

Харьковский национальный университет радиоэлектроники

Академия наук прикладной радиоэлектроники

# ПРИКЛАДНАЯ РАДИОЭЛЕКТРОНИКА

Научно-технический журнал

*И.о. главного редактора*

Чурюмов Г.И.

*Зам. главного редактора*

Дохов А.И.

*Редакционный совет*

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

*Редакционная коллегия*

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

**Адрес редакции:**

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

## СОДЕРЖАНИЕ

---

### ЛОКАЦИЯ И НАВИГАЦИЯ

- Хлопов Г.И., Войтович О.А.* Коэффициент усиления зеркальной антенны в условиях выпадения осадков.....367
- Руженцев Н.В.* Особенности пространственной и сезонной изменчивости вертикального ослабления миллиметровых волн в облачном покрове Украины.....373
- Седышев С.Ю., Горшков С.А., Воронцов М.Н.* Обнаружение целей в LPI РЛС на фоне ответных и несинхронных импульсных помех.....380
- Лещенко С.П., Лукин К.А., Выплавин П.Л.* Повышение точности азимутальных измерений аэродинамических целей обзорными радиолокационными станциями.....386

### ФОРМИРОВАНИЕ И ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ

- Буйлов Е.Н., Горшков С.А., Седышев С.Ю.* Искажающие факторы дискретных частотно-манипулированных сигналов с ЛЧМ дискретами и способы их адаптивной компенсации в активных антенных решетках.....393

### ЭЛЕКТРОННАЯ ТЕХНИКА И ПРИБОРЫ

- Клюй М.И., Макаров А.В., Темченко В.П., Семенов М.О., Авксентьева Л.В., Скришевский В.А., Душейко М.Г.* Рекомбінаційні властивості модифікованих кремнієвих шарів, отриманих методом газодетонаційного осадження.....401
- Безносенко И.В., Мачехин Ю.П.* Вынужденное комбинационное рассеяние в приложении источников полуторамикронного излучения.....406

### МИКРОВОЛНОВАЯ ТЕХНИКА И ТЕХНОЛОГИИ

- Рассохина Ю.В., Крыжановский В.Г.* Эффекты взаимной связи между прямоугольными щелевыми резонаторами в заземляющем слое микрополосковой линии передачи.....420

### ПРИБОРОСТРОЕНИЕ

- Шило Г.Н., Арешкин Е.К., Гапоненко Н.П.* Исследование массогабаритных и тепловых характеристик блоков радиоэлектронной аппаратуры с естественным воздушным охлаждением.....426

## КРАТКИЕ СООБЩЕНИЯ

---

### ЛОКАЦИЯ И НАВИГАЦИЯ

- Сницаренко П.Н., Тимошенко Р.Р.* Особенности построения радиолокационной станции для измерения параметров ветрового потока.....432

### ИНФОРМАЦИОННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ

- Kagramanyan A. G., Mashtalir V.P., Shlyakhov V.V.* Metrical Evaluation of Spatial Content for Segmentation-Based Image Retrieval.....436

### ЭЛЕКТРОННАЯ ТЕХНИКА И ПРИБОРЫ

- Чернышов Н.Н., Писаренко В.М., Умяров К.Т., Хансаа А. Гази.* Исследование динамических потерь на IGBT транзисторах при работе силовых каскадов на индукционную нагрузку.....440

Награда Европейской Микроволновой Ассоциации (ЕвМА 2014) академику АН ПРЭ

- Шифрину Якову Соломоновичу** за выдающуюся профессиональную деятельность.....444

## КОЭФФИЦИЕНТ УСИЛЕНИЯ ЗЕРКАЛЬНОЙ АНТЕННЫ В УСЛОВИЯХ ВЫПАДЕНИЯ ОСАДКОВ

Г.И. ХЛОПОВ, О.А. ВОЙТОВИЧ

Приведены результаты экспериментального исследования влияния осадков в виде воды, снега, льда и их смеси на коэффициент усиления зеркальной антенны в сантиметровом диапазоне длин волн, когда антенна используется в режимах вертикального и наклонного зондирования. Рассмотрены результаты синхронных измерений коэффициента усиления антенны, интенсивности дождя и количества осадков на рефлекторе. Показано, что наличие даже малого количества влаги приводит к существенному снижению коэффициента усиления, что особенно важно при использовании антенны в составе метеорологических РЛС для измерения абсолютных значений мощности принятых сигналов.

*Ключевые слова:* зеркальная антенна, метеорологический радиолокатор, дистанционное зондирование, осадки, коэффициент усиления.

### ВВЕДЕНИЕ

В настоящее время для исследования атмосферных процессов широко применяется дистанционное зондирование с использованием метеорологических РЛС (МРЛ) [1, 2], для которых одной из основных задач является измерение абсолютного значения мощности отраженных сигналов. Это требует калибровки параметров всех основных узлов приемо-передающей аппаратуры, включая антенну, однако наличие осадков на рефлекторе антенны может приводить к заметным потерям ее коэффициента усиления (КУ) и, как следствие, к погрешностям измерения абсолютной мощности отраженных сигналов и параметров метеообразований (интенсивности осадков, влажности облаков [3] и др.).

Однако опубликованные к настоящему времени работы, особенно экспериментальные [4], носят фрагментарный характер, в связи с чем часто не представляется возможным внести поправки в расчеты энергетического потенциала МРЛ при оценке характеристик метеобъектов.

Поэтому целью настоящей работы является экспериментальное исследование влияния различных осадков на поверхности параболического рефлектора зеркальной антенны на ее КУ.

### 1. АППАРАТУРА И МЕТОДИКА ПРОВЕДЕНИЯ ЭКСПЕРИМЕНТОВ

Для проведения экспериментальных исследований использовался измерительный стенд, структурная схема которого показана на рис. 1. Диаметр зеркальной параболической антенны равен  $D=1$  м, а фокусное отношение  $F/D=0,52$ , причем в центре параболоида имеется отверстие диаметром 25 мм для отвода воды.

Ко входу облучателя антенны подключался стандартный генератор сигналов СВЧ (длина волны 3,2 см), а в качестве приемника (рис. 1) использовались пирамидальная рупорная ан-

тенна (РА) и детекторная секция (Д). Приемное устройство располагалось в дальней зоне исследуемой антенны на вышке (рис. 2), причем рупорная антенна отнесена от боковой стенки вышки на расстояние 5,5 м для исключения влияния ее конструкции на поле излучения параболической антенны.

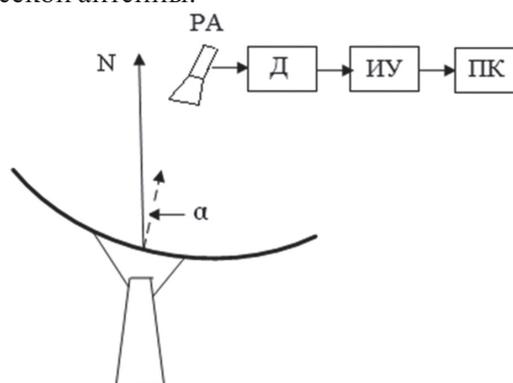


Рис. 1. Структурная схема экспериментальной установки



Рис. 2. Внешний вид приемного устройства

Принятые сигналы подаются на вход измерительного усилителя (ИУ), а для обработки сигналов используется персональный компьютер (ПК). Опорно-поворотное устройство (рис. 3) позволяет ориентировать главный максимум диаграммы направленности (ДН) антенны по азимуту и углу места в пределах  $\pm 15^\circ$  с точностью  $0,1^\circ$ .



Рис. 3. Внешний вид исследуемой антенны

Общее затухание сигнала складывается из ослабления на трассе «антенна – приемник» и потерь КУ антенны из-за поглощения и рассеяния электромагнитного поля осадками на поверхности рефлектора. Согласно широко используемой «Модели погонного ослабления в дожде» (Рекомендации международного союза электросвязи МСЭ-R P.838-2), затухание сигнала в рассматриваемом случае короткой трассы пренебрежимо мало ( $\leq 0,01$  дБ). Поэтому с большой долей уверенности можно полагать, что основной вклад в снижение КУ вносят потери, обусловленные наличием осадков на поверхности рефлектора.

Экспериментальные исследования проводились в двух режимах: когда электрическая ось антенны направлена вертикально (рис. 4, а) или отклонена от вертикали на угол  $\alpha$  (рис. 4, б).

В первом случае жидкие осадки удаляются с поверхности рефлектора через отверстие в центре, а его поверхность только смачивается. Однако в зимнее время отверстие закрыто слоем снега, в связи с чем, его объем внутри рефлектора может оказаться значительным.

При наклонном расположении антенны  $|\alpha| \neq 0$  на нижнем сегменте рефлектора образуется неравномерный по толщине слой осадков, ограниченный сверху горизонтальной плоскостью, а снизу – поверхностью параболического

рефлектора. Вода накапливается до тех пор, пока не начнет переливаться через край рефлектора или в отверстие в центре. Максимально возможное количество воды в рефлекторе зависит от фокусного отношения антенны и соответствует углу  $\alpha_m = \arctg(D/8F)$ . На рис. 5 нижняя кривая соответствует максимально возможному количеству воды на рефлекторе, а верхняя кривая – углу отклонения  $\alpha_1$ , при котором вода полностью стекает через край рефлектора.

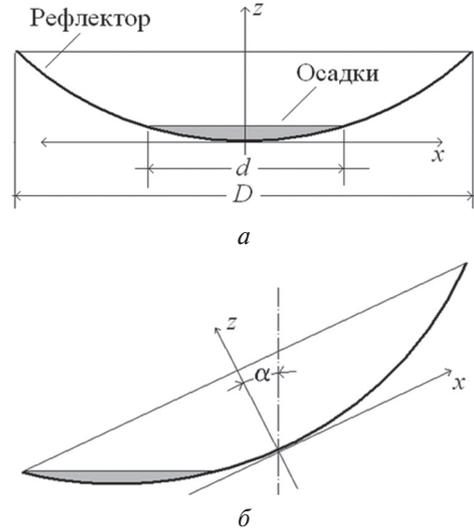


Рис. 4. Слой осадков на поверхности зеркальной антенны

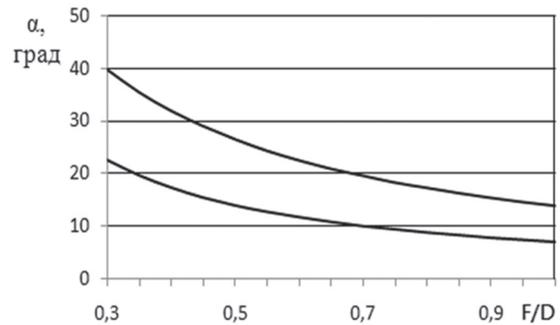


Рис. 5. Экстремальные значения угла отклонения  $\alpha$

Как видно, для наиболее распространенных значений фокусного отношения зеркальных антенн, значения углов отклонения лежат в интервале  $\alpha \in 8^\circ \div 30^\circ$ , а максимальный диаметр «пятна» осадков  $d \leq D/2 \cos \alpha$ .

Для измерения потерь КУ антенны в зависимости от интенсивности дождя использовалась дождемерная установка на основе электронных весов, которая позволяет измерять вес выпадающих осадков с дискретностью 0,2 г через заданные промежутки времени ( $\Delta t = 1 \div 60$  с). Данные с выхода электронных весов записываются на ПК синхронно с измерением затухания сигнала на трассе «антенна-приемник» и преобразуются во временную зависимость интенсивности и количества осадков.

При этом для сбора воды используется непосредственно рефлектор исследуемой антенны, в котором вода стекает через отверстие у вер-

шины параболоида в емкость для сбора воды, расположенную на чаше электронных весов. Это позволяет полностью совместить пространственные координаты точек измерения КУ и интенсивности дождя и уменьшить время между попаданием капель дождя на поверхность рефлектора и отсчетом его интенсивности.

Перед началом экспериментов измерительная аппаратура прогревалась в течение 40...50 минут в зависимости от температуры воздуха.

## 2. РЕЗУЛЬТАТЫ ЭКСПЕРИМЕНТОВ

**Исследование потерь КУ антенны, покрытой снегом,** проводилось для случая вертикального зондирования, когда слой снега скапливается в центре рефлектора. Пробы слежавшегося влажного снега при температуре  $\approx 0^\circ\text{C}$  измерялись по объему и массе для вычисления водности, которая в среднем составляла  $0,377\text{ г/см}^3$ , а затем равномерно распределялись у вершины параболоида (рис. 4, а).

Зависимость потерь КУ от относительного диаметра области, покрытой снегом  $\bar{d} = d/D$ , представлена на рис. 6. Приведенные данные соответствуют результатам измерений потерь КУ антенны в виде разности между КУ антенны без снега и со снегом. При этом измеренные значения усреднялись по результатам 11 экспериментов.

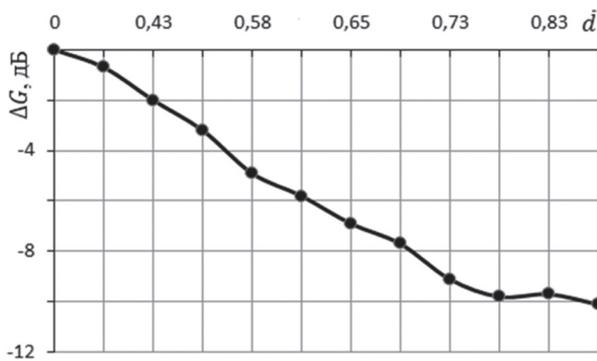


Рис. 6. Потери КУ антенны в зависимости от относительного диаметра «пятна» снега  $\bar{d}$

Представление о количестве снега на поверхности рефлектора дают данные таблицы 1 в виде связи объема снега и относительного диаметра «пятна».

Таблица 1

Объем снега в рефлекторе и относительный диаметр «пятна»  $\bar{d}$

Объем снега, $\text{дм}^3$	2	4	6	8	10
Относительный диаметр «пятна»	0,33	0,43	0,55	0,58	0,6

Как видно, поглощение и рассеяние радиоволн влажным слоем снега [5] приводит к уменьшению КУ антенны на 2 дБ при заполнении всего  $\sim 20\%$  площади раскрыва антенны ( $\bar{d} \approx 0,43$ , максимальная толщина слоя  $\approx 22\text{ мм}$ ), что соответствует уменьшению радиолокационной отра-

жаемости исследуемого метеообразования, как минимум, на 4 дБ.

**Исследование потерь КУ антенны, покрытой водой,** проводилось для наклонного расположения антенны под углом  $\alpha \approx 11,7^\circ$  (рис. 4, б), который соответствует максимальному заполнению водой нижнего сегмента параболоида — от его центра до края. При проведении измерений на поверхность рефлектора антенны наливалось по 100 мл воды из растаявшего снега при температуре  $+5^\circ\text{C}$  и производилось сравнение уровня мощности принятого сигнала со случаем сухого рефлектора.

Зависимость потерь КУ от относительного диаметра «пятна», усреднения по 10 измерениям, приведена на рис. 7.

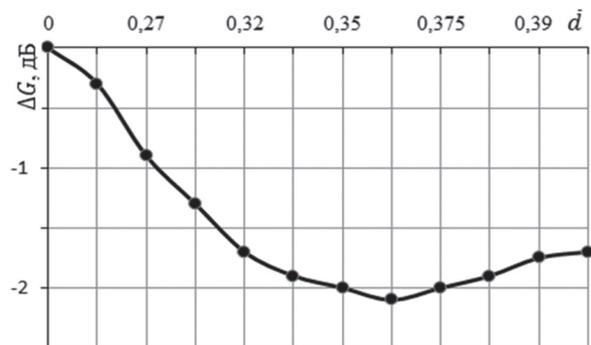


Рис. 7. Зависимость потерь КУ антенны от относительного диаметра «пятна» воды на поверхности рефлектора (угол наклона оси антенны  $\alpha \approx 11,7^\circ$ )

Для иллюстрации количественных соотношений в таблице 2 приведено сопоставление значения относительного диаметра «пятна» воды и ее объема аналогично таблице 1.

Таблица 2

Соответствие объема воды и относительного диаметра «пятна» воды

Объем воды, мл	200	400	600	800	1000
Относительный диаметр «пятна»	0,27	0,32	0,35	0,38	0,4

Как видно, наличие «пятна» воды на поверхности рефлектора площадью всего около 12% (примерно 600 мл воды) приводит к потерям КУ антенны порядка 2 дБ. При этом следует отметить, что такой же результат достигается при наличии на поверхности рефлектора слежавшегося снега объемом  $4\text{ дм}^3$  и весом около 1500 г, что говорит о более значительном влиянии слоя воды на потери КУ, нежели влажного снега.

**Исследование потерь КУ антенны, покрытой льдом** проводилось при температуре воздуха  $-8^\circ\text{C}$  для угла наклона рефлектора  $\alpha \approx 11,7^\circ$ . Методика измерений состояла в следующем: порция воды объемом 100 мл из растаявшего снега наливалась на поверхность рефлектора, а когда вода замерзала, измерялись потери КУ, возникающие из-за наличия льда на поверхности рефлектора. Затем добавлялась новая порция воды объемом 100 мл и

измерялись потери КУ сначала для смеси «вода + лед», а потом для чистого льда. Последовательно повторяя процедуру, была измерена зависимость потерь КУ от объема чистого льда и льда, покрытого пленкой воды с разными соотношениями компонент.

На рис. 8 показана зависимость потерь КУ от относительного диаметра «пятна» льда (кривая 1), а также смеси «вода + лед» (кривая 2) в нижнем сегменте рефлектора антенны.

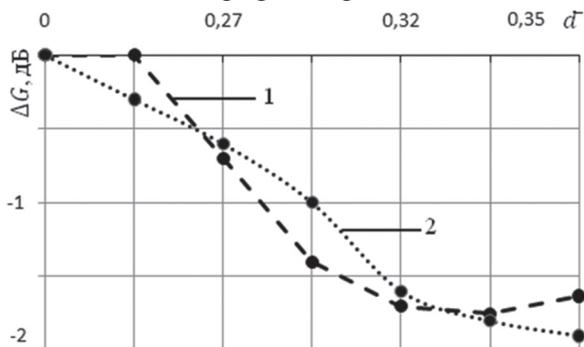


Рис. 8. Потери КУ антенны в зависимости от относительного диаметра «пятна» для льда (1) и смеси воды и льда (2) в нижнем сегменте рефлектора

Чтобы отразить количественные соотношения в смеси «лед + вода» в таблице 3 приведены данные о соответствии объема и массы каждой из компонент в зависимости от относительного диаметра «пятна» осадков.

Таблица 3

Зависимость объема льда, а также смеси воды и льда в рефлекторе от относительного диаметра «пятна»  $\bar{d}$

Объем льда или смеси воды и льда, мл	200	400	600
Относительный диаметр «пятна»	0,27	0,32	0,35

Как следует из графиков на рис. 8, при значениях относительного диаметра «пятна» осадков  $\bar{d} = 0,27 \div 0,32$  потери КУ для чистого льда превышают потери для смеси «лед + вода», несмотря на меньшие значения мнимой части диэлектрической проницаемости для льда и, соответственно, меньшие потери по сравнению с водой [6, 7]. По-видимому, это объясняется специфическим вкладом механизма рассеяния радиоволн поверхностью льда и связанных с этим искажениями амплитудно-фазового распределения в раскрыве зеркала.

**Исследование потерь КУ антенны в процессе выпадения дождя** представляет значительный практический интерес с точки зрения динамики их изменения. Интенсивность дождя, как правило, сильно изменяется во времени, поэтому потери КУ также зависят от времени. На первый взгляд эти зависимости должны быть сильно коррелированы, однако, как показывают результаты экспериментов, на самом деле это не так. Действительно, рассмотрим результаты

синхронных измерений интенсивности дождя  $I$ , мм/ч (рис. 9, а) и потерь КУ антенны (рис. 9, б). Эксперимент проводился в течение 45 мин при слабом ветре ( $< 1$  м/с) для угла наклона антенны  $\alpha = 5^\circ$ . При этом значения температуры и влажности воздуха равны соответственно  $+16^\circ\text{C}$  и 100%.

Как видно из графиков, первый пик интенсивности дождя (до 8 мм/ч), который отмечался в течение первых 2...3 мин (рис. 9, а), приводит к плавному увеличению потерь КУ антенны до 1 дБ (рис. 9, б). Второй пик интенсивности (также до 8 мм/ч,  $t = 10 \div 15$  мин) вызывает увеличение потерь уже до 2,7 дБ. Разница в значениях потерь при одинаковой интенсивности дождя (8 мм/ч) объясняется наличием водной пленки на поверхности зеркала, которая появилась после первого пика интенсивности дождя ( $t = 0 \div 3$  мин), и воды в нижнем сегменте рефлектора. В интервале времени  $t = 5 \div 12$  мин процесс наполнения и оттока воды переходит в стационарное состояние, в связи с чем величина потерь КУ практически не изменяется (рис. 9, б). В известном смысле подобный механизм изменения интенсивности осадков является причиной декорреляции зависимостей, как видно из рис. 9, а и рис. 9, б. Сказанное подтверждается проведением кривой на рис. 9, б в интервале времени  $t = 20 \div 25$  мин, когда пик интенсивности дождя до 16 мм/ч практически не приводит к заметным изменениям потерь КУ антенны.

