.: 15 назв.

УДК 621.396

Багатофункціональний сканувальний радіометр K_a -діапазону з адитивно-шумовим пілот-сигналом / О.А. Войтович, А.М. Лінкова, А.А. Могіла, В.П. Мальцев, Г.О. Руднев, Г.І. Хлопов, О.П. Грибський, С.В. Маковенко, С.Б. Мальцев, С.В. Миронюк, В.Д. Павленко // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2019. Вип. 197. С. 5 -15.

Розглядається варіант побудови радіометра з стохастичним пілот-сигналом, у якому замість квадратичного використовується логарифмічний детектор середньоквадратичних значень, що дозволило отримати динамічний діапазон радіометра більше 60 дБ. Експериментально показано, що розроблений сканувальний радіометр K_a -діапазону на відстані близько 200 м має роздільну здатність по полю зображення близько 4 м і в режимі растрового сканування в кутових координатах дозволяє отримувати радіотеплове зображення спостережуваної ділянки небосхилу або підстильної поверхні.

Ключові слова: сканувальний радіометр, радіотеплове зображення, флуктуаційна чутливість, радіояскравісний контраст, антена Кассегрена, мікроконтролер, кроковий двигун, растрове сканування.

Іл. 7. Бібліогр.: 15 назв.

UDC 621.396

Multifunctional K-band scanning radiometer with an additive noise pilot signal / O.A. Voitovich, A.M. Linkova, A.A. Mogyla, V.P. Maltsev, G.A. Rudnev, G.I. Khlopov, O.P. Gribsky, S.V. Makovenko, S.B. Maltsev, S.V. Mironyuk, V.D. Pavlenko // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2019. №197. P. 5 -15.

A variant of the construction of a radiometer with a stochastic pilot signal is considered, in which a logarithmic detector of root-mean-square values is used instead of a quadratic one, which made it possible to obtain a dynamic range of the radiometer over 60 dB. It was experimentally shown that the developed K_a -band scanning radiometer at a distance of about 200 m has a resolution of about 4 m in field images and in the raster scan mode in angular coordinates it allows to obtain radio-thermal images of the observed sky section or underlying surface.

Key words: scanning radiometer, thermal image, fluctuation sensitivity, radiobrightness contrast, Cassegrain antenna, microcontroller, stepper motor, raster scanning.

7 fig. Ref.: 15 items.

УДК 621.396.96:504.064.3

Обоснование процедур обзора пространства наблюдения при системном подходе к построению радиолокационной системы мониторинга атмосферы / Б.В. Перельгин, Г.А. Боровская, А.В. Глушков // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2019. Вып. 197. С. 16-30.

При построении радиолокационной системы мониторинга атмосферы на основе системного подхода предлагаются способ и технические средства обзора пространства наблюдения, обеспечивающие высокое качество данных мониторинга, включая временные параметры обзора, приближающееся к потенциально возможному. Рассматривается оптимизация процедуры обзора пространства при отступлении от системного подхода при создании системы радиолокационного мониторинга атмосферы.

Ключевые слова: радиолокационная система мониторинга атмосферы, системный подход, радиолокационный обзор пространства.

Табл. 9. Ил. 9. Библиогр.: 17 назв.

УДК 621.396.96:504.064.3

Обґрунтування процедур огляду простору спостереження при системному підході до побудови радіолокаційної системи моніторингу атмосфери / Б.В. Перелигін, Г.О. Боровська, А.В. Глушков // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2019. Вип. 197. С. 16-30.

При побудові радіолокаційної системи моніторингу атмосфери на основі системного підходу пропонуються спосіб і технічні засоби огляду простору спостереження, які забезпечують високу якість даних моніторингу, включаючи часові параметри огляду, і яка наближається до потенційно можливої. Розглядаються питання оптимізації процедури огляду простору при відступі від системного підходу при створенні системи радіолокаційного моніторингу атмосфери.

Ключові слова: радіолокаційна система моніторингу атмосфери, системний підхід, радіолокаційний огляд простору.

Табл. 9. Іл. 9. Бібліогр.: 17 назв.

UDC 621.396.96:504.064.3

Substantiation of survey procedures of the observation space in a systematic approach to the construction of a atmospheric monitoring radar system / B.V. Perehygin, H.O. Borovska, A.V. Glushkov // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2019. №197. P. 16-30.

When constructing a radar system for monitoring the atmosphere on the basis of a systematic approach, a method and technical means for the observation space survey are proposed to ensure high quality monitoring data, including the timing of the survey approaching the potential. Consideration is given to optimizing procedures of the observation space survey when deviating from the system approach when creating a system for radar monitoring of the atmosphere.

Keywords: atmospheric monitoring radar system, systems approach, space radar survey.

9 tab. 9 fig. Ref.: 17 items.

УДК 621.391

Модель безопасной маршрутизации на основе определения максимального количества непересекающихся путей для минимизации вероятности компрометации конфиденциальных сообщений / А.В. Лемешко, А.С. Еременко, А.В. Персиков, Б. Слейман // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2019. Вип. 197. С. 31-37.

Предлагается модель безопасной маршрутизации на основе определения максимального количества непересекающихся путей с целью минимизации вероятности компрометации конфиденциальных сообщений, передающихся в инфокоммуникационной сети. Модель основана на решении оптимизационной задачи целочисленного линейного программирования при наличии линейных ограничений, булевых маршрутных переменных, а также переменных, определяющих количество используемых маршрутов, которые принимают целые значения. Установлено, что модель обеспечивает повышение уровня безопасности сети по показателю вероятности компрометации передаваемых сообщений при ее использовании для расчета максимального количества непересекающихся путей при реализации безопасной маршрутизации.

Ключевые слова: безопасная маршрутизация; вероятность компрометации; многопутевая маршрутизация; непересекающиеся пути.

Табл. 2. Ил. 3. Библиогр.: 20 назв.