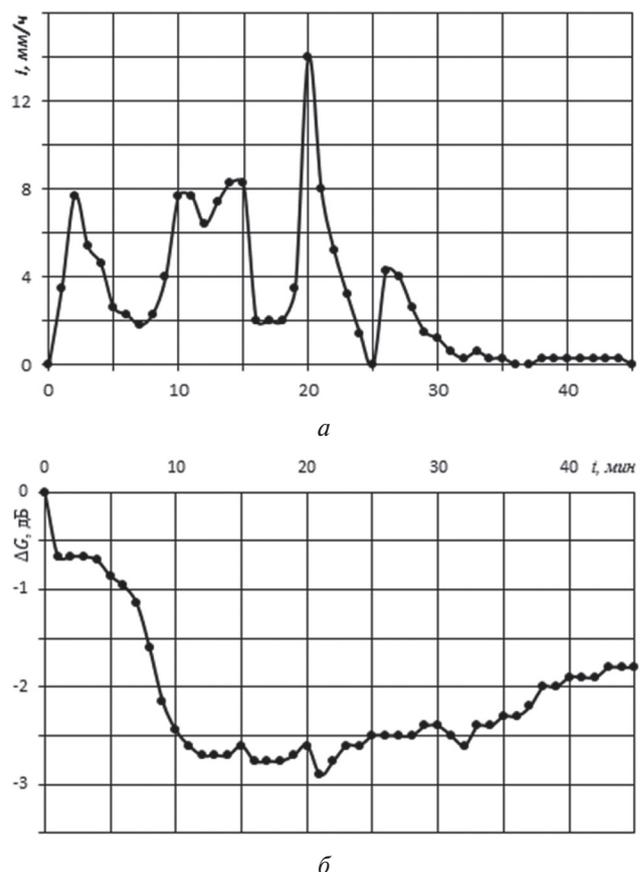


Рис. 9. Временная структура интенсивности дождя – а и потерь КУ антенны – б

Результаты многочисленных измерений подтверждают, что прямая связь между интенсивностью дождя и потерями КУ практически отсутствует, в связи с чем можно констатировать, что потери КУ зеркальной антенны ведут себя подобно инерционному звену по отношению к временным изменениям интенсивности дождя. В значительной мере это является следствием пространственного усреднения динамической картины осадков по площади раскрыва антенны с учетом смачиваемости поверхности рефлектора, его сложной формы и испарения влаги.

Также представляет интерес этап прекращения дождя. Как показано на рис. 10, после полного прекращения дождя ( $t \geq 3$  мин) интенсивностью 0,3...0,4 мм/ч потери КУ составляют около 1,8 дБ из-за наличия остатков воды на поверхности рефлектора (диаметр «пятна»  $\bar{d} = 0,25$ , глубина 5 мм). Еще через минуту часть воды была механически удалена, из-за чего относительный диаметр «пятна» стал равным  $\bar{d} = 0,19$  при глубине 4 мм, а потери КУ уменьшились до 1,1 дБ.

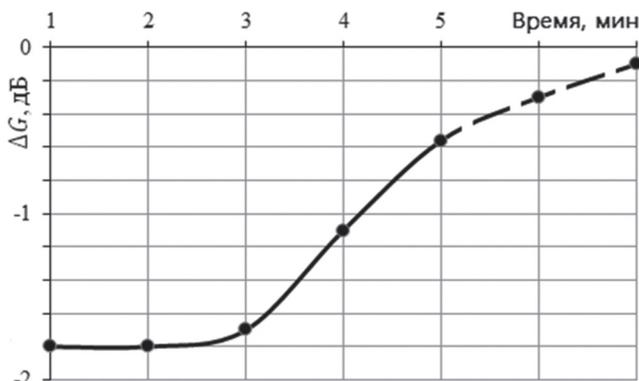


Рис. 10. Изменение потерь КУ при высыхании рефлектора

По истечении еще одной минуты вода с рефлектора была полностью удалена, хотя его поверхность оставалась влажной. Потери при этом составили около 0,5 дБ. Следующие измерения проведены через 5 и 10 мин (при практически сухой поверхности рефлектора). Как видно, в последнем случае потери КУ фактически соответствуют значениям перед проведением эксперимента.

Таким образом, приведенные на рис. 10 данные свидетельствуют о том, что потери КУ некоторое время могут составлять 2,7 дБ даже после прекращения дождя и уменьшаются в процессе «высыхания» поверхности рефлектора.

## ВЫВОДЫ

В результате проведенных исследований можно сделать следующие выводы.

1. Проведены экспериментальные исследования по оценке потерь КУ зеркальных антенн при наличии слоя осадков в виде снега, дождя и льда или их смеси на поверхности рефлектора.

2. Показано, что наличие на поверхности рефлектора осадков в виде воды, снега, льда (или их смеси), может приводить к снижению КУ на величину порядка 2,5 дБ, когда относительный диаметр «пятна» осадков достигает  $\bar{d} = 0,35$ .

3. Одновременные измерения интенсивности дождя и потерь КУ показывают, что между ними практически отсутствует корреляция. Причиной этому является пространственное усреднение динамической структуры осадков по площади раскрыва антенны с учетом скорости наполнения рефлектора водой и ее оттока, а также смачиваемости поверхности рефлектора и испарения влаги.

4. После окончания дождя потери КУ составляют примерно 0,5-0,6 дБ ввиду влажной поверхности рефлектора и остаются неизменными в течение некоторого времени (2-3 мин), уменьшаясь в процессе его высыхания.

5. Причиной потерь КУ антенны во всех случаях следует считать поглощение электромагнитных волн в водной среде, а также искажение амплитудно-фазового распределения в раскрыве антенны в связи с наличием диэлектрических неоднородностей на поверхности рефлектора.

## Литература

- [1] Довиак Р. Доплеровские радиолокаторы и метеорологические наблюдения: пер. с англ. / Р. Довиак, Д. Зрнич. – Л.: Гидрометеиздат, 1988. – 509 с.
- [2] Горелик А. Г. О взаимосвязи радиолокационной отражаемости и интенсивности дождя / А.Г. Горелик, С.Ф. Коломиец // Успехи современной радиоэлектроники. – 2006. – № 11. – С. 56–68.
- [3] Базлова Т.А., Бочарников Н.В., Брылев Г.Б. и др. Метеорологические автоматизированные радиолокационные сети. – СПб.: Гидрометеиздат, 2002. – 332 с.
- [4] Степаненко В.Д. Радиолокация в метеорологии / В.Д. Степаненко. – Л.: Гидрометеиздат, 1973. – 344 с.
- [5] Sukharevsky O.I. Precipitations influence on reflector antenna radiation characteristics / O. I. Sukharevsky, S. V. Nechitaylo, G. I. Khlopov, O. A. Voitovych – Proceedings of 9<sup>th</sup> International Conference on Antenna Theory and Techniques, 2013, Odessa, Ukraine. – P. 447–449.
- [6] Огюти Т. Распространение рассеяния электромагнитных волн в дожде и других гидрометеорах // ТИИЭР. – 1983. – Т. 71. – № 9. – P. 6–65.
- [7] Ray P. S. Broadband Complex Refractive Indices of Ice and Water // J. Applied Optics. – 1972. – V. 11. – № 8. – P. 1836–1844.

Поступила в редколлегию 10.09.2014



**Войтович Олег Антонович**, кандидат технических наук, доцент, Институт радиофизики и электроники НАН Украины, старший научный сотрудник отдела физических основ радиолокации. Научные интересы: изучение параметров метеообразований.



**Хлопов Григорий Иванович**, доктор технических наук, старший научный сотрудник. Институт радиофизики и электроники НАН Украины, заведующий отделом физических основ радиолокации. Научные интересы: теория и практика создания радиотехнических и радиолокационных систем.

УДК 621.396.677.833

**Коефіцієнт підсилення дзеркальної антени в умовах випадання опадів** / Г.І. Хлопов, О.А. Войтович // Прикладна радіоелектроніка: наук.-техн. журнал. — 2014. — Том 13. — № 4. — С. 367–372.

Наведено результати експериментального дослідження впливу опадів у вигляді води, снігу, льоду та їх суміші на коефіцієнт підсилення дзеркальної антени в сантиметровому діапазоні довжин хвиль для випадків, коли антена використовується в режимах вертикального та похилого зондування. Проаналізовано результати синхронних вимірювань коефіцієнта підсилення антени, інтенсивності та кількості опадів на рефлекторі. Показано, що наявність навіть малої кількості вологи призводить до суттєвого зменшення коефіцієнта

підсилення, що дуже важливо в ході використання антени у складі метеорологічних РЛС для вимірювання абсолютних значень потужності прийнятих сигналів.

*Ключові слова:* дзеркальна антена, метеорологічний радіолокатор, дистанційне зондування, опади, коефіцієнт підсилення.

Табл.: 3. Іл.:10. Бібліогр.: 7 найм.

UDC 621.396.677.833

**Reflector antenna gain under condition of precipitation** / G.I. Khlopov, O.A. Voitovych // Applied Radio Electronics: Sci. Journ. — 2014. — Vol. 13. — № 4. — P. 367–372.

The paper presents experimental study data on the influence of precipitation in the form of water, snow, ice and their mix on the gain of a reflector antenna in the centimetre wave band when the antenna is used in modes of vertical and horizontal orientations. Results of the synchronous measurements of the antenna gain, rain intensity and amount of precipitation on the antenna reflector are considered. It is shown that even a small amount of moisture leads to the essential gain decrease that is important for the antenna use in meteorological radars for measuring absolute values of the power of received signals.

*Keywords:* reflector antenna, meteorological radar, remote sensing, precipitation, antenna gain.

Tab.: 03. Fig.: 10: Ref.: 7 items.

# ОСОБЕННОСТИ ПРОСТРАНСТВЕННОЙ И СЕЗОННОЙ ИЗМЕНЧИВОСТИ ВЕРТИКАЛЬНОГО ОСЛАБЛЕНИЯ МИЛЛИМЕТРОВЫХ ВОЛН В ОБЛАЧНОМ ПОКРОВЕ УКРАИНЫ

*Н. В. РУЖЕНЦЕВ*

В работе проведена оценка значений вертикального ослабления радиоволн миллиметрового диапазона в облачной атмосфере и их вариаций над различными регионами Украины. Рассмотрено влияние типа облачного покрова, а также факторов сезонной и территориальной изменчивости на параметры вертикального ослабления облачностью в широком диапазоне частот.

*Ключевые слова:* вертикальное ослабление, облачный покров, миллиметровый диапазон, территория Украины.

## ВВЕДЕНИЕ

Актуальность исследований значений полного вертикального ослабления радиоволн миллиметрового диапазона на Украине связана с отсутствием такой информации на фоне стремительного развития мировых тенденций создания сверхвысокоскоростных (до 10 Гбит/с) беспроводных наземнокосмических и радиорелейных каналов связи, сетей передачи мультимедийной информации. Разработка и построение современных и перспективных систем связи осуществляется путем перехода от традиционного сантиметрового диапазона радиоволн (ДВ) к миллиметровому (ММ) (до частот 60–100 ГГц и выше) [1]. Переход к широкомасштабному использованию таких высокоскоростных систем уже характеризуют как новую инновационную волну, сопоставимую с появлением стандартов сотовой связи и систем Wi-Fi. В их практической реализации участвуют такие крупнейшие компании мира, как Эриксон, Моторола, Сименс и многие др. В ближайшей перспективе вся территория ЕС будет усеяна радиорелейными и VSAT-станциями Ka- и Ku-диапазонов, работающими в сетях европейских спутников, таких как KA-SAT и NYLAS, которые совмещают услуги Интернета с различными услугами вещания.

Для европейской территории бывшего СССР (ЕТС) вопросы вертикального ослабления радиоволн активно исследовались более 30-ти лет назад, главным образом в регионе средней полосы России. Интерес к этой проблеме был обусловлен в те годы потребностями интенсивного развития методов дистанционного зондирования и нуждами военного приложения. Однако, если применение полученных ранее для ЕТС результатов в СМ ДВ можно считать приемлемым для территории Украины, то правомерность переноса аналогичных результатов ММ ДВ для их практического использования на Украине во многих случаях сомнительна. Это связано с повышенной реакцией атмосферного ослабления в ММ ДВ на региональные отличия высотных профилей метеопараметров, значений влажности и статистики типов облачного покрова. В связи

с особой чуткостью ослабления ММ ДВ к региональным микроклиматическим особенностям метеопараметров атмосферы, а также с учетом практической важности этих сведений, в последние годы в различных регионах мира (США, страны ЕС, Индия, Бразилия) активизируются такого рода исследования [2–3]. В то же время, для территории Украины сведения об особенностях территориальной и сезонной изменчивости вертикального и погонного ослабления ММ ДВ в облаках отсутствуют полностью. Хотя, для условий ясной атмосферы и в дождях такого рода первые результаты о региональной и сезонной изменчивости ослабления на Украине недавно были уже получены [4–5].

## 1. МЕТОДОЛОГИЯ РАСЧЕТОВ

При проведении оценок вертикального затухания в атмосфере во многих случаях необходимо учитывать затухание в капельной фракции взвешенных частиц облаков. Например, для территории Украины наличие различных типов облачного покрова в течение года составляет более 70 % времени (сезонно повторяемость ясной погоды меняется от 20 до 40 %). При этом величина затухания в облачной среде в первую очередь зависит от концентрации капель, их температуры и толщины слоя облачности.

Взвешенные водные капли облаков являются эффективными поглотителями в ММ ДВ. Поскольку их размер, как правило, не превышает 50 мкм [6], — выбранная и использованная в данной работе радиофизическая МРМ модель Лиоба [7] (основанная на Релеевском приближении в теории Ми) позволяет проводить расчёты ослабления в капельной фракции облаков до частот около 1000 ГГц. Эта модель обеспечивает погрешность вычислений погонного затухания в облаках от единиц процентов в ММ ДВ до 10–30 % на частоте 1000 ГГц.

Входными для МРМ модели Лиоба, в случае рассмотрения облачного слоя, являются два метеорологических параметра: температура капель в °С —  $T$  и плотность взвешенных капель облака —  $W$  (г/м<sup>3</sup>).

Атмосферная рефракция радиоволн задаётся в [7] следующей формулой:

$$N_t(f) = N_0 + N(f) = N_0 + N'(f) - j N''(f), \quad (1)$$

где  $N_0$  – действительная и положительная недисперсионная часть,  $N$  – комплексная функция частоты. При этом энергетическое ослабление радиоволн определяет мнимая часть (1) в соответствии со следующим выражением:

$$\alpha = 0,182 f N''(f) \text{ дБ / км}, \quad (2)$$

где  $f$  – частота в ГГц,  $N''(f)$  – некая функция частоты и метеопараметров, в которой заложено влияние каждого компонента атмосферы на поглощение радиоволн. При рассмотрении такого компонента атмосферы, как взвешенные капли облаков,  $N''(f)$  можно записать, как:

$$N_w''(f) = W(9/2)[\varepsilon''(1+\eta^2)]^{-1}$$

$$N_w'(f) = W(9/2)[1/(\varepsilon_0+2) - \eta/\varepsilon''(1+\eta^2)], \quad (3)$$

где  $\eta = (2+\varepsilon'')/\varepsilon''$ ,  $\varepsilon_0$  – статическая ( $f=0$ ) и  $\varepsilon'$ ,  $\varepsilon''$  – реальная и мнимая части диэлектрической проницаемости для жидкой воды. Уравнение (3) недооценивает  $N_w$  на частотах выше 300 ГГц, где рассеивание Ми начинает играть роль (например, на частоте 1 ТГц увеличение  $N_w''$  может достигать 30 % [8]).

Диэлектрическая постоянная  $\varepsilon(f)$  воды здесь определена с помощью усовершенствованной модели двойного Дебая [7]:

$$\varepsilon''(f) = (\varepsilon_0 - \varepsilon_1) f / f_p [1 + (f/f_p)^2] + (\varepsilon_1 - \varepsilon_2) f / f_s [1 + (f/f_s)^2], \quad (4)$$

$$\varepsilon'(f) = (\varepsilon_0 - \varepsilon_1) / [1 + (f/f_p)^2] + (\varepsilon_1 - \varepsilon_2) / [1 + (f/f_s)^2] + \varepsilon_2,$$

где  $\varepsilon_0 = 77,66 + 103,3 (\Theta - 1)$ ,  $\varepsilon_1 = 5,48$ ,  $\varepsilon_2 = 3,51$ , а  $f_p$  и  $f_s$  – основные и вторичные релаксационные частоты  $f_p = 20,09 - 142 (\Theta - 1) + 294 (\Theta - 1)^2$  ГГц, а  $f_s = 590 - 1500 (\Theta - 1)$  ГГц.  $\Theta = 300 / (T + 273,15)$ .

Уравнение (4) является наилучшим для диэлектрической постоянной для частот до 1000 ГГц при диапазоне температур капель от  $-10$  до  $30$  °С.

Из приведенных выражений следует, что для использования описанной выше модели необходимо использовать данные о водности капельной фракции облачного слоя и о температуре капель. (Учет ослабления в кристаллической фазе водности облака на данном этапе исследований в работе не проводился, главным образом, в силу ее многократно меньшего вклада в общее ослабление и меньшей статистической наблюдаемости).

Проведённый литературный поиск сведений о пространственном распределении по территории Украины статистических данных о значениях водозапаса облачного слоя показал их отсутствие. При этом известно, что для регионов с отсутствием такой информации International Telecommunication Union (ITU) рекомендует использование карт изолиний значений водозапаса облачного покрова для разных вероятностей их наблюдения, которые строятся на основании модели ITU-R P.840-3 [9]. Используемые нами в расчетах сведения о температуре облачных капель были получены на основании литературных

данных о характерных значениях высоты и толщины облачного покрова того или иного типа [10] с привлечением высотных профилей температуры для каждого из рассматриваемых регионов Украины и периода года, взятых из современного метеорологического стандарта ESA [11]. Этот новый численный стандарт атмосферы, который кардинально отличается по своим функциональным возможностям и методу его создания от всех предыдущих, ИТУ рекомендовало в 2004 г. Стандарт был разработан на основе базы данных ERA-15, содержащей радиозондовые данные около 700 станций мира за 15-летний период регулярных радиозондовых наблюдений. К его достоинствам следует отнести возможность оперативного получения среднемесячных значений высотных профилей метеопараметров для любой точки мира до высот 32 км с возможностью учета рельефа местности, месяца и времени суток. Проведенные нами в последние годы исследования работоспособности этого стандарта [4–5, 12–14] показали его применимость и преимущества перед предшествующими аналогами для многих практических задач радиометрии ММ ДВ, дистанционного зондирования, астроклиматических оценок и др. вследствие достаточно высокой адекватности описания с его помощью атмосферного ослабления для равнинной и прибрежной территории Украины, а также для высокогорных регионов мира.

## 2. РЕЗУЛЬТАТЫ РАСЧЁТОВ

**2.1. Вероятности превышения значений ослабления.** Результаты проведенных на основе совокупности оценочной модели ITU-R P.840-3 [9] и МРМ модели Лиоба [7] расчётов, характерных для Украины вероятностей наблюдения превышений отмеченных на оси абсцисс значений вертикального ослабления в облачном покрове, приведены на рис. 1 для частот 20 ГГц, 30 ГГц, 50 ГГц, 90 ГГц, 140 ГГц.

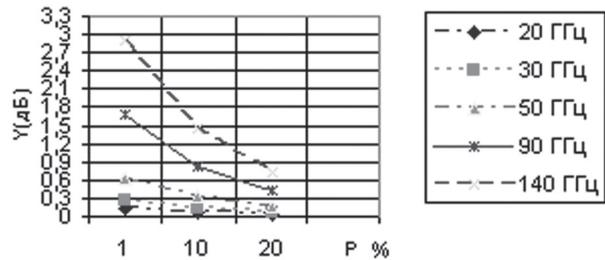


Рис. 1. Зависимость полного вертикального ослабления радиоволн ММ ДВ в облачном покрове (Y(дБ)) для разных значений вероятности (P) над территорией Украины

Из расчетов следует, что в ММ ДВ значения ослабления в облачном покрове в большинстве случаев соизмеримы с полным ослаблением вертикального столба ясной (безоблачной) атмосферы [4] в летнее время года (рис. 2). Эти сведения могут представлять практический интерес при проектировании перспективных линий тропосферной и наземно-космической связи.

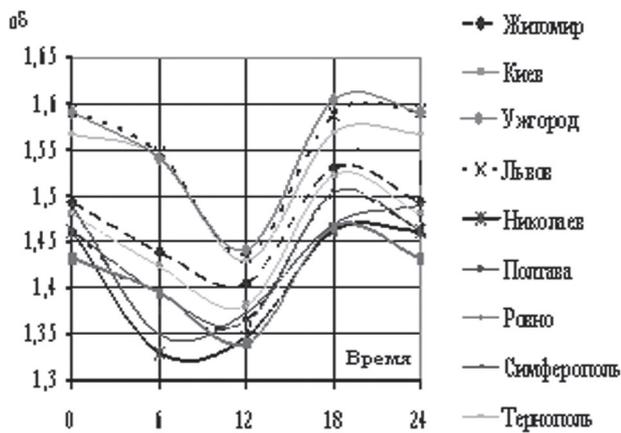
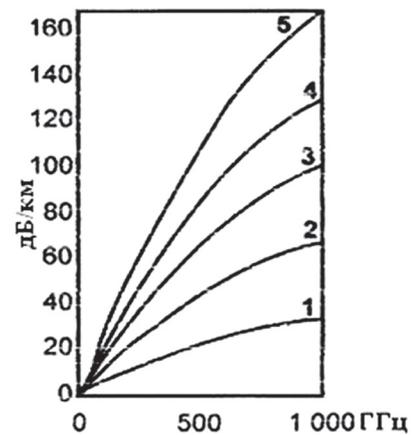


Рис. 2. Зависимость среднемесячных (июль) значений полного вертикального поглощения в атмосфере от УТ времени суток на частоте 94 ГГц для различных регионов Украины [4]

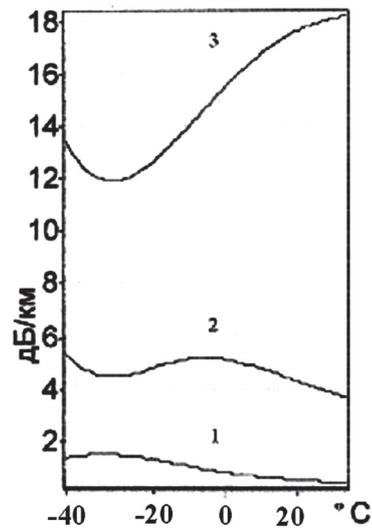


1 – 0,5 г\м<sup>3</sup>; 2 – 2 г\м<sup>3</sup>; 3 – 3 г\м<sup>3</sup>; 4 – 4 г\м<sup>3</sup>; 5 – 5 г\м<sup>3</sup>  
Рис. 3. Частотная зависимость  $\gamma$  для разных плотностей водяных капель

**2.2. Среднесезонные значения вертикального ослабления в облаках.** Помимо вероятностного распределения значений вертикального ослабления в облачном покрове, усредненного для всей территории Украины, большой практический интерес представляют сезонные оценки ослабления радиоволн в разных типах облачности и территориальная изменчивость этого параметра. Ведь, известно, что для каждого типа облачности в конкретном регионе страны характерна своя временная статистика его присутствия (наблюдаемости), а также свои значения таких параметров, как эффективные высота, толщина, водозапас и температура облачного слоя. Именно эти параметры, в совокупности, определяют вертикальное и погонное ослабление радиоволн ММ диапазона в облачном слое. Рисунки 3–4 наглядно демонстрируют зависимость погонного ослабления от значений концентрации и температуры взвешенных водяных капель облачности.

Анализ полученной частотной зависимости погонного затухания ( $\gamma$ ) капельной фракции облаков показывает (рис. 3), что изменение частоты зондирующего сигнала от единиц до 1000 ГГц приводит к плавному росту его значений от единиц дБ/км для плотностей капель ( $W$ ) меньше 0,5 г/м<sup>3</sup> до 160 дБ/км для плотностей 5 г/м<sup>3</sup>. Причем, как следует из расчетов, в сантиметровом диапазоне волн изменение  $W$  от малых значений до 5 г/м<sup>3</sup> приводит к изменению  $\gamma$  менее, чем на 2 дБ/км. При этом, зависимость изменения погонного поглощения от плотности капель, как и следовало ожидать, носит линейный характер. Ведь линейный рост плотности водяных капель (если не учитывать механизм многократного рассеяния) эквивалентен линейному росту коэффициента удельного ослабления, а, значит, и должен вести к линейному росту погонного ослабления. Аналогичное же изменение  $W$  вызывает, например, в 3 ММ окне прозрачности атмосферы (100 ГГц) рост  $\gamma$  более, чем на 20 дБ/км (рис. 3).

Приведенная на рис. 4 температурная зависимость  $\gamma$  для частот 30, 100 и 340 ГГц демонстрирует, что если в диапазоне 30 ГГц температурные изменения  $\gamma$  невелики (до 2 дБ) и имеют близкий к линейному характер зависимости, то уже на 340 ГГц эти изменения носят нелинейный характер, причем с обратным знаком градиентов изменения  $\gamma$ , и эти изменения могут достигать 8 дБ/км.



1 – 30 ГГц; 2 – 100 ГГц; 3 – 340 ГГц  
Рис. 4. Температурная зависимость  $\gamma$  для  $W = 1 \text{ г\м}^3$

Выбранная из литературных источников [10–11, 15] и затем использованная в работе для расчетов  $\gamma$  облачного слоя различного типа метеорологическая информация по Украине сведена в табл. 1. Здесь,  $\Delta \bar{h}$  – средняя толщина облачного слоя,  $\bar{h}$  – средняя высота облачного слоя,  $Q$  – водозапас облака,  $W$  – водность облака,  $T_{\text{облака}}$  – температура капель, % (включая кристаллические и смешанные), з – зима, в – весна, л – лето, о – осень.

На рис. 5–6 представлены зависимости вертикального и погонного ослабления радиоволн ММ диапазона в среднестатистических для

Украины облаках различного типа. Видно, что для высоко-кучевых облаков вертикальное затухание значительно меньше в зимний и весенний периоды. В летнее и осеннее время его величины, возрастая в несколько раз, становятся сравнимы (рис. 5).

У слоисто-кучевого типа облачности зависимость ослабления от периода года несколько иная (рис. 5, б). Так, минимальное ослабление просматривается в зимнее время, в весеннее и осеннее время возрастает и максимума достигает летом, возрастая в несколько раз.

Сезонный ход ослабления у слоисто-дождевого типа облачности сходен со слоисто-кучевым, но если у слоисто-кучевых типов максимальное ослабление в летний период года существенно больше (в разы) по сравнению с другими периодами года (рис. 5, в), то у слоисто-дождевых типов ослабление в зимнее время года в разы меньше, чем в остальные периоды.

У слоистого типа облачности коэффициент ослабления с минимального в зимний период года равномерно возрастает к весне, а затем и к осени (рис. 5, г).

Сопоставление и совместный анализ рисунков 5 и 6 позволяет заметить, что для погонного ослабления максимальный вклад вносят облака типа Sc и затем по мере спадания вклада Ns, Ac, St и As. Для случая полного вертикального ослабления максимальный вклад характерен для облаков типа Ns, причем в них он существенно больше, чем в Sc, что связано с существенными различиями характерных значений эффективной толщины этих типов облачности. Стоит также отметить, что As облака вносят минималь-

ный (и не существенный для практических задач связи) вклад в вертикальное ослабление, для которого, к тому же, присуще отсутствие сезонной изменчивости.

**2.3. Особенности региональной изменчивости ослабления.** Кроме интенсивности ослабления радиоволн ММ диапазона для задач радиосвязи и дистанционного зондирования важно знание вероятности наблюдения значений ослабления характерных для тех или иных типов облачности, а также региональных отличий этого параметра. На рисунках 7–9 на примере частоты 500 ГГц показаны такого рода зависимости, построенные для трех регионов Украины (северная, центральная и южная части) для зимы и лета. Отложенные по оси ординат значения вероятности построены на основании литературных данных о характерном для разных типов облачности метеорологическом параметре их наблюдаемости в различных регионах Украины. Полученные результаты дают возможность определить наличие либо отсутствие региональной изменчивости в значениях и вероятностях атмосферного ослабления, вызванных различными типами облачности, а также позволяют количественно оценить эти важные для практических нужд параметры.

Так, сопоставление этих расчетных данных позволяет отметить, что вероятность появления характерных для облаков Ac значений вертикального ослабления в центральной и южной областях Украины зимой выше, чем летом, в то время, как в северном регионе – наоборот. При этом, зимой наблюдаемость этих значений на юге – 37%, в центре – 27%, на севере – 17%, а летом, соответственно, – 17%, 25% и 32%.

Таблица 1

Типы облаков	сезон	$\Delta \bar{h} / \text{ско}$ км	$\bar{h} / \text{ско}$ км	$W / \text{ско}$ г/м <sup>3</sup>	$Q / \text{ско}$ кг/м <sup>2</sup>	$T_{\text{облака}}$ °С	% капельных
St	з	0,44/0,27	0,59/0,45	93/77	0.2	-6	92
	в	0,49/0,30	0,64/0,24	108/74	0.22	4	99
	л	0,37/0,22	0,58/0,17			15	100
	о	0,46/0,28	0,63/0,24	130/84	0.28	5	96
Sc	з	0,38/0,22	1,16/0,46	91/87	0.23	-7	75
	в	0,40/0,25	1,29/0,46	127/110	0.32	0	87
	л	0,44/0,29	1,37/0,48	217/165	0.49	10	98
	о	0,38/0,23	1,35/0,48	160/148	0.42	0	93
Ns	з	1,37/0,70	1,62/0,71	203/188	0.15	-9	15
	в	1,00/0,43	1,77/0,68	350/102	0.35	-3	30
	л	1,28/0,62	1,77/0,61	425/347	0.33	8	70
	о	1,28/0,75	1,62/0,61	414/389	0.32	-1	34
Ac	з	0,48/0,39	3,49/1,03	51/45	0.11	-14	52
	в	0,49/0,33	3,48/0,88	60/44	0.12	-12	25
	л	0,46/0,31	3,70/0,86	145/92	0.32	-3	77
	о	0,45/0,34	3,52/1,05	170/118	0.38	-13	69
As	з	0,84/0,82	3,80/1,16	79/72	0.1	-15	18
	в	1,01/0,97	3,96/1,13	80/50	0.08	-16	23
	л	0,94/0,93	4,21/1,08			6	44
	о	0,83/0,79	3,97/1,13			-16	25

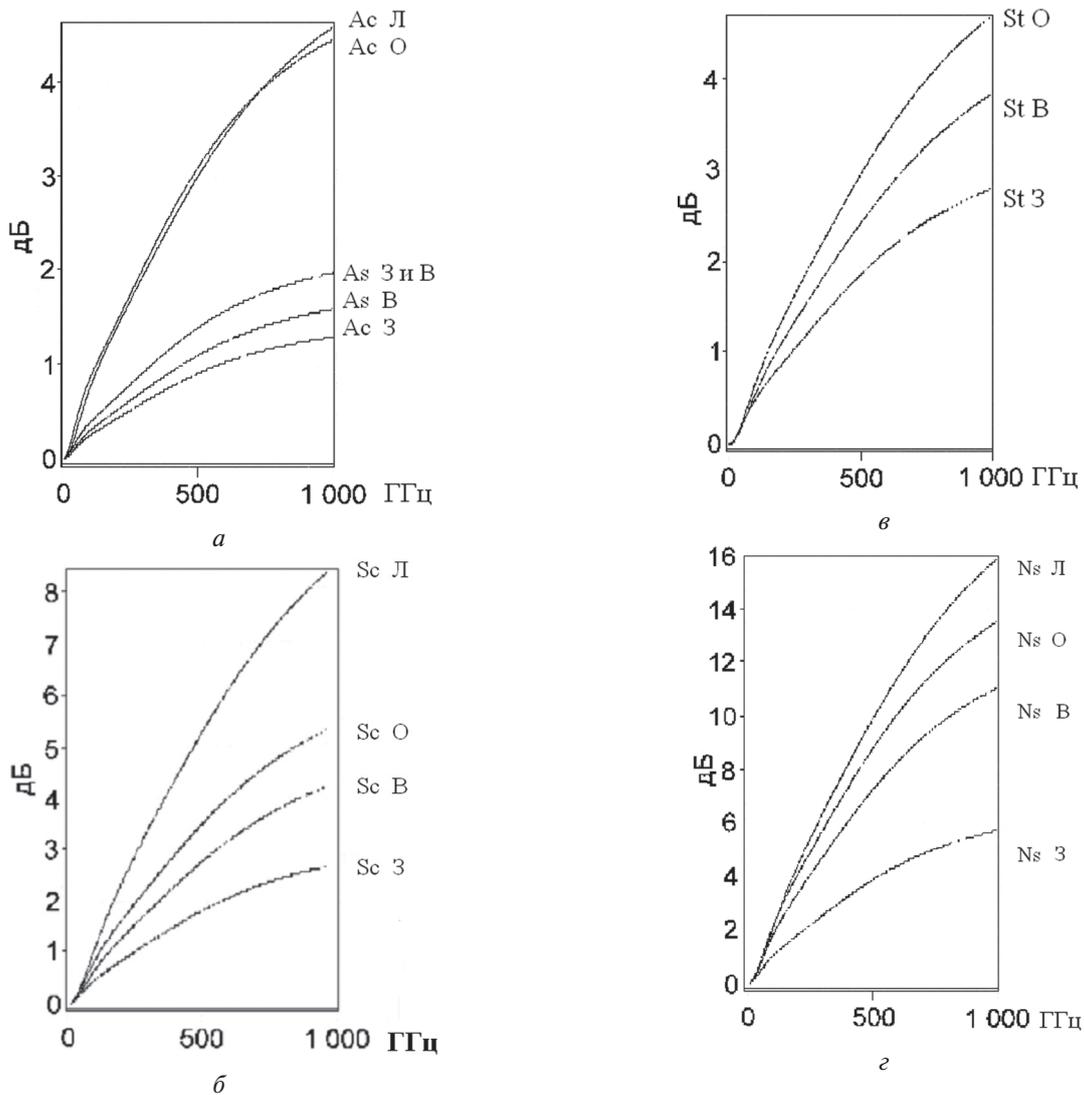


Рис. 5. Частотная зависимость среднесезонных значений полного вертикального ослабления радиоволн для разных наиболее распространенных типов облачного покрова над территорией Украины: а – для Ac (высоко-кучевые), As (высоко-слоистые); б – для Sc (слоисто-кучевые); в – для St (слоистые); г – для Ns (слоисто-дождевые); Л – лето, О – осень, З – зима, В – весна

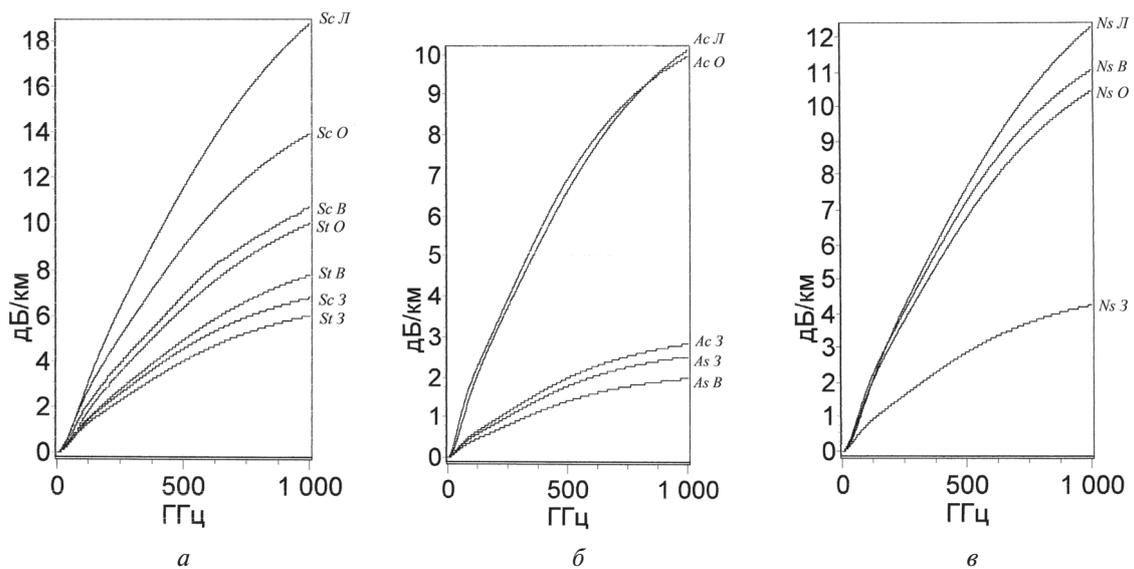


Рис. 6. Зависимость коэффициента горизонтального погонного ослабления радиоволн для разных типов облачных покровов над территорией Украины: а – Sc (слоисто-кучевые), St (слоистые); б – Ac (высоко-кучевые), As (высоко-слоистые); в – Ns (слоисто-дождевые); Л – лето, О – осень, З – зима, В – весна

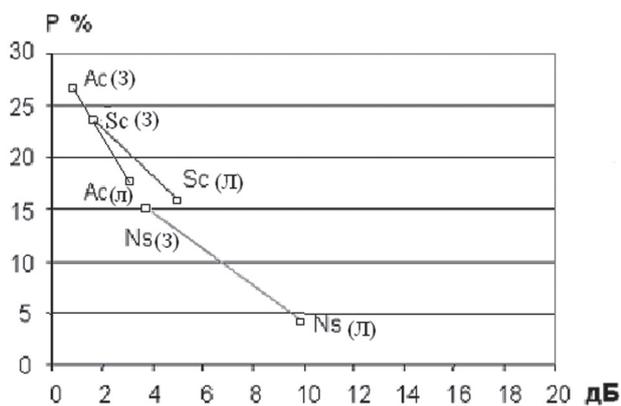


Рис. 7. Зависимость наблюдаемости характерных для различных типов облачности значений вертикального ослабления (500 ГГц) зимой и летом в центральной части Украины: где Sc (слоисто-кучевые), Ac (высоко-кучевые), Ns (слоисто-дождевые) типы облачности, Л – лето, З – зима

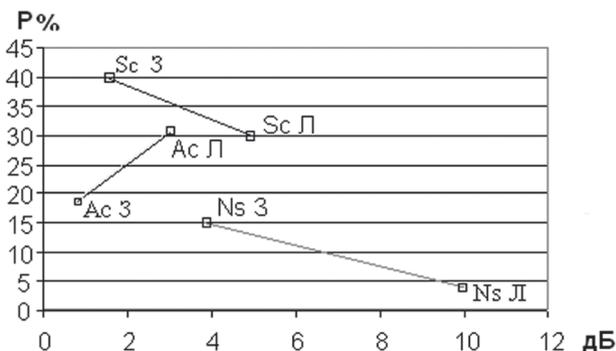


Рис. 8. Зависимость наблюдаемости характерных для различных типов облачности значений вертикального ослабления (500 ГГц) зимой и летом в северной части Украины: где Sc – слоисто-кучевые, Ac – высоко-кучевые, Ns – слоисто-дождевые типы облачности, Л – лето, З – зима

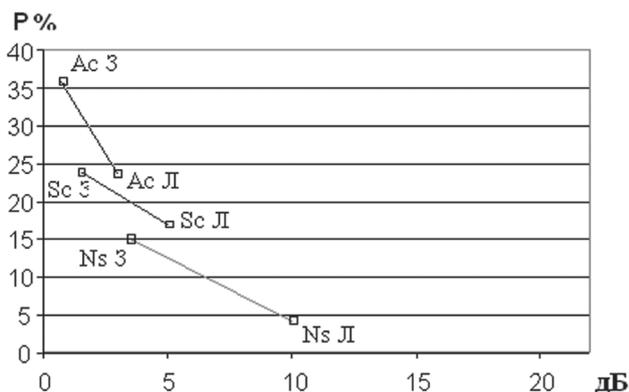


Рис. 9. Зависимость наблюдаемости (%) характерных для различных типов облачности значений вертикального ослабления (500 ГГц) зимой и летом в южной части Украины: где Sc – слоисто-кучевые, Ac – высоко-кучевые, Ns – слоисто-дождевые типы облачности, Л – лето, З – зима

Сезонный ход вероятности наблюдения характерного для Sc вертикального ослабления имеет сходство во всех рассматриваемых регионах. Имеют место лишь количественные отличия

северного региона от центра и юга, которые проявляются в 15% превышении вероятности повторяемости вызванных этими облаками соответствующих значений вертикального ослабления.

Расчетные данные также показали, что для таких, интенсивно ослабляющих сигнал облаков, как Ns (15%-я наблюдаемость зимой и 4% летом), а также Cu и St (20%-я наблюдаемость летом и практически нулевая зимой) характерно отсутствие каких-либо региональных отличий в рассматриваемых зависимостях. Можно лишь отметить, примерно, двукратное понижение наблюдаемости St облаков (и вызванного ими ослабления сигнала) в западной части Украины по сравнению с другими регионами.

Эти результаты позволили оценить сезонную изменчивость и региональные отличия вероятностной наблюдаемости характерных для разных типов облачности значений вертикального ослабления ММ радиоволн на примере диапазона 500 ГГц. Количественные оценки аналогичных зависимостей в других ДВ могут быть легко проведены с помощью графического материала, приведенного на рис. 5–6.

### ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В результате проведенной работы были выбраны модели и исходные данные, обеспечивающие расчет ослабления радиоволн широкого частотного диапазона разными типами облачности. В ММ ДВ получены частотные зависимости ослабления для разных плотностей и температур водяных капель, зависимости вертикального и горизонтального ослабления радиоволн в различный период года при разном типе облачности, а также зависимости вероятности наблюдения характерных для разных типов облачности значений вертикального ослабления. Для территории Украины показано наличие существенных сезонных отличий в ослаблении всеми типами облаков, а также наличие существенных региональных отличий в величине ослабления для одних типов облаков (Ac, Sc, St) и их отсутствие – для других (Ns, Cu). Полученные в работе данные представляют собой практический интерес при решении задач проектирования перспективных линий связи в миллиметровом диапазоне волн 1.

### Литература

- [1] Вишневский В., Фролов С., Шахнович И. Радиорелейные линии связи в миллиметровом диапазоне: новые горизонты скоростей, связь и телекоммуникации. – ЭЛЕКТРОНИКА: НТБ, 2011, № 1, (00107). – С. 90–97. www.electronics.ru.
- [2] Proc. of eleventh URSI commission F open symposium on radio wave propagation and remote sensing, (ISBN 978-85-87926-26-5), Rio de Janeiro, Brazil, 30 Oct /02 Nov 2007 3. Proc. of International Conf. ClimDiff 2005, Cleveland, USA. 26-27 Sept., 2005.
- [4] Михайлов А.С., Руженцев Н.В. Исследование свойств пространственного распределения атмосферного поглощения для территории Украины в

- миллиметровом диапазоне волн // Прикладная радиоэлектроника, 2009. — Т. 8. — № 2. — С. 149–155.
- [5] Руженцев Н.В. О необходимости учета микроклиматических особенностей при прогнозировании вертикального атмосферного ослабления в миллиметровом диапазоне волн / Н.В. Руженцев, А.С. Михайлов // Прикладная радиоэлектроника. — 2012. — Т. 11. — № 1. — С. 66–69.
- [6] Айвазян Г.М. Распространение миллиметровых и субмиллиметровых волн в Облаках. / Справочник под общей редакцией Г.Г. Шукина. — Ленинград: Гидрометеиздат, 1991. — 480 с.
- [7] Liebe H.J. MPM — an atmospheric millimeter waves propagation model. International / Liebe H.J. // Journal of Infrared and Millimeter Waves. — 1989. — V.10. — № 6. — P. 631–650.
- [8] Мазин И.П. Облака. Их структура и формирование / И.П. Мазин, С.М. Шмерер. — Ленинград: Гидрометиздат, 1983. — 280 с.
- [9] Recommendation ITU-R P.840-3 — attenuation due to clouds and fog / ITU-R Series Recommendations — Radiowave Propagation.
- [10] Климат Украины / под ред. В.М. Липинского). — Изд-во Раевского, Киев, 2003. — 343 с.
- [11] Martellucci A., Rastburg B.A., Piores Baptista J.P.V., Blarzino G. «New reference standard atmospheres based on numerical weather products», Abstracts of International Workshop — ClimDiff ' 2003, pp.clim.1, Fortaleza, Brazil, 2003.
- [12] Nikolay V. Ruzhentsev. The capabilities of the calculated approach for the astroclimatic assessment in radioastronomy / Nikolay V. Ruzhentsev, Alexander S. Mihailov // «Natural Science». — 2010, — Vol.2. — No. 5— P. 427-431.
- [13] Михайлов А.С. Расчетный подход для астроклиматических оценок вертикального атмосферного ослабления в субмилли-метровом диапазоне волн / А.С. Михайлов, Н.В. Руженцев // Международный журнал «Физические основы приборостроения». — Т. 3, № 2, 2014. — 16 с.
- [14] Михайлов А.С. Особенности глобального распределения атмосферного поглощения в диапазоне 10-1000 ГГц / А.С. Михайлов, Н.В. Руженцев // «Радиофизика и Радиоастрономия». — 2007. — Т. 12. — № 1. — С. 76–83.