УДК 621.391

Модель безпечної маршрутизації на основі визначення максимальної кількості шляхів, що не перетинаються, для мінімізації ймовірності компрометації конфіденційних повідомлень / О.В. Лемешко, О.С. Єременко, А.В. Персіков, Б. Слейман // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2019. Вип. 197. С. 31-37.

Пропонується модель безпечної маршрутизації на основі визначення максимальної кількості шляхів, що не перетинаються, з метою мінімізації ймовірності компрометації конфіденційних повідомлень, що передаються в інфокомунікаційній мережі. Модель заснована на розв'язанні оптимізаційної задачі цілочисельного лінійного програмування при наявності лінійних обмежень, булевих маршрутних змінних, а також змінних, що визначають кількість використовуваних маршрутів, які приймають цілі значення. Встановлено, що модель забезпечує підвищення рівня безпеки мережі за показником ймовірності компрометації переданих повідомлень при її використанні для розрахунку максимальної кількості шляхів, що не перетинаються, при реалізації безпечної маршрутизації.

Ключові слова: безпечна маршрутизація; ймовірність компрометації; багатошляхова маршрутизація; шляхи, що не перетинаються.

Табл. 2. Іл. 3. Бібліогр.: 20 назв.

UDC 621.391

Model of secure routing based on determining the maximum number of disjoint paths to minimize the probability of compromise the confidential messages / O.V. Lemeshko, O.S. Yeremenko, A.V. Persikov, B. Sleiman // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2019. №197. P. 31-37.

The paper proposes a model of secure routing based on determining the maximum number of disjoint paths in order to minimize the probability of compromise the confidential messages transmitted in the infocommunication network. The proposed model is based on solving the optimization problem of Integer Linear Programming in the presence

of linear constraints, Boolean routing variables, and variables determining the number of used routes that take integer values. It has been established that the model provides an increase in the level of network security in terms of the probability of compromise of transmitted messages when it is used to calculate the maximum number of disjoint paths when implementing secure routing.

Key words: secure routing; probability of compromise; multipath routing; disjoint paths.

2 tab. 3 fig. Ref: 20 items.

ЭЛЕКТРОДИНАМИКА, АНТЕННЫ, МИКРОВОЛНОВЫЕ УСТРОЙСТВА ЕЛЕКТРОДИНАМІКА, АНТЕНИ, МІКРОХВИЛЬОВІ ПРИСТРОЇ ELECTRODYNAMICS, ANTENNAS, MICROWAVE DEVICES

УДК 537.874.6

Дифракция H -поляризованной волны на плоской графеновой решетке типа жалюзи / М.Е. Калиберда, Л.Н. Литвиненко, С.А. Позарский // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2019. Вып. 197. С. 38-42.

Рассматривается задача дифракции плоской H -поляризованной электромагнитной волны на конечной графеновой решетке типа жалюзи. Представлены операторные уравнения относительно спектральных функций рассеянного поля. Оператор отражения одиночной графеновой ленты найден методом сингулярных интегральных уравнений. Приведены зависимости полного поперечного сечения рассеяния и поглощения от частоты.

Ключевые слова: графен, решетка типа жалюзи, операторные уравнения.

Ил. 3. Библиогр.: 15 назв.

Дифракція H -поляризованої хвилі на плоскій графеновій решітці типу жалюзі / М.Є. Каліберда, Л.М. Литвиненко, С.О. Позарський // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2019. Вип. 197. С. 38-42.

Розглянуто задачу дифракції плоскої H -поляризованої електромагнітної хвилі на скінченній графеновій решітці типу жалюзі. Представлено операторні рівняння відносно спектральних функцій розсіяного поля. Оператор відбиття поодинокій графеновій стрічці знайдено методом сингулярних інтегральних рівнянь. Наведено залежності повного перетину розсіяння та поглинання від частоти.

Ключові слова: графен, решітка типу жалюзі, операторні рівняння.

Іл. 3. Бібліогр.: 15 назв.

Diffraction of H -polarized wave by planar venetian-blind type grating / M.E. Kaliberda, L.M. Lytvynenko, S.A. Pogarsky // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2019. №197. P. 38-42.

Diffraction of the plane H -polarized electromagnetic wave by finite graphene venetian-blind type grating is considered. The operator equations with respect to the spectral functions of the scattered field are presented. The reflection operator of a single graphene strip is obtained with the use of the method of singular integral equations. The dependencies of the total scattering and absorption cross section vs. frequency are represented.

Key words: graphene, venetian-blind type grating, operator equations.

3 fig. Ref.: 15 items.

УДК 535.4

Дифракция H -поляризованных фотонов на бесконечной решетке металлических лент / А.В. Безуглий, О.М. Петченко // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2019. Вып. 197. С. 43-49.

Решена задача о дифракции H -поляризованных фотонов при нормальном падении потока на решетку, образованную неограниченной последовательностью бесконечно тонких металлических лент. Задача об определении Ψ -функции фотона над и под решеткой сводится к краевой задаче Римана – Гильберта. Получено точное решение задачи в виде бесконечной системы линейных алгебраических уравнений. Для некоторых значений параметров проведены вычисления по приближенным формулам.

Ключевые слова: фотон, решетка, квант, вероятность, потенциальная яма, пси-функция, дифракционная картина.

Ил. 2. Библиогр.: 12 назв.

УДК 535.4

Дифракція H -поляризованих фотонів на нескінченній ґратці металевих стрічок / А.В. Безуглий, О.М. Петченко // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2019. Вип. 197. С. 43-49.

Розв'язано задачу щодо дифракції H -поляризованих фотонів при нормальному падінні потоку на ґратку, утворену необмеженою послідовністю нескінченно тонких металевих стрічок. Задача про визначення Ψ -функції фотона над та поза ґраткою зводиться до крайової задачі Рімана – Гільберта. Отримано точні вирази для Ψ -функції у вигляді нескінченної системи алгебраїчних рівнянь. Для деяких значень параметрів проведені обчислення за наближеними формулами.