- [15] Справочник по климату СССР. Ленинград: Гидрометеиздат, 1980. — 696 с.



Поступила в редколлегию 11.09.2014

**Руженцев Николай Викторович**, ст. научн. сотр., д-р техн. наук, вед. научн. сотр. кафедры радиоэлектронных устройств Харьковского национального университета радиоэлектроники, с.н.с. каф. проектирования радиоэлектронных систем летательных аппаратов Национального аэрокосмического университета (ХАИ). Действительный Член Нью-Йоркской Академии Наук. Научные интересы: исследования радиофизических свойств окружающей среды, развитие аппаратуры и методов дистанционного зондирования в ММ диапазоне радиоволн.

УДК 537.876; 621.371.38

**Особливості просторової і сезонної мінливості вертикального ослаблення міліметрових хвиль у хмарному покриві України** / М.В. Руженцев // Прикладна радіоелектроніка: наук.-техн. журнал. — 2014. — Том 13. — № 4. — С. 373–379.

У статті проведено оцінку значень вертикального ослаблення радіохвиль міліметрового діапазону у хмарній атмосфері та їх сезонних варіацій над різноманітними регіонами України.

*Ключові слова:* вертикальне ослаблення, хмарний покрив, міліметровий діапазон, територія України.

Табл.: 01. Іл.: 08. Бібліогр.: 15 найм.

UDC 537.876; 621.371.38

**The peculiarities of territorial and seasonal variations of vertical attenuation of millimeter waves by cloudy covers over Ukraine** / N.V. Ruzhentsev // Applied Radio Electronics: Sci. Journ. — 2014. — Vol. 13. — № 4. — P. 373–379.

The paper is dedicated to estimating vertical attenuation values at the millimeter waves range by the cloudy atmosphere and their seasonal variations over different regions of Ukraine.

*Keywords:* vertical attenuation, cloudy cover, millimeter waves band, Ukrainian territory.

Tab.: 01. Fig.: 08. Ref.: 15 items.

## ОБНАРУЖЕНИЕ ЦЕЛЕЙ В LPI РЛС НА ФОНЕ ОТВЕТНЫХ И НЕСИНХРОННЫХ ИМПУЛЬСНЫХ ПОМЕХ

С.Ю. СЕДЫШЕВ, С.А. ГОРШКОВ, М.Н. ВОРОНЦОВ

Построение LPI РЛС с шумоподобными квазиортогональными зондирующими сигналами – одно из перспективных направлений развития теории и практики построения современных радиолокационных систем. В данной статье представлены результаты оценки возможности РЛС с квазишумовыми сигналами по обнаружению целей при воздействии импульсных помех. Предложен потенциальный коэффициент подавления импульсных помех для радара, использующего в качестве зондирующего сигнала набор взаимно ортогональных законов модуляции на основе сложных последовательностей.

*Ключевые слова:* ответно-импульсная помеха, шумоподобные сигналы, взаимная корреляционная функция, коэффициент подавления импульсных помех, квазиортогональные законы модуляции зондирующего сигнала, средний уровень боковых лепестков функции рассогласования.

### ВВЕДЕНИЕ

Важный путь улучшения помехозащищенности и живучести радиолокаторов – снижение вероятности перехвата излучаемых ими сигналов. Радары с низкой вероятностью перехвата излучения называют Low Probability of Intercept Radar (LPI Radar). Для улучшения скрытности излучения в LPI радарах изменяют время-частотную структуру зондирующего сигнала (ЗС), приближая ее к шумовой. Шумовые сигналы правильнее называть шумоподобными сигналами (ШПС), так как, несмотря на наличие у них свойств случайных сигналов, формируются они на основе математических алгоритмов. Шумоподобные сигналы также называют псевдослучайными сигналами.

Многие теоретические и практические проблемы LPI радаров уже решены. В настоящее время изучены:

правила формирования когерентных последовательностей псевдослучайных сигналов [1, 2, 7, 8];

способы генерации мощных псевдошумовых ЗС [1, 2];

принципы сжатия псевдослучайных сигналов [14, 16];

принципы построения устройств внутрипериодной (ВПО) и междупериодной обработки (МПО) шумоподобных сигналов [13–17];

принципы расширения диапазона однозначного измерения радиальной скорости при сохранении диапазона однозначного определения дальности [15];

эффективность когерентной компенсации мешающих отражений при использовании ШПС [13].

До недавнего времени недостаточно исследованным оставался еще один важный вопрос LPI радиолокации – обнаружение целей на фоне ответных и несинхронных импульсных помех при использовании принципов расширения диапазона однозначного измерения радиальной скорости [3]. В этом случае закон модуляции

ШПС изменяется от зондирования к зондированию. Поэтому улучшение качества подавления импульсных помех при использовании в РЛС псевдошумовых взаимно ортогональных законов модуляции ЗС может быть достигнуто на этапе ВПО путем введения набора фильтров, имеющих импульсные характеристики, не согласованные с законами модуляции импульсных помех. В этом случае можно ожидать существенное ослабление сигнала импульсной помехи на выходе несогласованного с ней фильтра одиночного сигнала. Таким образом, поставить ответную помеху «вперед» известными способами становится невозможным. В статье приводятся результаты исследований, изложенные в работе [18].

### 1. ПАРАМЕТРЫ МОДЕЛИРОВАНИЯ

Для моделирования внутривнутрипериодной обработки ШПС на фоне импульсных помех использовались следующие параметры РЛС обзора: длина волны зондирующего сигнала  $\lambda = 0,23$  м, период повторения зондирующего сигнала  $T_n = 0,2$  мс, время наблюдения  $T_n = 10$  мс, длительность импульса  $T_0 = 32$  мкс, условная вероятность ложных тревог  $F = 10^{-6}$ , число отсчетов дальности 2048, частотой Доплера сигнала  $F_{dc} = 2.4$  кГц, число периодов повторения  $N_n = 16$ .

Оценка эффективности подавления импульсных помех в РЛС обзора проводилась на основе предложенной в [15, 17] структуры устройства обработки.

При несогласованной обработке импульсной помехи в устройстве ВПО потенциально достижимый коэффициент подавления определяется уровнем боковых остатков взаимной корреляционной функции ЗМ ЗС.

$$K_n \approx 1/v_{\text{бл}}, \quad (1)$$

где  $v_{\text{бл}}$  – средний уровень боковых лепестков функций рассогласования взаимно ортогональных ЗМ ЗС.

При ВПО наиболее сложной ответной импульсной помехи (ОИП) с учетом предложенной

структуры сигнала на основе кодов Голда [7] потенциальный коэффициент подавления помехи составляет  $K_{\text{п}} \approx 1/10^{-2} = 20$  дБ (рис. 1).

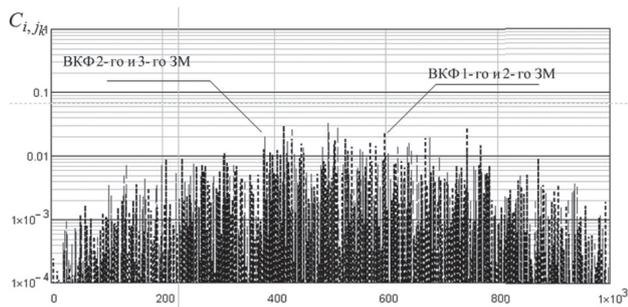


Рис. 1. Взаимная функция рассогласования ЗМ кодовых последовательностей Голда

Чаще всего отношение помеха/шум на входе устройства обработки значительно превышает отношение сигнал/шум, в результате чего подавления помехи в устройстве ВПО не достаточно для выделения полезного сигнала. В таком случае используют методы обработки сигналов на фоне негауссовских помех [9] – нелинейное преобразование входного сигнала путем его двухстороннего ограничения.

Таким образом, обработка принятого сигнала сводится к известной схеме [10, 11], представленной на рис. 2.

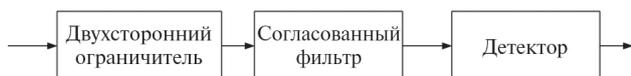


Рис. 2. Широкополосный усилитель – ограничитель – согласованный фильтр

Принятый сигнал и помеха усиливается на промежуточной частоте, а затем ограничиваются на уровне собственных шумов приемника. Далее сигнал обрабатывается в согласованном фильтре. Двухстороннее ограничение не разрушает фазовый закон модуляции ЗС, что обеспечивает сжатие принятого сигнала в согласованном фильтре.

Достоинством приведенной схемы является сильное ослабление импульсных помех, не согласованных с законом модуляции ЗС. Недостаток такой нелинейной обработки – потери в отношении сигнал/помеха при наличии пассивных помех.

Ниже представлены результаты прохождения сигнала и различных типов ответных импульсных помех через устройство обработки составного закона модуляции (рис. 1), полученные путем численного моделирования. В качестве ответных импульсных помех различных типов были рассмотрены [8]:

короткая импульсная помеха с простым законом модуляции;

импульсная помеха большой длительности типа «Смальта»;

ответная импульсная помеха с законом модуляции, излученным РЛС на предыдущем периоде повторения.

## 2. ВОЗДЕЙСТВИЕ КОРОТКОЙ ИМПУЛЬСНОЙ ПОМЕХИ

Как правило, длительность короткой преднамеренной импульсной помехи находится в пределах единиц микросекунд, при этом помеха значительно меньше по длительности импульса ЗС РЛС [11].

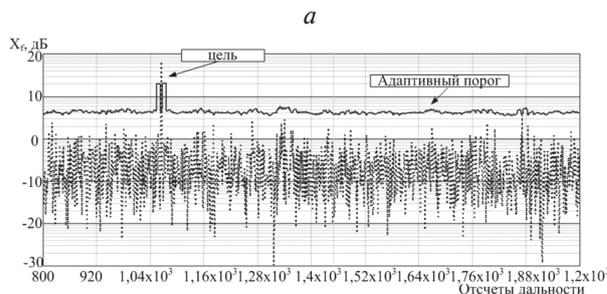
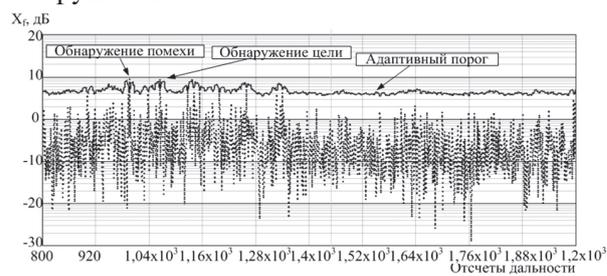
Пусть на РЛС воздействует импульсная помеха в виде мощного простого прямоугольного радиоимпульса длительностью 2 мкс.

В ходе моделирования помеха помещалась в 855–875 отсчеты дальности. Отраженный сигнал от цели с заданным значением отношения сигнал/шум (ОСШ) на входе устройства ВПО занимает 555–1065 отсчеты дальности. Пример сигнала на входе устройства обработки РЛС представлен на рис. 3. Для лучшего визуального восприятия размещения помехи и сигнала по отсчетам дальности шкала  $X_r$  не логарифмировалась и при этом умышленно приподнят сигнал над внутренними шумами (рис. 3).



Рис. 3. Пример размещения короткой импульсной помехи и сигнала от цели по отсчетам дальности

Математическое моделирование обработки принятого сигнала проводилось для нескольких входных значений отношений сигнал/шум и отношений помеха/шум (ОПШ). На рис. 4 представлен сигнал с выхода устройства ВПО и уровень адаптивного порога принятия решения об обнаружении.



$a - \gamma_{\text{вх}} = -10$  дБ,  $\gamma_{\text{п/ш}} = 25$  дБ;  
 $b - \gamma_{\text{вх}} = -5$  дБ,  $\gamma_{\text{п/ш}} = 22$  дБ;

Рис. 4. Сигнал на выходе устройства обработки для различных ОСШ и ОПШ

Результаты обработки принятого сигнала с выхода порогового устройства (ПУ) представлены на рис. 6. Решение об обнаружении получали с помощью критерийного устройства принятия решения (КУПР).

В КУПР последовательно анализировались пять периодов повторения. Решение о наличии цели  $A_1^*$  принимались при появлении не менее трех отметок в соседних периодах повторения.

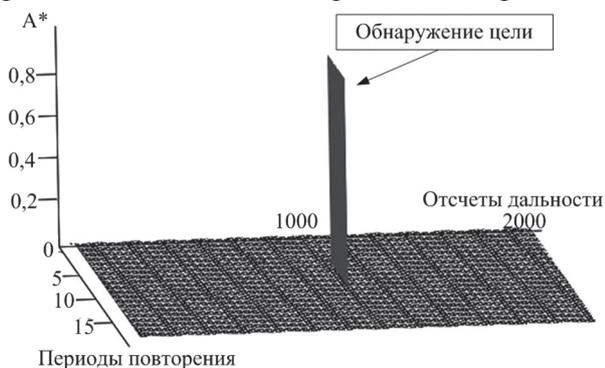


Рис. 5. Сигнал на выходе КУПР для ОСШ  $\gamma_{вх} = -5$  дБ и ОПШ  $\gamma_{п/ш} = 22$  дБ

Математическое моделирование обнаружения цели на фоне короткой импульсной помехи для различных значений мощности сигнала и шума показало, что ещё при ОСШ  $\gamma_{вх} = -10$  дБ и ОПШ  $\gamma_{п/ш} = 25$  дБ обнаруживается и цель и помеха. Короткая импульсная помеха прекращает превышать порог обнаружения при увеличении ОСШ до уровня  $\gamma_{вх} = -5$  дБ и уменьшения ОПШ до  $\gamma_{п/ш} = 22$  дБ.

### 3. ВОЗДЕЙСТВИЕ ИМПУЛЬСНОЙ ПОМЕХИ БОЛЬШОЙ ДЛИТЕЛЬНОСТИ

Импульсные помехи большой длительности (типа «Смалта») характеризуются протяженностью, превышающей длительность одиночного импульса ЗС РЛС [11].

Пусть в принятом сигнале на входе устройства ВПО присутствует импульсная помеха большой длительности ( $T_{пом} = 70$  мкс) (рис. 6). Помеха занимает 520–1220 отсчеты дальности. Отраженный сигнал от цели с заданным ОСШ на входе ВПО занимает 555–1065 отсчеты дальности.

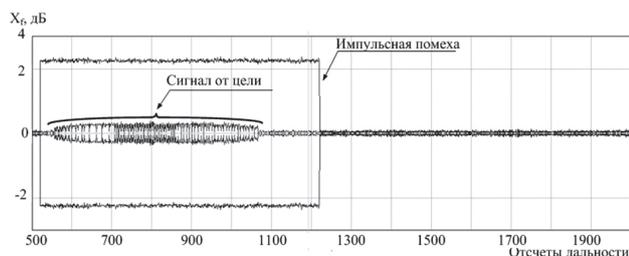
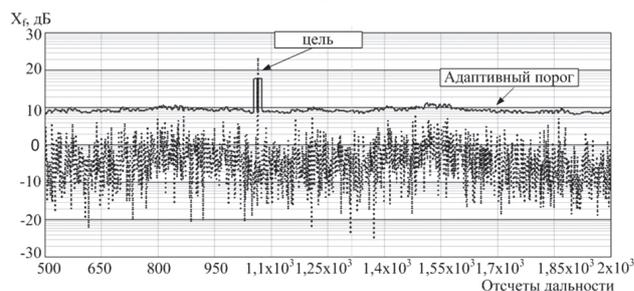
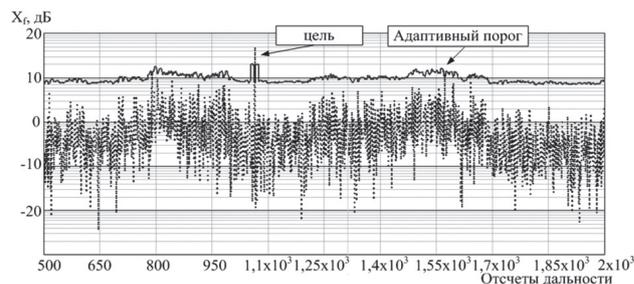


Рис. 6. Пример размещения помехи большой длительности и сигнала от цели по отсчетам дальности

На рис. 7 а, б представлены результаты обработки принятого сигнала на выходе устройства ВПО и уровень порога на входе устройства при-

нятия решения об обнаружении для различных значений входных ОСШ и ОПШ.



а –  $\gamma_{вх} = -5$  дБ,  $\gamma_{п/ш} = 22$  дБ;  
б –  $\gamma_{вх} = 1$  дБ,  $\gamma_{п/ш} = 20$  дБ

Рис. 7. Сигнал на выходе устройства обработки для различных ОСШ и ОПШ

Математическое моделирование процесса обнаружения цели на фоне импульсной помехи большой длительности показало, что до уровня ОСШ  $\gamma_{вх} = -5$  дБ и ОПШ  $\gamma_{п/ш} = 22$  дБ обнаруживается и цель и помеха. Помеха прекращает обнаруживаться начиная с уровней ОСШ  $\gamma_{вх} = 1$  дБ и ОПШ  $\gamma_{п/ш} = 20$  дБ. Это объясняется тем, что протяженная помеха так же, как и короткая импульсная помеха, не сжимается на выходе устройства ВПО, однако воздействует на приемное устройство РЛС более длительное время, что приводит к проникновению большего количества энергии помехи в устройство обработки радиолокатора.

Таким образом, при воздействии протяженных помех нужно более внимательно подходить к выбору порога обнаружения, т. к. снижение последнего может привести к обнаружению помеховой составляющей в принятом сигнале.

### 4. ВОЗДЕЙСТВИЕ НА РЛС ОТВЕТНОЙ ИМПУЛЬСНОЙ ПОМЕХИ

Наиболее опасными для РЛС считаются импульсные помехи, которые получаются путем переизлучения ЗС РЛС. Период повторения таких помех совпадает с периодом повторения ЗС РЛС. Ответная импульсная помеха согласована с устройством ВПО в текущем периоде повторения РЛС. Однако с учетом предложенного в [13–15] составного квазиортогонального ЗС и структуры обработки принятого сигнала ответно-импульсная помеха является несогласованной для устройства ВПО РЛС.

Оценка подавления помехи и возможность обнаружения цели на фоне ОИП прово-

дилась в ходе математического моделирования для различных отношений сигнал, помеха/шум. Параметры моделирования: ответно-импульсная помеха с заданным ОПШ занимает 855–1365 отсчеты дальности; отраженный сигнал от цели с заданным ОСШ помещен в 555–1065 отсчетах дальности (рис. 8).

На рис. 9, а, б представлены результаты обработки принятого сигнала на выходе устройства обработки и уровень порога в устройстве принятия решения об обнаружении для различных значений входных значений ОСШ и ОПШ.

Так как ОИП не согласована с фильтрами ВПО РЛС, удается значительно снизить амплитуду помехи на выходе устройства ВПО радиолокатора. Благодаря подавлению ОИП на этапе ВПО удается произвести развязку между сигналом, отраженным от цели, и ОИП для отношений помеха/шум не более  $\gamma_{п/ш} = 20$  дБ и отношений сигнал/шум не менее  $\gamma_{вх} = 3$  дБ (рис. 9, б).

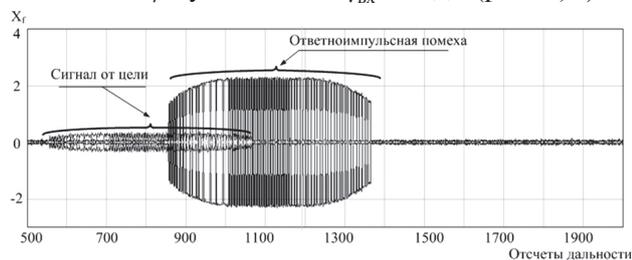


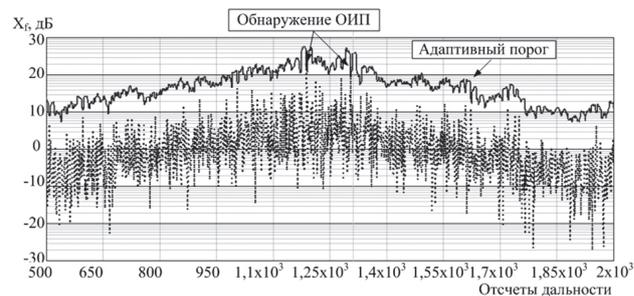
Рис. 8. Пример размещения ОИП и сигнала от цели по отсчетам дальности

Результаты моделирования (рис. 9) показывают, что при  $\gamma_{вх} = 3$  дБ,  $\gamma_{п/ш} = 20$  дБ происходит обнаружение цели, разрушенные в устройстве ВПО остатки ОИП, не превысили порог обнаружения. При таком входном значении сигнал/помеха применение схемы ШОС не целесообразно, т.к. ведет к дополнительной потере энергии полезного сигнала. Полученные результаты по подавлению ОИП на этапе ВПО (17÷20 дБ) подтвердили теоретические расчеты коэффициента подавления несинхронных импульсных помех  $K_{п} \approx 1/v_{бл}$ .

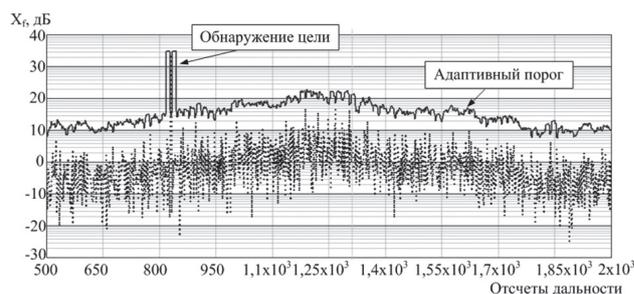
Результаты моделирования так же подтверждают необходимость введения схемы ШОС в том случае, когда энергетические различия между помехой и сигналом от цели существенны. Жесткое двухсторонне ограничение приводит к сильному ослаблению мощной помехи и не вносит искажения в фазовую структуру сложного полезного сигнала. При этом дальнейшая согласованная обработка выделяет сигнал над шумами. В модели установлено, что уже при  $\gamma_{вх} = -15$  дБ,  $\gamma_{п/ш} = 22$  дБ цель наблюдается на заданном элементе дальности (рис. 10).

Несогласованная обработка ОИП приводит к «размыванию» остатков нескомпенсированной помехи по отсчетам дальности, тем самым повышается общий помеховый фон и число ложных срабатываний устройства обнаружения. Для борьбы с этим эффектом в устройстве принятия

решения применяется адаптивный к уровню шумов и остатков от компенсации помех порог обнаружения, который позволяет стабилизировать уровень ложных тревог.



а



б

$$a - \gamma_{вх} = 1 \text{ дБ}, \gamma_{п/ш} = 20 \text{ дБ};$$

$$б - \gamma_{вх} = 3 \text{ дБ}, \gamma_{п/ш} = 20 \text{ дБ}$$

Рис. 9. Сигнал на выходе устройства ВПО и уровень порога на входе ПУ для различных ОСШ и ОПШ

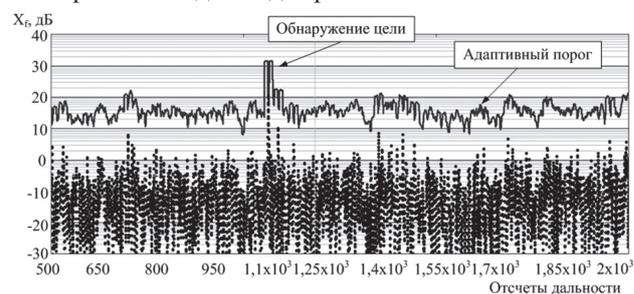


Рис. 10. Сигнал на выходе устройства обработки для  $\gamma_{вх} = -15$  дБ,  $\gamma_{п/ш} = 22$  дБ

## ВЫВОДЫ

Анализ работы предложенного в [4, 5, 7] устройства обработки шумоподобного сигнала [3–5] показал возможность автоматического подавления импульсных помех различной длительности вследствие несогласованности частотной характеристики фильтра сжатия и закона модуляции помехи.

При рассмотрении трех типов помех (коротко-импульсная помеха, помеха большой длительности, ответно-импульсная помеха) видно, что наименьшее влияние на РЛС оказывает помеха малой длительности.

Рост длительности помехи приводит к проникновению большого количества ее энергии в устройство обработки, вследствие чего ухудшаются характеристики обнаружения РЛС, растет требуемое отношение сигнал/помеха, при котором обеспечиваются заданные показатели качества обнаружения.

Влияние ОИП на характеристики обнаружения РЛС похожи на влияние помехи большой длительности. Когда ОИП является копией ЗС, и ее закон модуляции согласован с фильтром ВПО РЛС, станция постановки помех для заданных ОСШ и ОПШ гарантированно формирует ложную целеподобную отметку.

Применение меняющихся от периода к периоду взаимно ортогональных законов модуляции зондирующих сигналов позволяет бороться с ответными помехами, в том числе затрудняется возможность постановки ОИП «вперед». Разведанный на предыдущем периоде повторения сигнал РЛС, будучи переизлученным постановщиком ОИП в текущем периоде повторения, не сжимается в устройстве внутрипериодной обработки РЛС, т. к. оказывается несогласованным с текущей частотной характеристикой фильтра сжатия.

Предложенное изменение структуры ВПО и введение набора взаимно ортогональных ЗМ ЗС [4, 7] позволяют давить несинхронные импульсные помехи. При этом потенциальный коэффициент подавления импульсной помехи определяется средним уровнем боковых лепестков функций рассогласования взаимно ортогональных законов модуляции зондирующего сигнала  $K_{\text{п}} \approx 1/v_{\text{бп}}$ . Для применяемой в модели квазиортогональной последовательности на основе кодов Голда уровень боковых остатков взаимно корреляционной функции составил 20 дБ. С целью повышения эффективности подавления импульсных помех на этапе ВПО с учетом предложенной структуры обработки целесообразно использовать КФМ взаимно-ортогональные законы модуляции с более низким уровнем боковых остатков взаимной функции рассогласования. В том случае, когда импульсная помеха по энергетике превышает возможности по подавлению устройство обработки составного закона модуляции, необходимо использовать способ двустороннего ограничения по схеме широкополосный усилитель — ограничитель — согласованный фильтр.

Полученные результаты по подавлению импульсных помех говорят о целесообразности применения зондирующего сигнала сложной структуры из набора взаимно ортогональных квазишумовых законов модуляции.

#### Литература

- [1] Pace P.E. Detecting and Classifying Low Probability of Intercept Radar. — Boston-London, Artech House, 2004.
- [2] Richard G. Wiley., ELINT The Interception and Analysis of Radar Signals, Canton Street Norwood, MA Artech House, 2006. — 451 p.
- [3] Levanon, Nadav. Radar signals / Nadav Levanon, Eli Mozeson. Published by John Wiley & Sons, Inc., Hoboken, New Jersey, 2004. — 411 p.
- [4] Lukin K.A. Noise Radar Technology: the Principles and Short Overview. — Applied Radio electronics. — Kharkov: IASARE, 2005, No 1.
- [5] Gorshkov S.A., Sedyshev S.Yu., Vorontsov M.N. Analysis of the characteristics of random probing signals to solve the problem of target detection on the background clutter. 3<sup>rd</sup> International Conference Noise Radar Technology, NRT-2012. Yalta, Ukraine, September 27-29, 2012. — P. 68–69.
- [6] Борисов В.И. и др. Помехозащищенность систем радиосвязи с расширением спектра сигналов методом псевдослучайной перестройки рабочей частоты. — М.: Радио и связь, 2000. — 384 с.
- [7] Варакин Л.Е. Системы связи с шумоподобными сигналами/ Л.Е. Варакин, М.: Сов. радио, 1985. — 380 с.
- [8] Гантмахер В.Е., Быстров Н.Е., Чеботарев Д.В. Шумоподобные сигналы. Анализ, синтез, обработка — СПб.: Наука и Техника, 2005. — 400 с.
- [9] Котельников В.А. Сигналы с минимальной и максимальной вероятностями обнаружения/ В.А. Котельников, Радиотехника и электроника. — 1959. — № 3. — С. 354–358.
- [10] Охрименко А.Е. Основы радиолокации и радиолокационная борьба/ А.Е. Охрименко. — М.: «Военное издательство МО» Ч1, 1983. — 285 с.
- [11] Радиоэлектронные системы: Основы построения и теория. Справочник. Изд. 2-е./ Ширман Я.Д., Горшков С.А., Леховицкий Д.И., Маляренко С.А., Лещенко С.П., Орленко В.М. Под ред. Я.Д. Ширмана. — М.: Радиотехника, 2007. — 512 с.
- [12] Ткаченко В.П. Комплексное решение проблемы обнаружения, опознавания, распознавания целей, помехозащищенности и живучести радиолокационного вооружения на основе синтеза шумоподобных сигналов/ В.П. Ткаченко, СПб.: МВАА. 2008. — 206 с.
- [13] Sedyshev S.Y., Clutter compensation problem in the LPI radar, Прикладная радиоэлектроника/ S.Y. Sedyshev, S.A. Gorshkov, M.N. Vorontsov. — 2013. — Том 12. — № 3 — С. 133–136.
- [14] Седышев С.Ю., Воронцов М.Н. Расширение диапазона однозначного определения радиальной скорости в импульсно-доплеровских радиолокациях. Четвертый Международный радиоэлектронный форум МРФ-2011, ХНУРЭ, г. Харьков, Украина. 18–21 октября 2011 г.
- [15] Седышев С.Ю. Расширение интервала однозначного определения радиальной скорости в радиолокациях обзора при заданном интервале однозначной дальности/ С.Ю. Седышев, М.Н. Воронцов, Доклады БГУИР. — 2012. — № 6. — С. 76–81.
- [16] Ширман Я.Д., Орленко В.М. Широкополосная активная радиолокация с сигналами различной степени хаотичности/ Я.Д. Ширман, В.М. Орленко, Прикладная Радиоэлектроника. Харьков, том 8. — 2009. — № 4. — С. 426–443.
- [17] Устройство обработки сигнала с однозначным определением дальности и радиальной скорости: пат. 8233 Респ. Беларусь, МПК G01S 13/52/ С.А. Горшков, С.Ю. Седышев, М.Н. Воронцов; заявитель УО «ВАРБ» № u20110635; заявл. 11.08.08; опубл. 12.02.15//Афіцыйны бюл./Нац. центр інтэлектуал. уласнасці. — 2012. — С. 4.
- [18] Седышев С.Ю. Разработка алгоритмов защиты от активных импульсных помех для РЛС со сложным законом модуляции зондирующего сигнала: отчет о НИР/ С.Ю. Седышев, М.Н. Воронцов, Д.А. Дмитренко // Воен. акад. Респ. Беларусь. — Минск, 2013. — 107 с. — Рег. № от 07.06.2013.

Поступила в редколлегия 09.12.2014



**Седышев Сергей Юрьевич**, кандидат технических наук, доцент. В настоящее время профессор кафедры радиолокации и приема-передающих устройств учреждения образования «Военная академия Республики Беларусь». Научные интересы: моделирование, обнаружение измерение и распознавание локационных сигналов.



**Горшков Сергей Анатольевич**, кандидат технических наук, доцент. В настоящее время начальник кафедры радиолокации и приема-передающих устройств учреждения образования «Военная академия Республики Беларусь». Научные интересы: моделирование, обнаружение измерение и распознавание локационных сигналов.



**Воронцов Михаил Николаевич**, магистр технических наук. В настоящее время преподаватель кафедры тактики и вооружения радиотехнических войск учреждения образования «Военная академия Республики Беларусь». Научные интересы: LPI РЛС (low probability of intercept), радиолокационные системы повышенной скрытности, повышение скрытности и живучести средств активной локации.

УДК 621.396.96

**Виявлення цілей в LPI РЛС на тлі відповідних і несинхронних імпульсних завад / С.Ю. Седышев, С.А. Горшков, М.М. Воронцов // Прикладна радіоелектроніка: наук.-техн. журнал. — 2014. — Том 13. — № 4. — С. 380–385.**

Побудова LPI РЛС з шумоподібним квазіортогональними зондувальними сигналами — один з перспективних напрямків розвитку теорії та практики побудови сучасних радіолокаційних систем. У даній статті наведено результати оцінки можливості РЛС з квазішумовими сигналами з виявлення цілей при впливі імпульсних завад. Запропоновано потенційний коефіцієнт заглушення імпульсних завад для радара, який використовує як зондуючий сигнал набір взаємно ортогональних законів модуляції на основі складних кодових послідовностей.

*Ключові слова:* відповідно імпульсна завада, шумоподібні сигнали, взаємно кореляційна функція, коефіцієнт заглушення імпульсних завад, квазіортогональні закони модуляції зондуючого сигналу, середній рівень бічних пелюсток функції неузгодженості.

Л.: 10. Бібліогр .: 18 найм.

UDC 621.396.96

**Target detection in the LPI radar on the background of retaliatory and non-synchronous pulse interference / S.Yu. Sedishev, S.A. Gorshkov, M.N. Vorontsov // Applied Radio Electronics: Sci. Journ. — 2014. — Vol. 13. — № 4. — P. 380–385.**

Building a LPI radar with noise-like quasiorthogonal probing signals is one of the promising directions of development of the theory and practice of building modern radar systems. This paper presents the results of evaluating the potential of a radar with quasinoise signals to detect targets when exposed to impulse interference. A potential factor of suppressing impulse interference for a radar is suggested which uses a set of mutually orthogonal modulation laws as a probing signal on the basis of complex code sequences.

*Keywords:* retaliatory impulse interference, noise-like signals, cross-correlation function, coefficient of surge suppression, quasiorthogonal-laws of modulation of a probing signal, mismatch function average side-lobe level.

Fig.: 10. Ref.: 18 items.

# ПОВЫШЕНИЕ ТОЧНОСТИ АЗИМУТАЛЬНЫХ ИЗМЕРЕНИЙ АЭРОДИНАМИЧЕСКИХ ЦЕЛЕЙ ОБЗОРНЫМИ РАДИОЛОКАЦИОННЫМИ СТАНЦИЯМИ

С.П. ЛЕЩЕНКО, К.А. ЛУКИН, П.Л. ВЫПЛАВИН

Рассматривается влияние флуктуаций амплитуды отраженного сигнала, характерных для аэродинамических целей, на точность азимутальных измерений. Для уменьшения влияния этих флуктуаций предлагается использовать дискриминаторный обнаружитель, основанный на двухканальном измерении азимута цели. Представлены возможные схемы реализации дискриминаторного обнаружителя и приведены результаты математического моделирования, подтверждающие предложенный метод.

*Ключевые слова:* моноимпульсная РЛС, азимут цели, дискриминаторный обнаружитель, флюктуирующая цель.

## ВВЕДЕНИЕ

Практически во всех обзорных радиолокационных станциях обнаружения воздушных целей используется одноканальное измерение азимута. При регулярных измерениях потенциальная точность одноканального измерителя не уступает точности многоканального. Частным случаем многоканального моноимпульсного измерения является двухканальное [1, 2]. На практике азимутальные измерения азимута аэродинамических целей не являются регулярными. К нарушению регулярности приводят амплитудные флюктуации отраженного сигнала, в результате чего апостериорная плотность вероятности измеряемого параметра может стать неунимодальной и недифференцируемой. Различают медленные и быстрые флюктуации амплитуды отраженного сигнала. Медленные флюктуации обусловлены изменением ориентации цели относительно РЛС за счет наличия рысканий при полете в турбулентной атмосфере. Быстрые флюктуации, как правило, связаны с наличием на цели быстровращающихся элементов — лопастей воздушных винтов и лопаток компрессоров (турбин), а также вибрацией корпуса, обусловленные с одной стороны работой двигателя, а с другой — механическими колебаниями планера цели [2, 3]. В литературе быстрые флюктуации отраженных от аэродинамических целей сигналов нередко называют «турбинной», «пропеллерной» или «ротаторной» модуляцией. Нерегулярность измерений приводит к возникновению дополнительных ошибок измерений. В специальной литературе это явление рассматривается, однако, в известных нам работах, результатов их детального анализа не приводится.

В данной работе на основе детального математического моделирования проведен анализ влияния амплитудных флюктуаций отраженных от аэродинамических объектов сигналов на точность одноканальных измерений азимута. Кроме того, изучены возможности применения двухканальных измерителей азимута в обзорных радиолокационных станциях для уменьшения ошибок измерения азимута.

## 1. ОДНОКАНАЛЬНЫЙ ИЗМЕРИТЕЛЬ АЗИМУТА

При одноканальном измерении угловой координаты, в рассматриваемом случае — азимута цели используется зависимость амплитуды принятого сигнала от разности углов между направлением на цель и направлением максимума результирующей диаграммы направленности антенны. При равномерном вращении антенны происходит модуляция пачки отраженных радиоимпульсов диаграммой направленности антенны. Азимут цели определяется как  $\beta_{ц} = \Delta t_{ц} \Omega$ , где  $\Delta t_{ц}$  — время, прошедшее от момента, когда максимум диаграммы направленности антенны был направлен на север и обнаружением максимума амплитуды в пачке отраженных радиоимпульсов,  $\Omega$  — угловая скорость вращения антенны [1]. Для нефлюктуирующей цели и достаточно большого отношения сигнал-шум, форма огибающей отраженных радиоимпульсов представляет собой гладкую унимодальную функцию. Ошибки измерения азимута цели в таких условиях определяются только воздействием тепловых шумов. При наличии амплитудных флюктуаций, форма пачки искажается, что приводит к возникновению дополнительных ошибок измерения даже в отсутствие шумов приема.

Анализ особенностей азимутальных измерений производился с использованием математической модели расчета отраженных радиолокационных сигналов от набора аэродинамических целей BSS [4]. Модель учитывает основные параметры РЛС, моделирует полет аэродинамической цели в турбулентной атмосфере и позволяет рассчитывать отраженные сигналы с учетом наличия быстровращающихся элементов цели. Исследовались модели целей 5 типов: точечная нефлюктуирующая цель, крылатая ракета ALCM, турбореактивный самолет Ту-16, турбовинтовой самолет Ан-26 и вертолет АН-64 «Апач». Моделировался полет для турбулентности атмосферы соответствующей ясной погоде. На рис. 1 показаны графики изменения углов ориентации цели в этих условиях. (Так как нас интересуют углы ориентации цели относительно

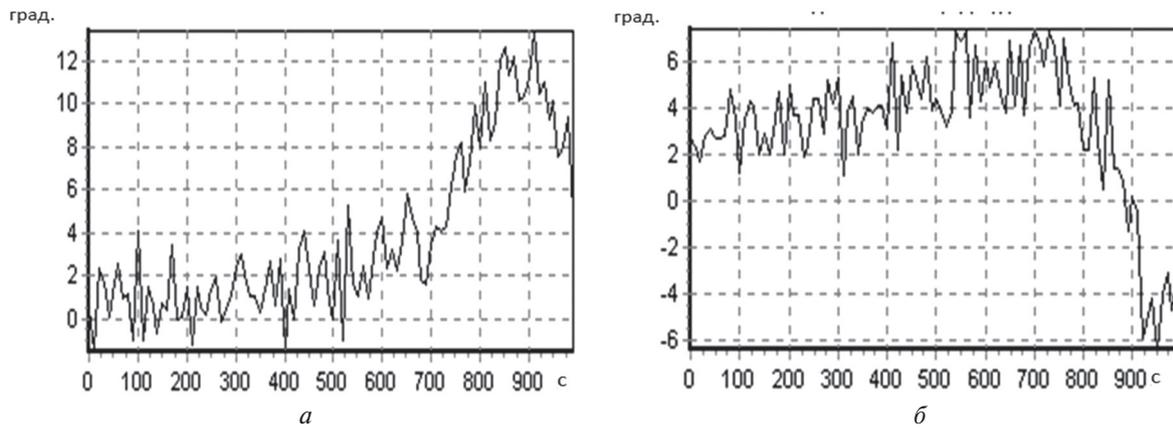


Рис. 1. Изменение углов ориентации цели относительно линии визирования при полете в турбулентной атмосфере: псевдокрена (*а*), и псевдотангажа (*б*)

линии визирования, а не земной поверхности, то соответствующие углы названы псевдокреном и псевдотангажом). Случайные изменения этих углов являются источниками медленных флюктуаций отраженных сигналов. Моделировалась работа РЛС, работающей при длине волны  $\lambda = 5$  см, частоте повторения зондирующих импульсов  $F_{\text{п}} = 365$  Гц, периоде обзора пространства  $T_{\text{обз}} = 10$  с. На рис. 2 представлены примеры огибающих пачек отраженных сигналов от целей указанных типов при отношении сигнал-шум 100 дБ, когда влиянием шумов приема можно пренебречь. На рис. 2, а показана огибающая для нефлюктуирующей цели. Аналогичную форму огибающей имеют и большинство пачек отраженных сигналов от крылатой ракеты, двигателя которой практически не создает эффекта «турбинной» модуляции. Огибающие пачек отраженных сигналов от самолетов Ту-16, Ан-26 и вертолета (рис. 2, б, в, г) сильно искажены за счет быстрых флюктуаций, обусловленных наличием «турбинной» и «пропеллерной» модуляции.

Пример проявления медленных флюктуаций показан на рис. 2, д, е, на примере огибающих пачек отраженных сигналов для крылатой ракеты. Реализации, подобные показанным, наблюдаются относительно редко, примерно в 10% случаев. Обычно существенные искажения формы огибающей происходят при ориентации провалов в диаграмме обратного вторичного излучения цели в направлении на РЛС. Очевидно, что измерения азимута цели по представленным на рис. 2, б-е огибающим пачек отраженных сигналов будет приводить к большим ошибкам. На практике задача измерения несколько облегчается за счет сглаживающего воздействия некогерентного накопителя, который присутствует во многих обзорных РЛС. На рис. 3, а, б показаны формы огибающих накопленных пачек отраженных импульсов на выходе некогерентного накопителя при воздействии на его вход пачек отраженных сигналов от самолета Ан-26 и вертолета, представленные на рис. 2, в, г соответственно.

Нетрудно заметить, что при использовании накопителя, кроме сглаживания формы огиба-

ющей, происходит смещение максимума огибающей вправо, что равносильно возникновению дополнительной систематической ошибки измерения азимута. При этом флюктуационная ошибка измерений полностью не убирается. При одноканальных измерениях азимута на практике сталкиваются еще с одним неприятным явлением – дроблением пачки импульсов, когда при обнаружении принимается решение об обнаружении не одной, а нескольких целей. При этом измерение азимута будут правильными только для одной – истинной цели. Ошибки измерения азимута ложных целей могут превышать угловой размер диаграммы направленности антенны.