Ключові слова: фотон, ґратка, квант, імовірність, потенціальна яма, пси-функція, дифракційна картина.

Іл. 2. Бібліогр.: 12 назв.

Diffraction of H -polarised photons on the infinite grating of metallic ribbons / A.V. Bezougly, O.M. Petchenko // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2019. №197. P. 43-49.

The problem of diffraction of H -polarized photons at the normal incidence of a stream on a grating, formed by an unlimited sequence of infinitely thin metallic ribbons, was solved in the given paper. A problem about determination of Ψ -function of photon before and behind of grating is reduced to the boundary value problem of Reiman-Gilbert. Exact expressions are got for Ψ -function as the endless system of algebraic equations. Calculations are performed using approximate formulas for some values of the parameters.

Keywords: photon, grating, quantum, probability, potential hole, ψ -function, diffraction pattern.

2 Fig. Ref.: 12 items.

УДК 621.372.542

Синтез компактного фильтра нижних частот на гантелеподобных щелевых резонаторах / В.Ф. Комаров, Ю.В. Рассохина, В.Г. Крижановский // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2019. Вып. 197. С. 50-55.

Рассмотрена конструкция фильтра нижних частот с использованием щелевых резонаторов в виде двух гантелей, расположенных в экранирующем слое микрополосковой линии передачи. Исследованы зависимости коэффициента передачи и годограф входного импеданса с целью получения широкой полосы заграждения и необходимых значений импеданса на гармониках рабочей частоты. В эксперименте получено подавление на частотах со второй до четвертой гармоник на уровне более 20 и 30 дБ для разных образцов фильтра. Входной импеданс изменяется от значений, близких к бесконечности на четных гармониках до нуля на нечетных. Предложенная конструкция может быть использована в усилителях СВЧ с высоким КПД.

Ключевые слова: фильтр низких частот, микрополосковая линия, щелевой резонатор, высокоэффективный усилитель мощности, согласующая цепь.

Ил. 8. Библиогр.: 16 назв.

УДК 621.372.542

Синтез компактного фильтра нижних частот на гантелеподобных щелинных резонаторах / В.Ф. Комаров, Ю.В. Рассохина, В.Г. Крижановский // Радиотехника : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2019. Вип. 197. С. 50-55.

Розглянуто конструкцію фільтра нижніх частот з використанням щелинних резонаторів у вигляді «гантелі» і розміщених у екрануючому шарі мікросмужкової лінії передачі. Були досліджені залежності коефіцієнту передачі та годографа вхідного імпедансу з метою отримання широкої смуги загородження та потрібного імпедансу на гармоніках робочої частоти. Експериментально отримано придушення з другої по четверту гармоніки основної частоти на рівні більше 20 та 30 дБ для різних зразків. Вхідний імпеданс змінюється від значень, близьких до нескінченності на парних гармоніках, до близьких до нуля на непарних гармоніках. Запропонована конструкція може бути використана у підсилювачах НВЧ з високим ККД.

Ключові слова: фільтр низьких частот, мікросмужкова лінія, щелинний резонатор, високоефективний підсилювач потужності, узгоджувальна ланка.

Іл. 8. Бібліогр.: 16 назв.

UDC 621.372.542

Synthesis of the compact low pass filter using dumbbell-shaped slot resonators / V.F. Komarov, Yu. V. Rassokhina, V.G. Krizhanovski // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2019. №197. P. 50-55.

The design of the low pass filter using dumbbell-shaped slot resonators placed in the grounding layer of the microstrip transmission line was considered. Dependences of the transmission coefficient and the input impedance hodo-graph were investigated; the aim was to obtain a wide stop band and the required impedance on the harmonics of the operating frequency. Suppression was obtained experimentally from the second to fourth harmonic of the fundamental frequency at the level of more than 20 dB and 30 dB for prototypes. The input impedance varies from values close to infinity on even harmonics to close to zero on the odd harmonics. The proposed design can be used in microwave high efficiency power amplifiers.

Key words: low-pass filter, microstrip line, slot-line resonator, high efficiency power amplifier, matching network. 8 fig. Ref.: 16 items.

УДК 621.385

Спектральные модели СВЧ-приборов с продольным взаимодействием / А.В. Грицунов, И.Н. Бондаренко, А.В. Бородин, М.А. Копоть, Л.И. Сви́дeрская // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2019. Вып. 197. С. 56-63.

Сделана попытка распространить спектральный подход, реализованный ранее для приборов М-типа, на приборы с продольным взаимодействием наподобие однолучевых пролетных кlistронов и ламп бегущей волны. Модели предназначены для инженерного анализа и оптимизации широкого класса СВЧ-приборов О-типа. Описаны общие особенности спектральных моделей и использованные алгоритмы вычислительного эксперимента. Приведены предварительные результаты моделирования.

Ключевые слова: прибор О-типа, спектр, сверхширокополосный сигнал, вычислительный эксперимент.

Ил. 4. Библиогр.: 11 назв.

УДК 621.385

Спектральні моделі НВЧ-приладів з поздовжньою взаємодією / О.В. Грицунов, І.М. Бондаренко, О.В. Бородин, М.А. Копот, Л.І. Свідерська // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2019. Вип. 197. С. 56-63.

Зроблено спробу розширити спектральний підхід, реалізований раніше для приладів М-типу, на прилади з поздовжньою взаємодією на зразок однопроменевих пролітних клістронів та ламп біжучої хвилі. Моделі призначено для інженерного аналізу та оптимізації широкого класу НВЧ-приладів О-типу. Описано загальні особливості спектральних моделей та застосовані алгоритми обчислювального експерименту. Наведено попередні результати моделювання.

Ключові слова: прилад О-типу, спектр, надширокосмуговий сигнал, обчислювальний експеримент.

Іл. 4. Бібліогр.: 11 назв.