Уменьшить влияние амплитудных флюктуаций на точность измерения азимута в одноканальных радиолокационных измерителях не представляется возможным. Выходом из ситуации является переход к многоканальному, и в частности, к двухканальному моноимпульсному измерению.

## 2. ДВУХКАНАЛЬНЫЙ МОНОИМПУЛЬСНЫЙ ИЗМЕРИТЕЛЬ АЗИМУТА

Различают фазовые и амплитудные двухканальные измерители угловых координат. Потенциальные характеристики этих измерителей одинаковые и выбор в пользу одного или другого обычно делается исходя их конструктивных особенностей РЛС.

Двухканальное измерение азимута, в отличие от двухканального измерения угла места в обзорной РЛС сталкивается с дополнительными трудностями. В такой РЛС осуществляется постоянный разворот антенны по азимуту, т. е. по измеряемой величине. Это приводит к непрерывному изменению амплитудно-фазовых соотношений сигналов в суммарно-разностных каналах и соответственно к невозможности накопления сигнала в измерительном канале. Все измерения должны осуществляться по каждому отраженному импульсу отдельно. Накопление амплитуд сигналов становится невозможным. Кроме того, отсчет угловой координаты должен

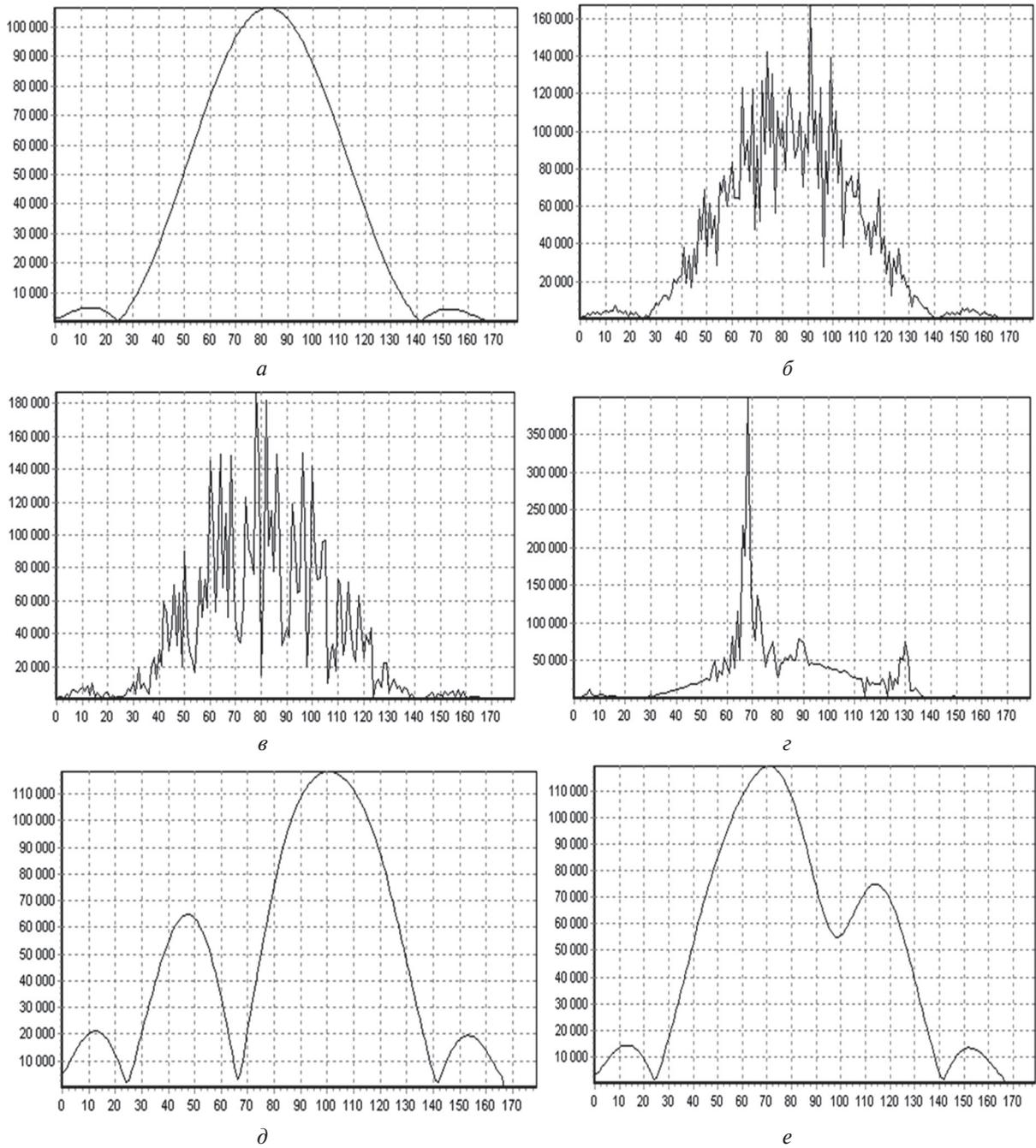


Рис. 2. Примеры огибающих пачек отраженных сигналов для нефлюктуирующей цели (а), самолета Ту-16 (б), самолета Ан-26 (в), вертолета «Апач» (д), крылатой ракеты (д, е)

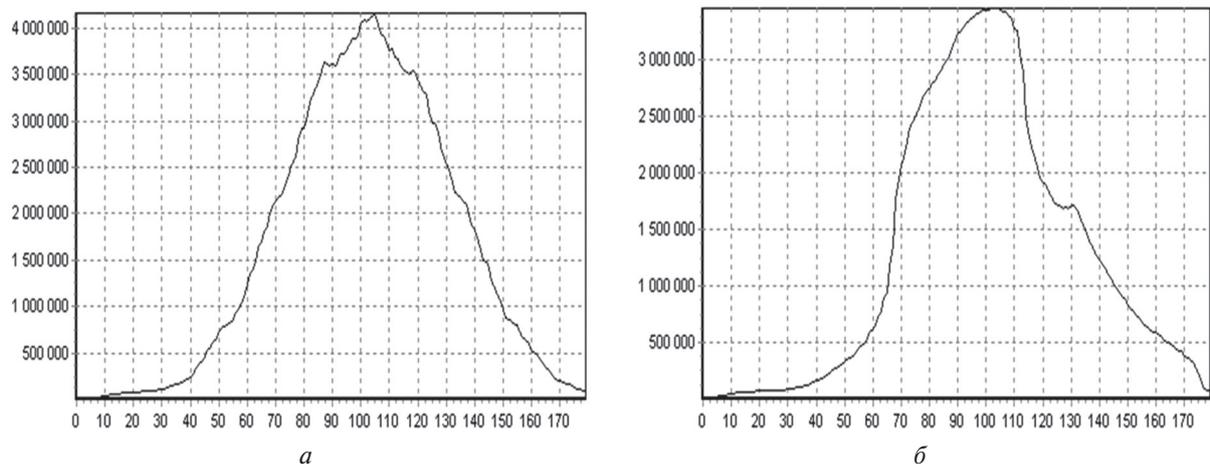


Рис. 3. Примеры огибающих пачек отраженных сигналов на выходе некогерентного накопителя для самолета Ан-26 (а), вертолета «Апач» (б)

производиться для произвольного положения цели относительно нормали к раскрытию антенны, а не только для случая нахождения ее на равносигнальном направлении.

Получим выражение для измерения азимута применительно к амплитудной схеме двухканального измерителя азимута. Пусть диаграммы направленности каждого канала описываются гауссоидами. Направления максимумов разнесены на угол  $\pm\Theta$  относительно нормали (рис. 4).

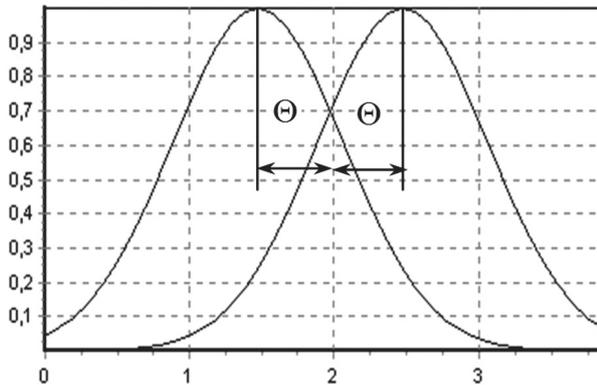


Рис. 4. Диаграммы направленности каналов двухканального амплитудного измерителя

Напряжение в разностном канале описывается выражением

$$U_{\Delta}(t) = e^{-a[\beta(t)-\Theta]^2} - e^{-a[\beta(t)+\Theta]^2} = e^{-a[\beta(t)^2 + \Theta^2]} (e^{2a\beta(t)\Theta} - e^{-2a\beta(t)\Theta}),$$

где  $a$  — постоянный коэффициент, определяющий ширину диаграммы направленности одного канала;  $\beta(t)$  — угловое смещение цели относительно равносигнального направления.

Аналогично, напряжение в суммарном канале:

$$U_{\Sigma}(t) = e^{-a[\beta(t)-\Theta]^2} + e^{-a[\beta(t)+\Theta]^2} = e^{-a[\beta(t)^2 + \Theta^2]} (e^{2a\beta(t)\Theta} + e^{-2a\beta(t)\Theta}).$$

Нормированное напряжение разностного канала

$$U'_{\Delta}(t) = \frac{U_{\Delta}(t)}{U_{\Sigma}(t)} = \frac{e^{2a\beta(t)\Theta} - e^{-2a\beta(t)\Theta}}{e^{2a\beta(t)\Theta} + e^{-2a\beta(t)\Theta}} = \frac{e^{4a\beta(t)\Theta} - 1}{e^{4a\beta(t)\Theta} + 1}. \quad (1)$$

Решая уравнение (1) относительно  $\beta(t)$ , получаем

$$\beta(t) = \frac{1}{4a\Theta} \ln \left( \frac{1 + U'_{\Delta}(t)}{1 - U'_{\Delta}(t)} \right).$$

Тогда, с учетом мгновенного положения антенны  $\beta_a(t)$  получаем выражение для измерения азимута цели

$$\beta_{ц}(t) = \beta_a(t) + \beta(t) = \beta_a(t) + \frac{1}{4a\Theta} \ln \left( \frac{1 + U'_{\Delta}(t)}{1 - U'_{\Delta}(t)} \right). \quad (2)$$

Для импульсного зондирования пространства формула (2) принимает вид

$$\beta_{цi} = \beta_{ai} + \frac{1}{4a\Theta} \ln \left( \frac{1 + U'_{\Delta i}}{1 - U'_{\Delta i}} \right).$$

Можно показать, что для фазового двухканального измерителя, аналогичное выражение имеет вид

$$\beta_{цi} = \beta_{ai} + \arcsin \left[ \frac{\lambda \arctan(U'_{\Delta i})}{\pi d} \right],$$

где  $\lambda$  — длина волны,  $d$  — расстояние между фазовыми центрами антенн измерительных каналов.

Заметим, что значение  $U'_{\Delta}(t)$  является функцией углового смещения цели от равносигнального направления и не зависит от амплитуды сигнала. Следовательно, амплитудные флуктуации сигнала на результат работы двухканального измерителя не влияют.

Как было сказано ранее, при вращении антенны по азимуту накопление энергии отраженных сигналов становится невозможным и измерение угла нужно производить по каждому принятому импульсу отдельно. Так как отношение сигнал-шум для одного импульса низкое, то такие однократные измерения будут иметь невысокую точность. Для уменьшения ошибок целесообразно осуществлять усреднение измерений азимута по совокупности отраженных импульсов в пределах длительности пачки. Лучшие показатели обеспечивает взвешенное усреднение. При этом вес  $i$ -го измерения должен определяться энергией  $i$ -го импульса

$$\bar{\beta} = \frac{1}{\sum_{i=1}^N \mathcal{E}_i} \sum_{i=1}^N \mathcal{E}_i \beta_i, \quad (3)$$

где  $N$  — число импульсов в пачке.

Актуальным для измерения является определение момента съема отсчета азимута, т. е. момент обнаружения цели. Как было указано ранее, при использовании обычной схемы обнаружителя радиолокационных сигналов с накоплением импульсов, решение об обнаружении цели принимается с некоторым запаздыванием (что и определяет появление систематической ошибки). Причем это запаздывание не является постоянным. Оно зависит от отношения сигнал-шум, типа цели и ряда других факторов. Это не позволяет точно определить момент времени прохождения равносигнального направления антенны через направление на цель. Последующее моделирование показало, что даже незначительные ошибки определения требуемого момента съема оценок координат приводят к существенным ошибкам измерения азимута.

### 3. ДИСКРИМИНАТОРНЫЙ ОБНАРУЖИТЕЛЬ-ИЗМЕРИТЕЛЬ АЗИМУТА

Исходя из этого, была предложена схема нового, дискриминаторного обнаружителя сигналов, основанная не на накоплении и сравнении с порогом амплитуды отраженных сигналов, а на

накоплении и последующей пороговой обработке одиночных угловых измерений. Принцип его работы состоит в следующем. При измерении моноимпульсным методом углового смещения цели относительно равносигнального направления в отсутствие полезного сигнала, случайные оценки углового смещения имеют нулевое математическое ожидание. При равномерном вращении антенны и прохождении направления на цель, математическое ожидание оценок изменяется в соответствии с дискриминаторной характеристикой, а дисперсия оценок уменьшается пропорционально отношению сигнал шум. Сказанное иллюстрирует график изменения оценок углового смещения цели относительно равносигнального направления при вращении антенны (рис. 5). График получен применительно к моделированию измерения углового положения модели крылатой ракеты. Отношение сигнал-

шум – 30 дБ. Истинное положение цели –  $2^\circ$ . Таким образом, становится возможной последующая корреляционная или фильтровая обработка. При фильтровой обработке импульсная характеристика фильтра должна соответствовать зеркальному отражению дискриминаторной характеристики. Возможный вид импульсной характеристики  $\vartheta$  представлен на рис. 6.

Структурная схема предложенного обнаружителя – измерителя азимута представлена на рис. 7.

Последующее моделирование показало, что предложенная схема обнаружителя – измерителя позволяет в несколько раз уменьшить среднеквадратическую ошибку измерения азимута, однако имеет существенные потери в обнаружении по сравнению с «классической» схемой обнаружителя, осуществляющего амплитудное накопление сигнала. Для оценки этих потерь выполнено

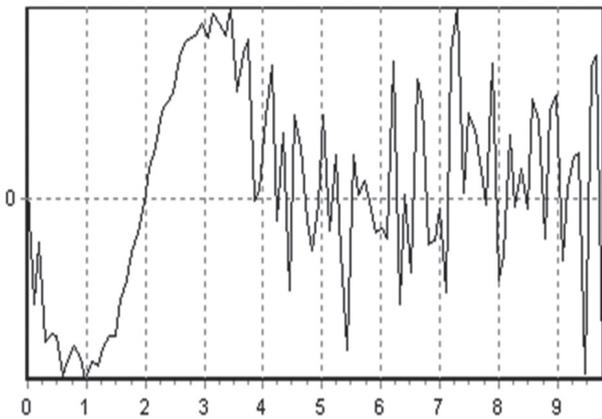


Рис. 5. Реализация оценок углового смещения цели относительно равносигнального направления

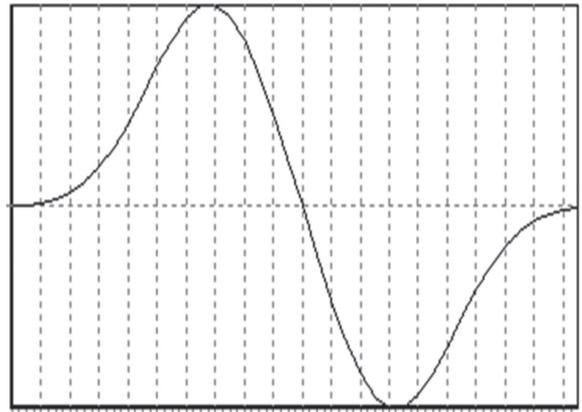


Рис. 6. Импульсная характеристика дискриминаторного обнаружителя

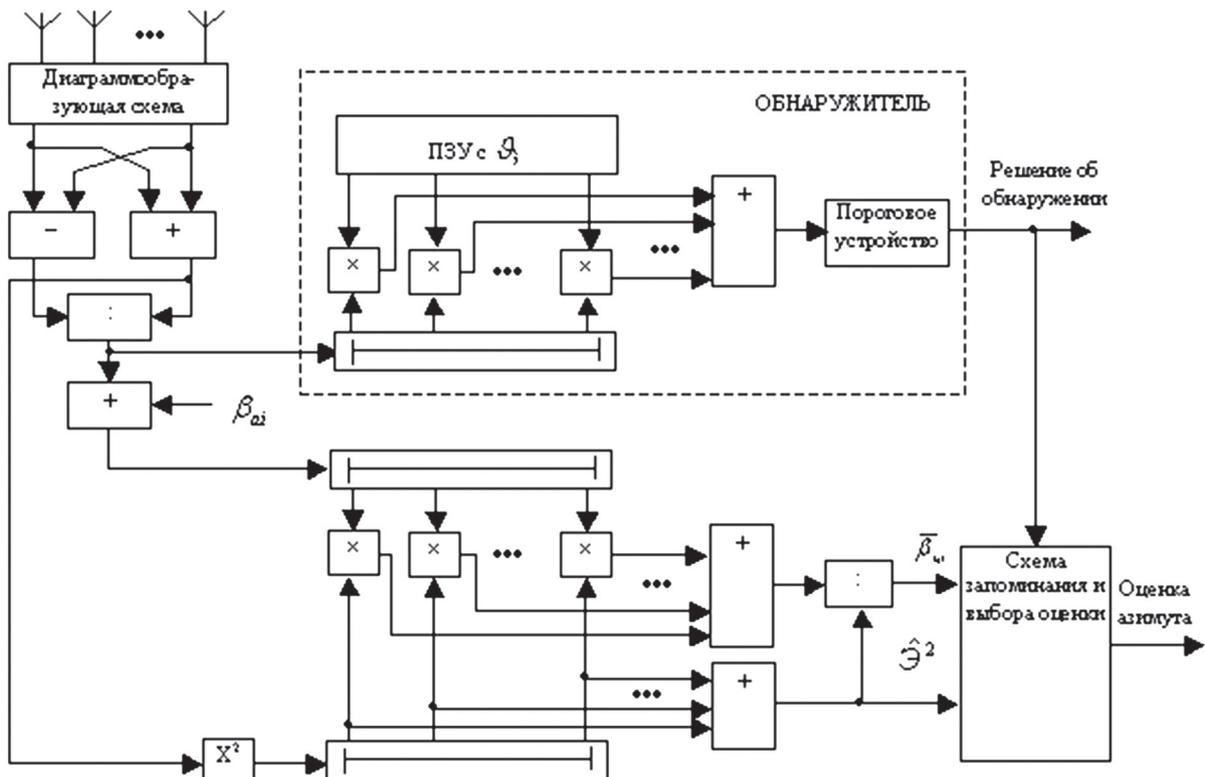


Рис. 7. Структурная схема предложенного обнаружителя-измерителя азимута

моделирование работы РЛС на длине волны 5 см, с шириной диаграммы направленности антенны по азимуту  $1^\circ$ , и скоростью вращения антенны 6 об/мин. Полученные кривые обнаружения представлены на рис. 8. Видно, что величина потерь равна 5–13 дБ в зависимости от типа цели, что не приемлемо на практике. Поэтому нами предложен компромиссный вариант, состоящий в использовании двух обнаружителей – дискриминаторного и «классического». При этом, измерение азимута осуществляется традиционным методом в случае необнаружения цели дискриминаторным обнаружителем. При таком построении аппаратуры исключаются потери в обнаружении, а величина ошибок измерения азимута обнаруженной цели может быть снижена в несколько раз. Для иллюстрации этого предложения на рис. 9 представлены зависимости ошибок измерения азимута от отношения сигнал-шум для комбинированного обнаружителя-измерителя, полученные путем моделирования. Из графиков видно, что при малых значениях отношения сигнал-шум, когда обнаружение осуществляется в основном «классическим» обнаружителем, улучшения в точности измерений не наблюдается. Выигрыш в точности измерения проявляется при увеличении отношения сигнал-шум более 13 дБ на один импульс, а при отношении сигнал-шум 30 дБ выигрыш достигает 8 раз!

### ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Как показал анализ, характерной особенностью одноканального измерения азимута воздушных целей является наличие специфических ошибок, вызванных быстрыми и медленными флюктуациями амплитуды отраженных сигналов. Для устранения указанных ошибок предложено применение многоканальное (в частности, двухканальное) измерение азимута. Однако при механическом повороте антенны по азимуту реализация таких систем вызывает затруднения. Поэтому переход к двухканальному измерению азимута аэродинамических целей становится возможным после применения предложенной комбинированной схемы обнаружителя-измерителя, что также позволяет существенно уменьшить ошибки измерения в обзорных радиолокаторах.

### Литература

- [1] Теоретические основы радиолокации / Под ред. Я.Д. Ширмана. Учебное пособие для вузов. – М.: Сов. радио, 1970. – 566 с.
- [2] Справочник. Радиоэлектронные системы. Основы построения и теория / Под ред. Я.Д. Ширмана. – М.: ЗАО «Маквис», 1998. – 828 с.
- [3] Справочник по радиолокации / Под ред. М. Скольника / Пер. с англ. (в четырех томах). – М.: Сов. Радио, 1976, т. 1. – 456 с.
- [4] S.A. Gorshkov, S.P. Leschenko, V.M. Orlenko, S.Y. Sedyshev, Y.D. Shirman Radar Target Backscattering Simulation Software and User's Manual. – Boston-London. Artech House, 2002. – 71 p.