UDC 621.385

Spectral models of microwave devices with longitudinal interaction / A.V. Gritsunov, I.N. Bondarenko, A.V. Borodin, M.A. Kopot, L.I. Sviderska // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2019. №197. P. 56-63.

An attempt is made to expand the spectral approach, implemented formerly for the M-type devices, onto devices with longitudinal interaction like one-beam floating-drift klystrons and travelling-wave tubes. The models are intended for engineering analysis and optimization of wide class of the O-type microwave devices. The general features of the spectral models and applied algorithms of the numerical experiment are described. Preliminary results of the simulations are quoted.

Key words: O-type device, spectrum, ultra wideband signal, numerical experiment.

4 fig. Ref.: 11 items.

ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ ОБРОБКА СИГНАЛІВ SIGNAL PROCESSING

УДК 621.396:681.33

Результаты компьютерного моделирования тестовых сигнальных моделей пассивных помех при аналого-цифровом преобразовании / И.В. Барышев, К.А. Щербина, Е.П. Мсаллам, К.Н. Нежалская, М.А. Вонсович, О.С. Инкарбаева // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2019. Вип. 197. С. 64-71.

Проанализирована возможность практической реализации упрощенной тестовой модели радиолокационного зондирования морской поверхности реальной береговой РЛС; разработаны тестовые сигнальные цифровые модели, учитывающие особенности аналого-цифрового преобразования видеосигнала; предложены упрощенные цифровые тестовые модели радиолокационных отражений от морской поверхности. Результаты исследований в дальнейшем будут использованы при решении задачи определения координат местоположения протяженных морских объектов, а также при решении аналогичных задач при разработке цифровой радиолокационной техники.

Ключевые слова: радиолокационная станция, пассивная помеха, частота, цифровая модель.

Ил. 9. Библиогр.: 12 назв.

UDC 621.396:681.33

Результати комп'ютерного моделювання тестових сигнальних моделей пасивних завад при аналого-цифровому перетворенні / І.В. Баришев, К.О. Щербина, Є.П. Мсаллам, К.М. Нежалська, М.А. Вонсович, О.С. Инкарбаева // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2019. Вип. 197. С. 64-71.

Проаналізовано можливість практичної реалізації спрощеної тестової моделі радіолокаційного зондування морської поверхні реальною береговою РЛС; розроблено тестові сигнальні цифрові моделі, що враховують особливості аналого-цифрового перетворення видеосигналу; запропоновано спрощені цифрові тестові моделі радіолокаційних відбиттів від морської поверхні. Результати досліджень надалі будуть використані при розв'язанні задачі визначення координат місця розташування протяжних морських об'єктів, а також при вирішенні аналогічних задач при розробці цифрової радіолокаційної техніки.

Ключові слова: радіолокаційна станція, пасивна перешкода, частота, цифрова модель.

Іл. 9. Бібліогр.: 12 назв.

UDC 621.396:681.33

Results of computer simulation for test signal models of passive interferences within analog-to-digital conversion / I.V. Baryshev, K.A. Scherbina, E.P. Msallam, K.N. Nezhalskaya, M.A. Vonsovitch, O.S. Inkarbaeva // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2019. №197. P. 64-71.

This work includes analysis of the possibility for practical implementation of a simplified test model for the sea surface remote sensing by a real coastal radar; digital models of the test signal have been developed taking into account the features of the analog-to-digital video signal conversion; simplified digital test models of radar reflections from the sea surface are proposed. The results of the research will be further used for solving the problem of determining the coordinates of the extended marine objects location, as well as in solving similar problems of digital radar technology design.

Key words: radar, passive interference, frequency, digital model.

9 fig. Ref.: 12 items.

УДК 551.508.8

Оценка частоты сигнала при адаптивном подавлении помех в системах акустического зондирования атмосферы / В.М. Карташов, В.А. Тихонов, В.В. Воронин, А.А. Супрун // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2019. Вып. 197. С. 72-77.

Рассмотрены вопросы математического моделирования акустических помех с использованием моделей авторегрессии и синтеза авторегрессионных фильтров предсказания для обеления и адаптивного подавления помех. Показано, что применение адаптивных режекторных фильтров значительно снижает влияние акустических помех на оценку частоты пика полезного сигнала в системах акустического зондирования и существенно уменьшает его среднеквадратическое отклонение.

Ключевые слова: акустическое зондирование, атмосфера, помеха, авторегрессия, адаптивный фильтр, частота.

Табл. 1. Ил. 5. Библиогр.: 10 назв.

УДК 551.508.8

Оцінка частоти сигналу при адаптивному придушенні перешкод в системах акустичного зондування атмосфери / В.М. Карташов, В.А. Тихонов, В.В. Воронін, О.О. Супрун // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2019. Вип. 197. С. 72-77.

Розглянуто питання математичного моделювання акустичних перешкод з використанням моделей авторегресії і синтезу авторегресійних фільтрів передбачення для відбілювання та адаптивного придушення перешкод. Показано, що застосування адаптивних режекторних фільтрів значно знижує вплив акустичних перешкод на оцінку частоти піку корисного сигналу в системах акустичного зондування і суттєво зменшує його середньоквадратичне відхилення.

Ключові слова: акустичне зондування, атмосфера, перешкода, авторегресія, адаптивний фільтр, частота

Табл. 1. Іл. 5. Бібліогр. : 10 назв.

UDC 551.508.8

Evaluation of the signal frequency with adaptive noise suppression in systems of acoustic sounding of the atmosphere / V.M. Kartashov, V.A. Tikhonov, V.V. Voronin, A.A. Suprun // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2019. №197. P. 72-77.

The paper deals with the mathematical modeling of acoustic noise using models of autoregression and synthesis of autoregressive prediction filters for whitening and adaptive noise suppression. It is shown that the use of adaptive notch filters significantly reduces the effect of acoustic interference on the estimated peak frequency of the useful signal in acoustic sounding systems and significantly reduces its standard deviation.

Key words: acoustic sounding, atmosphere, noise, autoregression, adaptive filter, frequency.

1 tab. 5 fig. Ref.: 10 items.

УДК 621.369:534

Исследование статистических свойств клавиатурного почерка для решения задач аутентификации пользователей компьютерных сетей / Д.Ю. Горелов, В.О. Алексеев, В.М. Бублик, Д.В. Маслий // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2019. Вып. 197. С. 78-85.

Проведен анализ статистических особенностей клавиатурного почерка. Гистограммы абсолютных значений временных параметров диграфов (времена нажатий и паузы между нажатиями) не соответствуют нормальному закону. Гистограммы отношений временных параметров диграфов свидетельствуют о близком к нормальному закону распределения, то есть «случайность» изменения параметров клавиатурного почерка с течением времени уменьшается. Предложены подходы к построению комплексных алгоритмов аутентификации, учитывающих статистические особенности клавиатурного почерка.

Ключевые слова: информационная безопасность, клавиатурный почерк, диграф клавиатуры, парольная аутентификация, непрерывная аутентификация.

Ил. 8. Библиогр.: 4 назв.

УДК 621.369:534

Дослідження статистичних властивостей клавіатурного почерку для вирішення задач аутентифікації користувачів комп'ютерних мереж / Д.Ю. Горелов, В.О. Алексеев, В.М. Бублик, Д.В. Маслий // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2019. Вип. 197. С. 78-85.

Проведено аналіз статистичних особливостей клавіатурного почерку. Гістограми абсолютних значень часових параметрів диграфів (час натискання та час паузи між натисканнями) не відповідають нормальному закону. Гістограми відношень часових параметрів диграфів свідчать про близький до нормального закон розподілу, тобто «випадковість» зміни параметрів клавіатурного почерку з плином часу зменшується. Запропоновано підходи до побудови комплексних алгоритмів аутентифікації, що враховують статистичні особливості клавіатурного почерку.

Ключові слова: інформаційна безпека, клавіатурний почерк, диграф клавіатури, парольна аутентифікація, безперервна аутентифікація.

Іл. 8. Бібліогр.: 4 назви.

UDC 621.369:534

Statistical analysis of keystroke for solving the computer networks users authenticating problems / D.Y. Gorelov, V.A. Aliksieiev, V.M. Bublyk, D.V. Masliy // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2019. № 197. P. 78-85.

The analysis of the statistical features of keyboard writing is carried out. The histograms of the absolute values of the digraph time parameters (times of pressing and pause between pressing) do not correspond to the Gaussian distribution. The histograms of the relations of the temporal parameters of digraphs indicate a close to Gaussian distribution, that is, the “randomness” of changes in the parameters of keystroke decreases. Approaches to the construction of complex authentication algorithms that take into account the statistical features of keystroke are proposed.

Key words: information security, keystroke, keystroke digraph, password authentication, continuous authentication.

8 fig. Ref.: 4 items.

УДК 621.373.826:53.088.23

Теоретическая модель измерения параметров лазерного излучения / Ю.С. Курской // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2019. Вып. 197. С. 86-92.

Цель работы – создание теоретической модели измерения параметров излучения лазера как нелинейной динамической системы. Модель предусматривает измерение параметров в стационарном и хаотическом режимах. Модель может быть использована как для обеспечения стабильности параметров излучения лазера, так и для управления хаотическим излучением.

Ключевые слова: лазер, хаос, модель измерения.

Ил. 1. Библиогр.: 19 назв.

УДК 621.373.826: 53.088.23

Теоретична модель вимірювання параметрів лазерного випромінювання / Ю.С. Курський // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2019. Вип. 197. С. 86-92.

Мета роботи – створення теоретичної моделі вимірювання параметрів випромінювання лазера, як нелінійної динамічної системи. Модель передбачає вимірювання параметрів в стаціонарному та хаотичному режимах. Модель може бути використана як для забезпечення стабільності параметрів випромінювання лазера, так і для управління хаотичним випромінюванням.

Ключові слова: лазер, хаос, модель вимірювання.

Ил. 1. Бібліогр.: 19 назв.

UDC 621.373.826: 53.088.23

Theoretical model for measuring parameters of laser radiation / Yu.S. Kurskoy // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2019. №197. P. 86-92.

The task of the work is creation of a theoretical model for measuring of the laser radiation parameter as a nonlinear dynamical system. The model provides for the measurement of the parameters in stationary and chaotic modes. The model can be used for ensuring the stability of the laser radiation parameters, and for controlling the chaotic radiation.

Keywords: laser, chaos, measurement model.

1 fig. Ref.: 19 items.

УДК 551.501.7

Особенности амплитудно-временной структуры помех в системах акустического зондирования атмосферы / В.В. Семенец, В.И. Леонидов // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2019. Вып. 197. С. 93-99.

Акустические помехи являются основным фактором, ограничивающим функциональную надежность систем акустического зондирования атмосферы. Частотно-временная структура акустических помех существенно зависит от места расположения акустической системы. Наиболее сложным является случай возникновения комбинационных помех, которые генерируются сложными механическими системами или комплексами систем. В работе выдвигается и подтверждается гипотеза, состоящая в том, что частотно-временная структура сложных помех создается некоторым конечным набором источников вынуждающих (основных) колебательных процессов, например, вращением электродвигателей, и вынужденных колебаний, которые обусловлены резонансными свойствами элементов конструкции. Из этого следует, что частоты комбинационных и основных гармоник имеют функциональную зависимость, а вынужденные колебания имеют амплитудную зависимость от частоты вынуждающего колебания, при этом частота вынуждающего колебания по условиям функционирования системы, изменяется случайным образом. Из этого следует, что при увеличении длительности анализируемой выборки ее амплитудно-частотный спектр приближается к сплошному виду. Следовательно, правила обнаружения сигналов, базирующиеся на частотной селекции, при рассматриваемом виде помех оказываются не эффективными. Приводятся результаты анализа другого подхода к анализу комбинационных помех, основанного на временном анализе спектрограмм периодов исследуемого процесса, который, как показано, имеет дискретный вид, что создает необходимую теоретическую основу для проектирования и оптимизации адаптивной системы обнаружения сигналов в условиях комбинационных акустических помех.