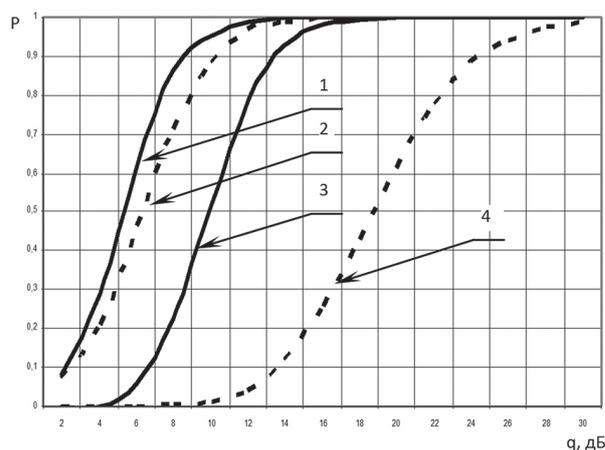


Рис. 8. Кривые обнаружения: 1 – обнаружение крылатой ракеты «классическим» обнаружителем, 2 – обнаружение вертолета «классическим» обнаружителем, 3 – обнаружение крылатой ракеты дискриминаторным обнаружителем, 4 – обнаружение вертолета дискриминаторным обнаружителем

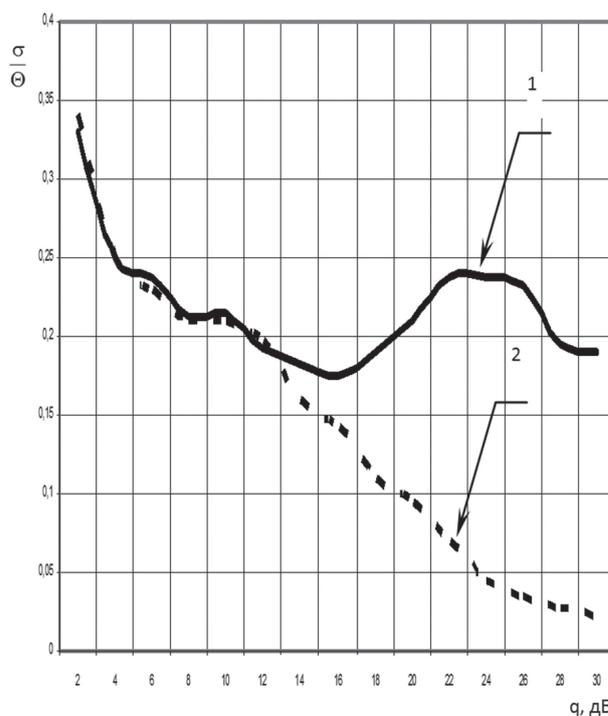


Рис. 9. Зависимость нормированной ошибки измерения азимута вертолета от отношения сигнал-шум, 1 – для «классического» обнаружителя – измерителя; 2 – комбинированного

- [5] Computer Simulation of Aerial Target Radar-Scattering, Recognition, Detection, and Tracking/Y.D. Shirman, S.A. Gorshkov, S.P. Leshchenko, V.M. Orlenko, S.Y. Sedyshev, O.I. Sukharevskiy/Y.D. Shirman editor. – Boston-London. Artech House, 2002. – 294 p.

Поступила в редколлегию 5.12.2014



**Лещенко Сергей Петрович**, доктор технических наук, профессор, ведущий научный сотрудник Научного центра Харьковского университета Воздушных Сил. Научные интересы: моделирование сложных радиолокационных систем.



**Лукин Константин Александрович**, доктор физико-математических наук, профессор, заведующий отделом нелинейной динамики электронных систем Института радиопизики и электроники им. А.Я. Усикова НАН Украины. Fellow IEEE, руководитель исследовательской группы «Шумовая радарная технология» научно-исследовательского агентства НАТО. Научные интересы: генерация динамического хаоса и хаотических сигналов, шумовая радарная технология и наземные РСА для дистанционного зондирования, антенны с синтезированием луча.



**Выплавин Павел Леонидович**, кандидат физико-математических наук, научный сотрудник лаборатории нелинейной динамики электронных систем Института радиопизики и электроники им. А.Я. Усикова НАН Украины. Научные интересы: шумовая радиолокация, генерация и обработка случайных сигналов, РСА изображения, антенные решетки.

УДК 621.391

**Підвищення точності вимірювань азимуту аеродинамічних цілей в оглядових радіолокаційних станціях** / С.П. Лещенко, К.А. Лукін, П.Л. Выплавін // Прикладна радіоелектроніка: наук.-техн. журнал. — 2014. — Том 13. — № 4. — С. 386–392.

Розглядається вплив специфічних, для аеродинамічних цілей амплітудних флуктуацій, на точність азимутальних вимірювань. Для зменшення впливу цих флуктуацій пропонується використовувати двоканальний метод вимірювання азимута мети. Наведено можливі схеми реалізації та результати математичного моделювання, що підтверджують ефективність запропонованого методу

*Ключові слова:* моноімпульсна РЛС, азимут цілі, дискримінаційний виявляч, флуктуаційна ціль.

Л.: 9. Бібліогр.: 5 найм.

UDC 621.391

**Enhancement of azimuth measurement accuracy of aerodynamic targets by surveillance radars** / S.P. Leshchenko, K.A. Lukin, and P.L. Vyplavin // Applied Radio Electronics: Sci. Journ. — 2014. — Vol. 13. — № 4. — P. 386–392.

The influence of amplitude fluctuations typical of aerodynamic targets on the azimuth measurements accuracy has been considered. To reduce the influence of these fluctuations, application of two-channel method for target azimuth measuring is suggested. Possible implementation schemes and results of mathematical modelling have been presented to confirm the efficiency of the proposed method.

*Keyword:* monopulse radar, target azimuth, discriminator detector, fluctuating target.

Fig.: 9. Ref.: 5 items.

## ИСКАЖАЮЩИЕ ФАКТОРЫ ДИСКРЕТНЫХ ЧАСТОТНО-МАНИПУЛИРОВАННЫХ СИГНАЛОВ С ЛЧМ ДИСКРЕТАМИ И СПОСОБЫ ИХ АДАПТИВНОЙ КОМПЕНСАЦИИ В АКТИВНЫХ АНТЕННЫХ РЕШЕТКАХ

Е.Н. БУЙЛОВ, С.А. ГОРШКОВ, С.Ю. СЕДЫШЕВ

Проведен анализ потенциальных возможностей и вариантов адаптивной цифровой компенсации искажений широкополосных дискретных частотно-манипулированных сигналов с линейно-частотно-модулированными дискретами в активных антенных решетках.

*Ключевые слова:* дискретные частотно-манипулированные сигналы, линейно-частотно-модулированные дискреты, активная антенная решетка.

### ВВЕДЕНИЕ

60 лет прошло со времен проведения первых опытов по сжатию линейно-частотно-модулированных (ЛЧМ) сигналов в Харькове, под руководством профессора Я.Д. Ширмана и аналогичных работ в США [1–3]. Уже в течение первых десяти лет использования таких сигналов, был преодолен рубеж по ширине спектра в несколько сотен мегагерц [4]. Применены варианты фильтровой и корреляционно-фильтровой обработки. Сегодня сложные широкополосные сигналы используются в радиолокационных станциях (РЛС) различного назначения. С учетом достигнутых разрешающих способностей по дальности 10 см и менее, ширина спектра сигнала  $\Delta f_0$  таких РЛС может составлять более 1.5 ГГц [5]. В настоящее время для расширения полосы вместо линейной частотной модуляции применяют более сложные дискретные частотно-манипулированные сигналы (ДЧМС) с дискретами в виде простых прямоугольных радиоимпульсов, в связи с относительной простотой формирования и обработки таких сигналов с базами  $B$  свыше  $10^6$ . Их свойства при лестничной и псевдохаотической манипуляции, а также особенности их обработки приведены в [3], [6–10]. Однако использование рассматриваемых ДЧМС требует необходимости учета различных искажающих факторов, вызываемых: изменением углового положения целей относительно нормали активных антенных решеток (ААР); вариацией скорости движения целей; вращением объекта или элементов его конструкции; влиянием размера наблюдаемого объекта на величину частотного скачка  $\delta f_d$ ; неидентичностью частотных характеристик приемно-передающих элементов ААР. В работах С.П. Лещенко исследованы искажения ДЧМС, возникающие при наблюдении движущихся и вращающихся объектов. Возможности компенсации возникающих искажений ДЧМС существенно расширяются при использовании в них ЛЧМ дискретов.

Цель настоящей статьи заключается в анализе потенциальных возможностей и вариантов

адаптивной цифровой компенсации искажений ДЧМС с ЛЧМ дискретами относительно нормали ААР.

### 1. ИЗМЕНЕНИЕ УГЛОВОГО ПОЛОЖЕНИЯ ЦЕЛЕЙ ОТНОСИТЕЛЬНО НОРМАЛИ ААР

Вариации углового положения цели относительно нормали к раскрытию антенной решетки  $\theta$  приводят к возникновению временных запаздываний между соседними приемно-передающими элементами, находящимися на расстоянии  $d$  друг от друга. Для широкополосных антенн данные запаздывания должны быть скомпенсированы последовательно и на передачу, и на прием.

**1.1. Запаздывание ДЧМС по апертуре на передачу.** Для широкополосных крупноапертурных антенн, у которых произведение ширины полосы сигнала  $\Delta f_0$  (см. рис. 1) на максимальное запаздывание по апертуре много больше единицы, компенсации сдвигов фаз оказывается недостаточно. Поэтому переходят к компенсации временных сдвигов между приемно-передающими элементами или модулями. В последнем случае внутри модуля сохраняется управление фазами (см. рис. 2).

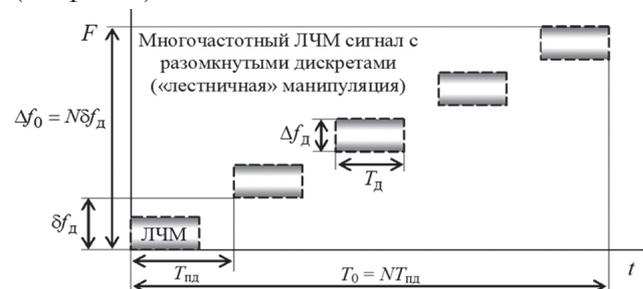


Рис. 1. Частотно-временная диаграмма Габора одиночного ДЧМС с ЛЧМ дискретами

На рис. 1 представлены следующие параметры ДЧМС с ЛЧМ дискретами:  $T_d$  и  $\Delta f_d$  — длительность и ширина спектра одиночного ЛЧМ дискрета, соответственно;  $N$  — число дискретов;  $T_{пд}$  — период повторения дискретов;  $T_0$  — длительность сигнала.

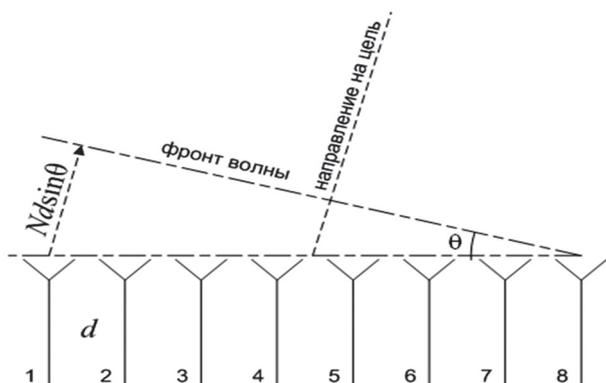


Рис. 2. Антенная решетка

Для компенсации временного запаздывания на передачу обычно производят коммутируемое изменение электрических длин трактов от усилителей к излучающим элементам (Кобра Дейн) [11].

Возникающие при этом недостатки: необходимость использования вспомогательного кабельного хозяйства; дополнительное затухание излучаемого сигнала; дискретность установки угла диаграммы направленности антенны (ДНА).

На современном этапе развития технологий цифро-аналогового формирования сигналов более прогрессивным является вариант хранения в памяти законов модуляции с различной задержкой. Такой вариант позволяет освободиться от дополнительного кабельного хозяйства и затухания. Однако, по-прежнему сохраняется дискретность угла установки луча, которая снижается с увеличением числа хранимых сигналов с различными задержками.

Наиболее гибким способом, позволяющим реализовать управление лучом с наименьшей дискретностью, является переход к ДЧМС с ЛЧМ дискретами и их частотным смещением (свойства таких сигналов подробно рассмотрены в [12]). Известно, что для ЛЧМ сигнала существует частотно-временная зависимость (см. рис. 3):

$$\delta\tau = \frac{T_d}{\Delta f_d} \delta f_d, \quad (1)$$

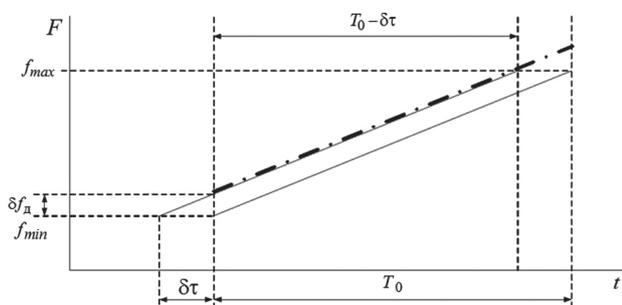


Рис. 3. Частотно-временная зависимость для фиксированного углового направления

Для согласования  $k$ -го модуля линейной ААР с угловым направлением  $\theta$  потребуется временной сдвиг  $\delta\tau = kd \sin(\theta) / c$ , который может быть заменен частотным сдвигом

$$\delta f_k(\theta) = \frac{\Delta f_d kd \sin(\theta)}{T_d c}, \quad (2)$$

где  $c$  – скорость света в вакууме.

Такой сигнал, кроме преимущества в точности угла установки ДНА, может обеспечить и более гибкий выбор частотно-временных параметров. При излучении в направлении  $\theta$  относительно нормали к апертуре сигнал в  $k$ -м излучающем элементе сдвигается на фиксированную частоту  $\delta f_k(\theta)$ .

Для рассматриваемого примера максимальное значение корректирующей поправки около 33.5 кГц. Оно получается при ширине спектра  $\Delta f_d = 10$  МГц и длительности  $T_d = 2$  мкс одиночного дискрета, апертуре антенны 4 м и угле отклонения луча  $30^\circ$ .

Минимальное значение корректирующей поправки составляет около 0.1 Гц. Данное значение соответствует ширине спектра  $\Delta f_d = 2$  МГц и длительности одиночного дискрета  $T_d = 100$  мкс, апертуре антенны 4 м и минимальном угле отклонения луча от заданного направления, соответствующем точности его установки  $\sim 0.02^\circ$ .

Для получения такой поправки необходимо иметь в составе формирователя сигнала прецизионный цифровой формирователь частоты.

**1.2. Запаздывание ДЧМС по апертуре на прием.** При корреляционно-фильтровом способе обработки ДЧМС предполагается частотная деманипуляция принятого сигнала с переносом принимаемых ЛЧМ дискретов на промежуточную частоту. При этом, как известно, временные запаздывания  $\delta\tau(\theta) = 2kd \sin(\theta) / c$  отраженного сигнала с углового направления  $\theta$  для  $k$ -го приемно-передающего модуля (ППМ) трансформируются в частотные сдвиги, характеризующиеся межпериодным набегом фазы

$$\Delta\varphi_{ak}(\theta) = 2\pi \left( \frac{\Delta f_d \delta\tau_k(\theta)}{T_{пд}} \right) T_{пд} \quad (3)$$

– эквивалентный времени запаздывания между-периодный набег фазы ДЧМС после частотной демодуляции;  $\left( \frac{\Delta f_d \delta\tau_k(\theta)}{T_{пд}} \right)$  – эквивалент доплеровского сдвига частоты.

При организации приема отраженного сигнала с углового направления  $\theta$  в  $k$ -м ППМ после частотной деманипуляции необходимо компенсировать возникшие фазовые набегии путем цифрового комплексного умножения каждого дискрета дальности, принятого в  $n$ -м периоде следования сигнала, на фазовый набег  $\exp(-jn\Delta\varphi_{ak}(\theta))$ .

Так как частотные поправки, введенные при излучении сигнала, не устраняют его запаздывание по апертуре, а лишь делают синфазным фронт излученной волны, то на приеме компенсируется удвоенное запаздывание. При этом ис-

кусственно введенные при управлении лучом на передачу частотные поправки  $\delta f_k(\theta)$  необходимо устранить путем комплексного цифрового умножения сигнала в  $k$ -м ППМ на  $\exp(-j2\pi\delta f_k(\theta)i\delta t)$ . Здесь  $\delta t$  – интервал временной дискретизации принятого сигнала, определяемый шириной полосы одиночного частотного дискрета  $\delta t \leq 1/\Delta f_d$ , а  $i$  – его текущий номер от начала приема отраженного сигнала. Объединяя корректирующие поправки, введенные на излучение и прием, получим для  $n$ -го периода повторения

$$A_{k,i,n}(\theta) = \exp\{-j[2\pi\delta f_k(\theta)i\delta t + n\Delta\phi_{ak}(\theta)]\} = \exp\left\{-j2\pi\left(\frac{\Delta f_d i\delta t}{T_d} + 2n\Delta f_d\right)\frac{kd \sin(\theta)}{c}\right\}. \quad (4)$$

## 2. ВАРИАЦИЯ СКОРОСТИ ДВИЖЕНИЯ ЦЕЛЕЙ

Если цель приближается или удаляется, то это приводит к временному сжатию или растяжению отраженного от нее сигнала. Для узкополосных сигналов достаточно компенсации доплеровского сдвига на центральной частоте  $f_0$ . Для широкополосных сигналов (ШПС) можно использовать приближенный учет трансформации временного масштаба, проявляющийся в доплеровском смещении каждой  $n$ -й частотной составляющей

$$F_{d_n} = \frac{2\hat{V}_r}{c} f_n = \frac{2\hat{V}_r}{c} (f_0 + n\delta f_d) \quad (5)$$

и в междупериодном временном смещении парциальных радиоимпульсов  $\Delta t_r = 2T_{пд} \hat{V}_r / c$ , где  $\hat{V}_r$  – оценка радиальной скорости цели.

Если максимальная скорость цели 8000 м/с, центральная частота сигнала 10 ГГц, а ширина спектра 1 ГГц, то частота коррекции для разных частотных составляющих сигнала должна изменяться в диапазоне 26.7 кГц относительно центрального значения 533.3 кГц.

Междупериодный временной сдвиг составит при периоде повторения 20 мкс около 1.1 нс. Если число излучаемых импульсов когерентной многочастотной последовательности составит  $N = 1000$ , то суммарный временной сдвиг сигналов составит около 1.1 мкс.

Ошибка в определении радиальной скорости цели при вычислении значений корректирующих частот и междупериодных сдвигов приводит к радиальному смещению дальностного портрета (если частота сигнала изменяется по ступенчатому закону) и снижению разрешения по дальности.

При ошибке по радиальной скорости  $\delta V_r$ , величина «скоростного» смещения по дальности  $r_v$  определяется периодом повторения  $T_{пд}$  и скачком частоты  $\delta f_d$  одиночного дискрета:

$$r_v = -f_0 \frac{T_{пд}}{\delta f_d} \delta V_r. \quad (6)$$

Разница радиальных смещений на каждой из частот приводит к расширению сжатого импульса и уменьшению его амплитуды. Разрешающая способность по дальности определяется в данном случае с поправкой:

$$\Delta r = \frac{c}{2N\delta f_d} + NT_{пд} \delta V_r, \quad (7)$$

где  $NT_{пд} \delta V_r$  – скоростная поправка к разрешению по дальности.

На рис. 4 показан дальностный портрет цели, состоящей из двух блестящих точек (БТ) разной амплитуды, разнесенных по дальности на 5 м при полосе сигнала  $\Delta f_0 = 1$  ГГц (потенциальное разрешение по дальности  $\Delta r = 15$  см).

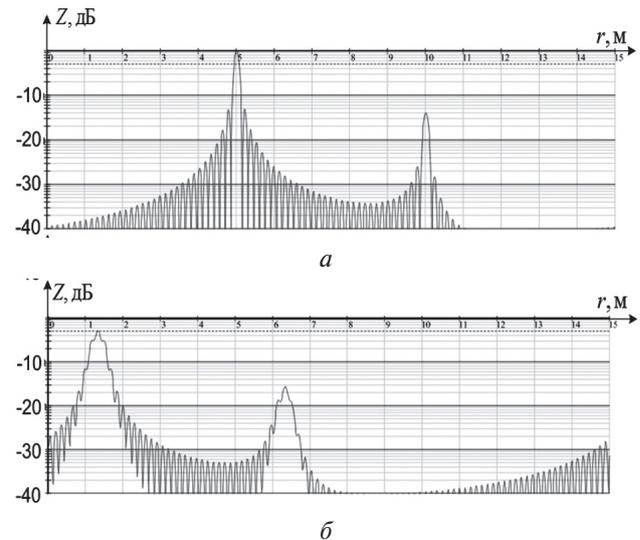


Рис. 4. Сжатый сигнал для двух точечных целей ( $V_r = 8$  км/с,  $\Delta f_0 = 1$  ГГц,  $\delta f_d = 10$  ГГц и  $B = 10^6$ ):  
а – полная компенсация движения;  
б – ошибка компенсации  $\delta V_r$  = Частотно-временная зависимость для фиксированного углового направления

Искажения при рассогласованиях по частоте изменяют наклон и форму горизонтального сечения тела неопределенности широкополосных ДЧМС с ЛЧМ дискретами (рис. 5) [13].

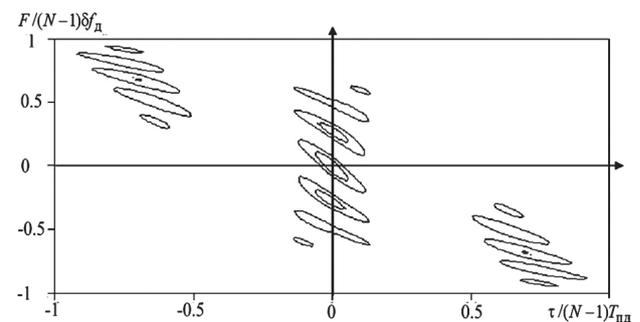


Рис. 5. Диаграмма неопределенности широкополосного ДЧМС с ЛЧМ дискретами

Для определения требований к ошибке оценки радиальной скорости цели  $\delta V_r$ , зададим допустимое снижение разрешения по дальности за счет данного фактора не более, чем на 25%. Тогда из (7) получим

$$\delta V_r \leq \frac{c}{8N\delta f_d NT_{\text{пд}}} = \frac{c}{8B}, \quad (8)$$

где база сигнала  $B = N\delta f_d NT_{\text{пд}}$ .