Ключевые слова: акустическое зондирование, атмосфера, помехи, модель.

Ил. 5. Библиогр.: 8 назв.

УДК 551.501.7

Особливості амплітудно-часової структури поміж у системах акустичного зондування атмосфери / В.І. Леонідов, В.В. Семенець // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2019. Вип. 197. С. 93- 99.

Акустичні перешкоди є основним чинником, що обмежує функціональну надійність систем акустичного зондування атмосфери. Частотно-тимчасова структура акустичних перешкод істотно залежить від місця розташування акустичної системи. Найбільш складним є випадок виникнення комбінаційних перешкод, які генеруються складними механічними системами або комплексами систем. В роботі висувається і підтверджується гіпотеза, яка полягає в тому, що частотно-тимчасова структура складних перешкод створюється деяким кінцевим набором джерел змушують (основних) коливальних процесів, наприклад обертанням електродвигунів, і вимушених коливань, які обумовлені резонансними властивостями елементів конструкції. З цього випливає, що частоти комбінаційних і основних гармонік мають функціональну залежність, а вимушені коливання мають амплітудну залежність від частоти змушує коливання, при цьому частота змушує коливання за умовами функціонування системи, змінюється випадковим чином. При збільшенні тривалості аналізованої вибірки її амплітудно-частотний спектр наближається до суцільного виду. Отже, правила виявлення сигналів, що базуються на частотній селекції, при розглянутому вигляді перешкод виявляються неефективними. Наводяться результати аналізу іншого підходу до аналізу комбінаційних перешкод, заснованого на тимчасовому аналізі спектрограм періодів досліджуваного процесу, який, як показано, має дискретний вигляд, що створює необхідну теоретичну основу для проектування та оптимізації адаптивної системи виявлення сигналів в умовах комбінаційних акустичних перешкод.

Ключові слова: акустичне зондування, атмосфера, перешкоди, модель.

Іл. 5. Бібліогр.: 8 назв.

UDC 551.501.7

Particularities of the amplitude-time structure of the hindrances in the acoustic sounding system of the atmosphere / V.V. Semenetz, V.I. Leonidov // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2019. №197. P. 93-99.

Acoustic interference is the main factor limiting the functional reliability of the systems of acoustic sounding of the atmosphere. The time frequency acoustic interference structure essentially depends on the location of the acoustic system. The case of the occurrence of combinational noise, generated by complex mechanical systems or systems complexes is the most difficult one. The hypothesis that the time-frequency structure of complex interference is created by some finite set of sources of forcing (main) oscillatory processes, for example, rotation of electric motors, and forced oscillations, caused by the resonant properties of structural elements, is put forward and confirmed. It follows from this that the frequencies of the combinational and fundamental harmonics have a functional dependence, and the forced oscillations have an amplitude dependence on the frequency of the forcing oscillation, while the frequency of the forcing oscillation under the conditions of the functioning of the system varies randomly. It follows from this that with an increase in the duration of the analyzed sample, its amplitude-frequency spectrum approaches a continuous shape. Consequently, the rules for detecting signals based on frequency selection are not effective for the type of interference under consideration. The paper presents the results of the analysis of a different approach to the analysis of combinational noise, based on a temporal analysis of the spectrograms of the periods of the process under study, which, as shown, has a discrete appearance, which creates the necessary theoretical basis for designing and optimizing an adaptive signal detection system under conditions of combination acoustic noise.

Key words: acoustic sounding, atmosphere, interference, model.

5 fig. Ref.: 8 items.

УДК 621.372(075)

Использование эффекта стохастического резонанса для анализа спектров акустического излучения малых беспилотных летательных аппаратов / В.М. Карташов, О.И. Харченко, В.И. Чумаков // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2019. Вып. 197. С. 100-106.

Рассмотрена стохастическая фильтрация акустического излучения малых беспилотных летательных аппаратов. Приведены результаты выделения информационного сигнала при различных уровнях шума. Рассчитаны значения уровня шума, при которых обеспечивается эффективное выделение информационного сигнала.

Показано, что нелинейный фильтр на основе эффекта стохастического резонанса при определенном уровне шума обеспечивает выделение акустического излучения малых беспилотных летательных аппаратов.

Разработана модель регулирования полосы пропускания нелинейного стохастического фильтра путем изменения коэффициента пересчета частоты.

Ключевые слова: стохастический резонанс, беспилотный летательный аппарат, акустический канал, гауссов шум.

Ил. 7. Библиогр.: 25 назв.

УДК 621.372(075)

Використання ефекту стохастичного резонансу для аналізу спектрів акустичного випромінювання малих безпілотних літальних апаратів / В.М. Карташов, О.І. Харченко, В.І. Чумаков // Радиотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2019. Вип. 197. С. 100-106.

Розглянуто стохастичну фільтрацію акустичного випромінювання малих безпілотних літальних апаратів. Наведено результати виділення інформаційного сигналу при різних рівнях шуму. Розраховано значення рівня шуму, при яких забезпечується ефективне виділення інформаційного сигналу.

Показано, що нелінійний фільтр на основі ефекту стохастичного резонансу при певному рівні шуму забезпечує виділення акустичного випромінювання малих безпілотних літальних апаратів.

Розроблено модель регулювання смуги пропускання нелінійного стохастичного фільтра шляхом зміни коефіцієнта перерахунку частоти.

Ключові слова: стохастичний резонанс, безпілотний літальний апарат, акустичний канал, Гаусів шум.

Іл. 7. Бібліогр.: 25 назв.

UDC 621.372(075)

Use of stochastic resonance effect for analysis of acoustic radiation spectrum of small unmanned aerial vehicles / V.M. Kartashov, O.I. Kharchenko, V.I. Chumakov // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2019. №197. P. 100-106.

Stochastic filtering of acoustic radiation of small unmanned aerial vehicles is considered. Calculation results of an information signal at different noise levels are given. Noise level values are calculated, which ensure the effective selection of the information signal.

It is shown that the nonlinear filter based on the effect of a stochastic resonance at a certain noise level provides selection of acoustic radiation of small unmanned aerial vehicles.

The model of the nonlinear stochastic filter bandwidth regulation by changing coefficient of frequency recalculation is developed.

Key word: astochastic resonance, unmanned aerial vehicle, acoustic channel, Gaussian noise.

fig. 7 Ref.: 25 items.

ПРИКЛАДНЫЕ ВОПРОСЫ РАДИОТЕХНИКИ ПРИКЛАДНІ ПРОБЛЕМИ РАДІОТЕХНІКИ APPLIED QUESTIONS OF RADIO ENGINEERING

УДК 631.371

Определение параметров прямоугольного волновода для передачи электромагнитной энергии в призматический резонатор с шерстью / О.Г. Аврунин, В.В. Семенец, Н.Г. Косулина, В.С. Попрядухин, С.В. Кускова // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2019. Вып. 197. С. 107-116.

Статья посвящена решению теоретической задачи из определения параметров прямоугольного волновода для эффективной передачи электромагнитной энергии мм диапазона в призматический резонатор с параметрами: ширина 800 мм; высота 600 мм; длина 300 мм. Длина возбуждающей волны $\lambda = 8,333$ мм ($f = 36$ ГГц). В результате теоретических исследований было установлено, что для получения максимальной величины эффективности возбуждения η электромагнитных колебаний в призматическом резонаторе необходимо равенство поперечных размеров резонатора и питательного волновода.

Ключевые слова: резонатор, возбуждение колебаний, прямоугольный волновод.

Ил. 6. Библиогр.: 24 назв.

УДК 631.371

Визначення параметрів прямокутного хвильоводу для передачі електромагнітної енергії в призматичний резонатор з вовною / О.Г. Аврунін, В.В. Семенець, Н.Г. Косуліна, В.С. Попрядухін, С.В. Кускова // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2019. Вип. 197. С. 107-116.

Стаття присвячена вирішенню теоретичної задачі з визначення параметрів прямокутного хвильоводу для ефективної передачі електромагнітної енергії мм діапазону в призматичний резонатор з параметрами: ширина 800 мм; висота 600 мм; довжина 300 мм. Довжина збуджуючої хвилі $\lambda = 8,333$ мм ($f = 36$ ГГц). В результаті теоретичних досліджень було встановлено, що для отримання максимальної величини ефективності збудження η електромагнітних коливань в призматичному резонаторі необхідна рівність поперечних розмірів резонатора та живлячого хвильоводу.

Ключові слова: резонатор, збудження коливань, прямокутний хвильовід.

Іл. 6. Бібліогр.: 24 назв.

UDC 631.371

Determination of direct wave parameters for transmission of electromagnetic energy in a prismatic resonator with wool / O. Avrunin, V. Semenets, N. Kosulina, V. Popryaduhin, S. Kuskova // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2019. №197. P. 107-116.

The article is devoted to solving the theoretical problem of determining the parameters of a rectangular waveguide for efficient transfer of mm range electromagnetic energy to the prismatic resonator with the following parameters: width 800 mm; height 600 mm; length 300 mm. The length of the stimulating wave is $\lambda = 8,333$ mm ($f = 36$ GHz). As a result of theoretical studies, it has been found that the equality of transverse dimensions of the resonator and the feeding waveguide is required to obtain the maximum size of the stimulation (η) of electromagnetic oscillations in a prismatic resonator.

Key words: resonator, stimulation of oscillations, rectangular waveguide.

6 fig. Ref.: 24 items.

УДК 621.375

Методика калибровки радиометрического приёмника для дистанционной диагностики заболеваний животных / В.В. Семенец, О.Г. Аврунин, Н.Г. Косулина, Т.Д. Гуцол, Г.А. Ляшенко // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2019. Вып. 197. С. 117-122.

Одной из особенностей современного этапа развития сельского хозяйства в Украине является рост экономических и совершенствование, алогических предпосылок до уровня потребностей промышленного животноводства, слияние ветеринарной и зоотехнических наук, усиление их влияния непосредственно на процессы производства.

На основе теоретических и экспериментальных исследований была создана радиометрическая система для дистанционного измерения электромагнитных излучений органов животных с параметрами: чувствительность $10^{-15} - 10^{-17}$ Вт, диапазон частот 30 – 40 ГГц, быстродействие 2 – 4 с, точность измерений 0,1 °С. Чтобы обеспечить необходимые для диагностики животных параметры радиометрического приёмника, был разработан метод его калибровки.

Ключевые слова: животные, радиометрическая система, тепловое электромагнитное излучение, калибровка радиометрической системы.

Ил. 2. Библиогр.: 15 назв.

УДК 621.375

Методика калібрування радіометричного приймача для дистанційного діагностування захворювань тварин / В.В. Семенець, О.Г. Аврунін, Н.Г. Косуліна, Т.Д. Гуцол, Г.А. Ляшенко // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2019. Вип. 197. С. 117-122.

Одноєю з особливостей сучасного етапу розвитку сільського господарства в Україні є зростання економічних та вдосконалення алогічних передумов до рівня потреб промислового тваринництва, поєднання ветеринарної та зоотехнічних наук, підсилення їх впливу безпосередньо на процеси виробництва.

На основі теоретичних та експериментальних досліджень була створена радіометрична система для дистанційного вимірювання електромагнітних випромінювань органів тварин з параметрами: чутливість $10^{-15} - 10^{-17}$ Вт, діапазон частот 30 – 40 ГГц, швидкодія 2 – 4 с, точність вимірювання 0,1 °С. Для забезпечення необхідних для діагностування параметрів радіометричного приймача було розроблено методику його калібрування.

Ключові слова: тварини, радіометрична система, теплове електромагнітне випромінювання, калібрування радіометричної системи.

Ил. 2. Бібліогр.: 15 назв.

UDC 621.375

Methods for calibration of radiometric receiver for remote diagnostics of animals diseases / V. Semenets, O. Avrunin, N. Kosulina, T. Gutsol, G. Lyashenko // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2019. №197. P. 117-122.

One of the features of the modern stage of agricultural development in Ukraine is the growth of economic basics and improvement of illogical prerequisites to the level of the needs of industrial animal husbandry, the merger of veterinary and zootechnical sciences and increasing their influence directly on production processes.

Based on theoretical and experimental studies, a radiometric system was created for remote measurement of electromagnetic radiation of animal organs with the following parameters: sensitivity $10^{-15} - 10^{-17}$ Wt, frequency range 30 – 40 GHz, speed 2 – 4 s, measurement accuracy 0.1 °C. A calibration method has been developed to provide the necessary parameters of a radiometric receiver for the diagnosis of animals.

Key words: animals, radiometric system, thermal electromagnetic radiation, calibration of radiometric system.

2 fig. Ref.: 15 items.

ТЕХНОЛОГИЯ ОБОРУДОВАНИЯ И ПРОИЗВОДСТВА ЭЛЕКТРОННОЙ ТЕХНИКИ

ТЕХНОЛОГІЯ ОБЛАДНАННЯ ТА ВИРОБНИЦТВА ЕЛЕКТРОННОЇ ТЕХНІКИ TECHNOLOGY OF EQUIPMENT AND PRODUCTION OF ELECTRONIC TECHNIQUE

УДК 621.383.51

Новые подходы к созданию высокоэффективных приемников излучения для концентраторных солнечных модулей / В.Н. Борщев, А.М. Листратенко, М.А. Проценко, И.Т. Тымчук, А.В. Кравченко, Н.И. Слипченко // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2019. Вып. 197. С. 123-136.

Рассмотрено современное состояние и тенденции развития солнечной энергетики, в том числе технологии концентраторных солнечных модулей на линзах Френеля и зеркальных концентраторах. Предложены новые подходы к созданию высокоэффективных приемников концентрированного солнечного излучения на основе алюминий-полиимидной Chip-On-Flex (COF) технологии сборки и арсенид-галлиевых солнечных элементов с КПД 46-48%. Изготовлены и исследованы экспериментальные образцы инновационных приемников солнечного излучения для точечных концентраторных модулей на линзах Френеля.

Ключевые слова: концентраторная солнечная энергетика, арсенид-галлиевые солнечные элементы, приемники излучения, конструктивно-технологические решения.

Табл. 2. Ил. 12. Библиогр.: 15 назв.

УДК 621.383.51

Нові підходи до створення високоефективних приймачів випромінювання для концентраторних сонячних модулів / В.М. Борщов, О.М. Лістратенко, М.А. Проценко, І.Т. Тимчук, О.В. Кравченко, М.І. Сліпченко // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2019. Вип. 197. С. 123-136.

Розглянуто сучасний стан і тенденції розвитку сонячної енергетики, в тому числі технології концентраторних сонячних модулів на лінзах Френеля і дзеркальних концентраторах. Запропоновано нові підходи до створення високоефективних приймачів концентрованого сонячного випромінювання на основі алюміній-поліімідної Chip-On-Flex (COF) технології складання і арсенид-галієвих сонячних елементів з ККД 46-48 %. Виготовлені і досліджені експериментальні зразки інноваційних приймачів сонячного випромінювання для точкових концентраторних модулів на лінзах Френеля.

Ключові слова: концентраторна сонячна енергетика, арсенид-галієві сонячні елементи, приймачі випромінювання, конструктивно-технологічні рішення.

Табл. 2. Іл. 12. Бібліогр.: 15 назв.

UDC 621.383.51

New approaches to the creation of high-performance radiation detectors for concentrator solar modules / V.N. Borshchev, A.M. Listratenko, M.A. Protsenko, I.T. Tymchuk, A.V. Kravchenko, N.I. Slipchenko // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2019. №197. P. 123-136.

Current state and trends in the development of solar photovoltaics, including technology of concentrator solar modules on Fresnel lenses and mirror concentrators, are considered. New approaches to creation of high-performance receivers of concentrated solar radiation based on aluminum-polyimide Chip-On-Flex (COF) assembly technology and gallium arsenide solar cells with efficiency of 46-48% have been proposed. Experimental samples of innovative solar radiation receivers for point concentrator modules on Fresnel lenses were manufactured and investigated.

Key words: concentrator solar energy, gallium-arsenide solar cells, radiation receivers, design-technological solutions.

2 tab. 12 fig. Ref: 15 items.

ЗБІРНИК НАУКОВИХ ПРАЦЬ
РАДІОТЕХНІКА
Випуск 197
Російською, українською та англійською мовами

СБОРНИК НАУЧНЫХ ТРУДОВ
РАДИОТЕХНИКА
Выпуск 197
На русском, украинском и английском языках

Коректор Л.І. Сащенко

Підп. до друку 28.06.2019. Формат 60х90/8. Папір офсет. Гарнітура Таймс. Друк. ризограф.
Ум. друк. арк. 12,2. Обл.-вид. арк. 11,07. Тираж 300 прим. Зам. № 368. Ціна договір.

Харківський національний університет радіоелектроніки (ХНУРЕ)
Просп. Науки, 14, Харків, 61166.

Оригінал-макет підготовлено і збірник надруковано у ПФ „Колегіум”, тел. (057) 703-53-74.
Свідоцтво про внесення суб’єкта видавничої діяльності до Державного реєстру видавців.
Сер. ДК №1722 від 23.03.2004.