Для базы сигнала  $B = 10^6$  ( $\Delta f_0 = 1$  ГГц,  $T_0 = 1$  мс) ошибка определения скорости цели не должна превышать  $\delta V_r = 37.5$  м/с. Такие значения ошибок измерения скорости обеспечиваются не только в РЛС сопровождения, но и в обзорных РЛС с трассовой обработкой.

### 3. ВРАЩЕНИЕ ОБЪЕКТА ИЛИ ЭЛЕМЕНТОВ ЕГО КОНСТРУКЦИИ

Временные флюктуации отраженного сигнала, в основном, обусловлены вращением объекта относительно линии визирования и некоторого центра цели, или наличием на нем отдельных вращающихся элементов, таких как лопасти винтов вертолетов или турбовинтовых самолетов, лопадки турбин или компрессоров двигательных установок.

В процессе рассматриваемых вращений возникает разность радиальных скоростей БТ, которая максимальна для крайних точек  $\delta V_{\text{БТ}}$ . Для двухточечной цели длиной  $L_{\text{ц}}$ , вращающейся с угловой скоростью  $\Omega_{\text{ц}}$  вокруг точки  $O$ , эта разность скоростей может быть определена в соответствии с выражением  $\delta V_{\text{БТ}} = L_{\text{ц}}\Omega_{\text{ц}}$  (см. рис. 6).

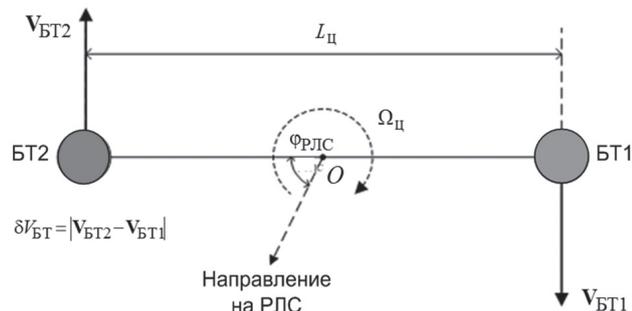


Рис. 6. Вращающаяся двухточечная модель

Если рассматриваемые БТ не разрешаются по дальности (худший случай), то к известной мере разрешающей способности по дальности добавляются две составляющих. Первая, за счет нескомпенсированной разности скоростей БТ на частоте  $f_0$ :

$$\delta r_1 = f_0 \frac{T_{\text{пд}}}{\delta f_d} \delta V_{\text{БТ}} = \frac{c}{\lambda} \frac{T_{\text{пд}}}{\delta f_d} \delta V_{\text{БТ}}, \quad (9)$$

и вторая, за счет разности нескомпенсированных набегов фазы на различных частотах  $\delta r_2 = NT_{\text{пд}} \delta V_{\text{БТ}}$ .

Тогда, результирующая разрешающая способность равна:

$$\begin{aligned} \Delta \tilde{r} &= \Delta r + \delta r_1 + \delta r_2 = \\ &= \frac{c}{2N\delta f_d} + \frac{c}{\lambda} \frac{T_{\text{пд}}}{\delta f_d} \delta V_{\text{БТ}} + NT_{\text{пд}} \delta V_{\text{БТ}}. \end{aligned} \quad (10)$$

Задаваясь, как и прежде, 25%-м ухудшением разрешающей способности за счет влияния дан-

ного фактора, после некоторых преобразований, приходим к необходимости выполнения следующих условий:

$$\begin{aligned} \delta V_{\text{БТ}} NT_{\text{пд}} \left( \frac{2}{\lambda} + \frac{2N\delta f_d}{c} \right) &\leq \frac{1}{4} \quad \text{или} \\ \delta F_d T_0 \left( 1 + \frac{\Delta f_0}{f_0} \right) &\leq \frac{1}{4}, \end{aligned} \quad (11)$$

где  $\delta F_d = \frac{2\delta V_{\text{БТ}}}{\lambda}$  – максимальный разброс доплеровского смещения частоты цели на центральной длине волны  $\lambda$ .

Произведение  $\delta F_d T_0$  соответствует набегу разности фаз от БТ цели за счет ее вращения в течение длительности сигнала  $T_0$ :  $\delta \varphi_d = 2\pi \delta F_d T_0$ .

С учетом этого условия (11) можно представить в следующем виде:

$$\delta \varphi_d \leq \frac{\pi}{2} \cdot \frac{1}{1 + \Delta f_0 / f_0} \approx \frac{\pi}{2}. \quad (12)$$

Из выражения следует, что для минимизации влияния вращения цели на разрешающую способность по дальности  $\Delta r$ , необходимо, чтобы разность доплеровских набегов фазы за длительность сигнала не превысила  $90^\circ$ .

Проанализируем условие (11), учитывая, что потенциальное разрешение по дальности  $\Delta r$  и скачок частоты  $\delta f_d$  определены максимальным и минимальным размерами распознаваемых целей. Тогда это условие можно представить в следующем виде:

$$T_{\text{пд}} f_0 \delta V_{\text{БТ}} \left( 1 + \frac{\Delta f_0}{f_0} \right) \leq \frac{\Delta r}{4} \delta f_d. \quad (13)$$

Таким образом, возможность достижения заданной разрешающей способности по дальности  $\Delta r$  при фиксированном скачке частоты  $\delta f_d$  полностью определяется: периодом повторения частотных дискретов в ДЧМС  $T_{\text{пд}}$ ; центральной частотой сигнала  $f_0$ ; максимальным разбросом скоростей вращения БТ наблюдаемой цели  $\delta V_{\text{БТ}}$ .

В условии (13) дополнительно можно учесть неравномерное распределение БТ на цели, определяемое ее формой. В этих целях используем эмпирический коэффициент формы цели  $K_{\text{ц}} \approx (0.5 \dots 0.7)$ . Учтем, также, ограничение на относительную ширину спектра сигнала  $\Delta f_0 / f_0 \ll 1$ . Тогда получим

$$T_{\text{пд}} f_0 \delta V_{\text{БТ}} \leq \frac{\Delta r}{4K_{\text{ц}}} \delta f_d. \quad (14)$$

Снижение влияния вращения объекта или элементов его конструкции возможно при переходе от лестничных к псевдохаотическим законам манипуляции частоты. Свойства таких сигналов подробно рассмотрены в [14].

Рассмотрим несколько примеров использования полученного условия (14).

**Пример 1.** Распознавание прецессирующего вокруг центра масс стабилизированного баллистического объекта размером от 0.6 до 5 м.

Максимальный угол и скорость соответственно равны:  $\psi_{\text{пр}} = 10^0$  и  $\Omega_{\text{пр}} = 3$  об/с (см. рис. 7).

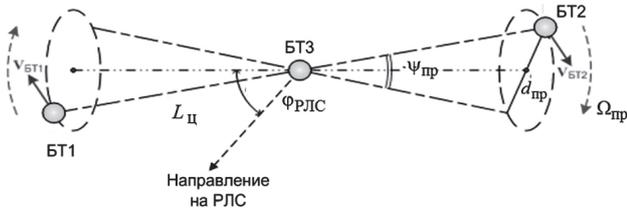


Рис. 7. Трехточечный прецессирующий объект

Для распознавания объектов по их дальностным портретам требуется обеспечить разрешающую способность по дальности в 4–5 раз меньшую, чем размер самого малого объекта [4]. Поэтому  $\Delta r \approx 0.6/4 = 0.15$  м, что достигается при ширине спектра  $\Delta f_0 = 1$  ГГц.

Максимальный размер объекта, накладывает ограничение на скачок по частоте:  $\delta f_d \ll c/2L_{ц\max}$ . Данное условие выполняется с запасом при  $\delta f_d = 10$  МГц. Для объекта, показанного на рис. 7, разность скоростей 1-й и 2-й БТ равна  $\delta V_{БТ} = L_{ц}\Omega_{пр} \sin(\psi_{пр})\sin(\varphi_{ц})\cos(\Omega_{пр}t + \varphi_0)$ . Максимального значения эта разность достигает при  $\varphi_{ц} = 90^\circ$  и  $\cos(\Omega_{пр}t + \varphi_0) = 1$ :  $\delta V_{БТ} = L_{ц}\Omega_{пр} \sin(\psi_{пр}) = 16.4$  м/с. Тогда, условие (14) принимает вид:  $T_{пд}f_0 16.4 \leq \frac{0.15}{4 \cdot 0.5} 10^7 \Rightarrow T_{пд}f_0 \leq 45732$ . При  $f_0 = 10$  ГГц определяем допустимый период повторения частотных дискретов  $T_{пд} \leq 4.6$  мкс. Результаты моделирования для трехточечной цели с максимальными значениями параметров показаны на рис. 8.

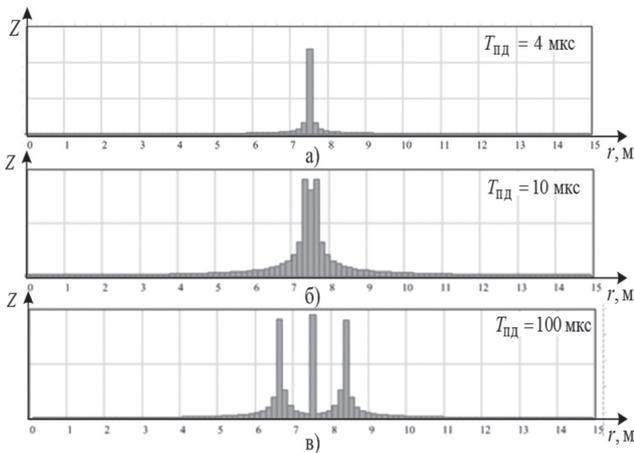


Рис. 8. Сжатый ДЧМС с максимальными параметрами при: а –  $T_{пд} = 4$  мкс; б –  $T_{пд} = 10$  мкс; в –  $T_{пд} = 100$  мкс

Объект наблюдается сбоку. БТ цели не разрешаются по дальности. При  $T_{пд} = 4$  мкс (условие (14) выполняется, рис. 8, а) наблюдается одна БТ. При  $T_{пд} = 10$  мкс (условие (14) не выполняется, рис. 8, б) огибающая сжатого сигнала существенно расширилась, т.е. разрешение по дальности ухудшилось. При  $T_{пд} = 100$  мкс (условие (14) не выполняется, рис. 8, в) огибающая сигнала «рассыпается» по дальности за счет известной взаимосвязи временных смещений с частотными для ЛЧМ и ступенчатых ДЧМС. В некоторой

степени наблюдаемый эффект помогает судить о числе БТ цели, которые не разрешаются по дальности изначально. Однако, при наблюдении многоточечных целей это искажает дальностный портрет и существенно повышает вероятность ложного распознавания.

**Пример 2.** Распознавание воздушных объектов с максимальным размером 60 м и минимальным 4 м.

Для распознавания объектов рассматриваемых размеров требуется разрешение по дальности порядка 1 м, что соответствует ширине спектра закона модуляции 150 МГц.

Примем значение максимального скачка частоты  $\delta f_d = 2$  МГц. При этом условие пространственно-временной узкополосности сигнала ( $\Delta f_0 / f_0 < 0.1 \dots 0.15$ ) будет выполняться для минимальных несущих частот, превышающих (1...1.5) ГГц.

В табл. 1 приведены примерные значения максимального разброса радиальных скоростей для различных объектов и условий, упорядоченные по возрастанию скорости.

Таблица 1

$\delta V_{БТ}$ , м/с	Условие $\frac{\Delta r \delta f_d}{4K_{ц} \delta V_{БТ}}$	Удовлетворяющие условию значения	
		$T_{пд}$ , мкс	$f_0$ , ГГц/λ, см
<b>Объект №1</b> (Тяжелый транспортный самолет при полете в турбулентной атмосфере)			
0.2	$5 \cdot 10^6$	от 140 до 5000	36 / 0.83 1 / 30
<b>Объект №2</b> (Истребитель, маневрирующий с перегрузкой 10 ед.)			
10	$10^5$	от 2.8 до 100	36 / 0.83 1 / 30
<b>Объект №3</b> (Тяжелый самолет, маневрирующий по крену с угловой скоростью 50 град/с)			
25	$4 \cdot 10^4$	от 2 до 40	20 / 1.5 1 / 30
<b>Объект №4</b> (Истребитель, делающий маневр «бочка» с угловой скоростью 1 об/с)			
100	$10^4$	от 2 до 10	5 / 6 1 / 30
<b>Объект №5</b> (Лопатки компрессора, турбины, винта самолета или вертолета)			
600	$1.7 \cdot 10^3$	не вып.	не вып.

Из табл. 1 следует, что несущая частота ограничена сверху 36 ГГц, а период повторения снизу 2 мкс. Компенсация искажений вызванных вращением объекта и элементов его конструкции осуществляется при разбросе скоростей  $\delta V_{БТ}$  до 100 м/с (объекты № 1–4). В том случае, если  $\delta V_{БТ} > 100$  м/с, то компенсацию данных искажений осуществить не возможно, т. к. скорость вращения слишком велика (объект №5).

#### 4. ВЛИЯНИЕ РАЗМЕРА НАБЛЮДАЕМОГО ОБЪЕКТА НА ВЕЛИЧИНУ ЧАСТОТНОГО СКАЧКА

Размеры наблюдаемых объектов накладывают дополнительные ограничения на величину частотного скачка  $\delta f_d$  между соседними дискретами. Для многочастотных сигналов определяется интервал однозначности по дальности  $r_{\text{одн}}$  при формировании радиолокационных дальностных портретов, определяемый величиной, обратно пропорциональной величине частотного скачка  $r_{\text{одн}} = \frac{c}{2\delta f_d}$ . Это означает повторяемость радиолокационных портретов цели по дальности через величину  $r_{\text{одн}}$  [9]. Если радиальный размер цели будет превышать интервал однозначности, то радиолокационные портреты из соседних интервалов однозначности по дальности будут перекрываться, что приведет к существенным искажениям и невозможности решения задачи распознавания. Отсюда следует задача управления значением скачка частоты  $\delta f_d$ , в зависимости от максимальных размеров наблюдаемых целей  $L_{\text{цmax}}$ .

При наблюдении баллистических объектов или ракет, беспилотных летательных аппаратов, размеры которых не превышают единиц метров, возможно использование максимального скачка частоты  $\delta f_d = 10$  МГц, соответствующего интервалу однозначности по дальности  $r_{\text{одн}} = 15$  м. Если же наблюдаются аэродинамические объекты с максимальным размером до 100 м, то величина скачка частоты должна быть уменьшена до (1–1.5) МГц.

Для управления этой величиной возможно использование априорной информации о типе или классе сопровождаемого объекта или решения системы радиолокационного распознавания при узкополосном зондировании. В частности, для грубого деления всех объектов на два класса – баллистические и аэродинамические достаточно лишь траекторной информации.

Кроме того, от геометрических размеров и класса наблюдаемого объекта зависит ширина спектра закона модуляции ШПС  $\Delta f_0$ . При этом, если для распознавания классов баллистических малоразмерных объектов требуется максимальная разрешающая способность по дальности порядка (0.15–0.3) м (ширина спектра сигнала (1000–500) МГц), то для распознавания классов воздушных объектов больших, средних и малых размеров, достаточно разрешающей способности по дальности (1–1.5) м (ширина спектра сигнала (300–150) МГц).

#### 5. НЕИДЕНТИЧНОСТИ ЧАСТОТНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ПРИЕМНО-ПЕРЕДАЮЩИХ ЭЛЕМЕНТОВ ААР

При изготовлении элементов приемно-передающего тракта имеют место неидентичности частотных характеристик различных простран-

ственных каналов, которые фиксируются или достаточно медленно изменяются при периодическом их контроле. Данные неидентичности можно разделить на две группы. В первую группу входят неидентичности частотной характеристики одного приемно-передающего модуля, выявляющиеся при поимпульсной перестройке частоты во всем заданном диапазоне. Во вторую группу входят различия частотных характеристик модулей антенной решетки.

Устранение заранее установленных или периодически измеряемых искажений частотных характеристик приемно-передающих каналов возможно в каждом модуле антенной решетки в виде внесения предвысказаний в зондирующий сигнал, либо в процессе обработки отраженного сигнала.

Для этого в каждый зондирующий и/или отраженный импульс в процессе его формирования и/или обработки вносится фазовый сдвиг.

При необходимости учета амплитудных неидентичностей, в тракты необходимо вводить управляемые аттенюаторы.

В [15, 16] рассмотрен один из способов компенсации неидентичностей частотных характеристик приемных каналов путем введения цифровых корректирующих фильтров.

#### 6. ОБОБЩЕННЫЙ ПЕРЕЧЕНЬ ПАРАМЕТРОВ, ПОДЛЕЖАЩИХ ОПЕРАТИВНОМУ ИЗМЕНЕНИЮ

В табл. 2 представлен обобщенный перечень параметров, подлежащих оперативному изменению.

Таблица 2

№ п/п	Условие изменения	Оперативно изменяемый параметр зондирующего сигнала или устройства обработки
1	Изменение углового положения целей относительно нормали ААР	$F_{\text{корр } k}$ (частота коррекции для $k$ -го модуля ААР)
2	Вариация скорости движения целей	$F_{\text{корр } k}$ (частота коррекции для $n$ -го периода повторения)
3	Вращение объекта или элементов его конструкции	$N, \delta f_d, T_{\text{пл}}$ (число дискретов, скачок частоты, период повторения дискретов)
4	Влияние размера наблюдаемого объекта на величину частотного скачка	$\delta f_d$ (скачок частоты); $\Delta f_0 = N\delta f_d$ (ширина спектра всего сигнала)
5	Неидентичности частотных характеристик приемно-передающих элементов ААР	$\Phi_{\text{корр}}$ и $A_{\text{корр}}$ (амплитуда и фаза коррекции), адаптивный цифровой корректирующий фильтр

Таким образом, анализ результатов табл. 2 показывает, что вариация некоторых параметров зондирующего сигнала позволяет компенсировать искажающие факторы ДЧМС с ЛЧМ дискретами в ААР. Использование таких сигналов может быть актуально, например, при решении задач распознавания наблюдаемых объектов.

### ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Использование широкополосных ДЧМС с ЛЧМ дискретами хоть и обусловлено простотой формирования и обработки, однако осложнено искажениями, возникающими при излучении, приеме, распространении и отражении радиоволн. Это в первую очередь вызвано существенным увеличением их длительности, что приводит к затруднению получения разрешений по дальности, близких к потенциальным. Для компенсации такого влияния необходимо предусмотреть возможность адаптации как устройства формирования, так и обработки к условиям радиолокационного наблюдения.

Компенсация временных запаздываний ДЧМС с ЛЧМ дискретами на передачу осуществляется путем введения в каждом ППМ ААР эквивалентных корректирующих частотных поправок, а на прием — междупериодных фазовых набегов. Это обеспечивает точность в установке ДНА в заданном угловом направлении и более гибкий выбор частотно-временных параметров.

Компенсация доплеровских искажений возможна за счет введения частоты коррекции на этапе обработки сигнала перед цифровым сжатием парциального импульса. В противном случае, это приведет к радиальному смещению дальностного портрета (при ступенчатом законе изменения частоты ДЧМС) и снижению разрешения по дальности.

Снижение влияния вращения объекта или элементов его конструкции обеспечивается подбором периода повторения дискрет и центральной частоты сигнала, а также переходом от лестничного к псевдохаотическому закону манипуляции частоты.

Наблюдение целей различных размеров требует адаптации величины частотно скачка, которую можно провести по результатам принятия решения системой радиолокационного распознавания при узкополосном зондировании. Чем выше скачек, тем меньшего размера возможно наблюдать объект.

Для компенсации искажений, связанных с формой частотных характеристик приемных трактов антенных модулей предполагается использование адаптивных корректирующих фильтров.

Дополнительная весовая обработка позволит снизить влияние боковых лепестков функции неопределенности сигнала на форму сжатых импульсов.

### Литература

- [1] Ширман Я.Д. Проблема использования широкополосных радиоимпульсов в радиолокации. — Труды АРТА, 1957, № 33.
- [2] Ширман Я.Д. Разрешение и сжатие сигналов. — М.: Сов. радио, 1974.
- [3] Кук Ч., Бернфельд М. Радиолокационные сигналы. — М.: Сов. радио, 1971.
- [4] Ширман Я.Д., Алмазов В.Б., Голиков В.Н., Гомозов В.И. и др. // О первых отечественных исследованиях по сверхширокополосной радиолокации. — Радиотех. и электроника, 1991, № 1.
- [5] Орленко В.М., Ширман Я.Д. // Тенденции повышения радиолокационного разрешения. Космическая радиофизика. 1998, №3. — С. 44–51.
- [6] Радиоэлектронные системы: Основы построения и теория. Справочник. Изд. 2-е, перераб. и доп. / под ред. Я.Д. Ширмана. — Москва: Радиотехника, 2007.
- [7] Levanon N., Mozeson E. // Radar Signals. — New Jersey: John Wiley&Sons, Inc., 2004.
- [8] Wehner D.R. // High-resolution Radar. — Norwood: Artech House, Inc., 1994.
- [9] Ultra-Wideband Radar Technology/edited by Taylor J.D.— New York: Boca Raton, 2001.
- [10] Костас Д. // Свойства сигналов с почти идеальной функцией неопределенности в координатах «дальность—доплеровская частота». — ТИИЭР, 1984, № 6.
- [11] Леонов С.А. // Радиолокационные средства противовоздушной обороны. — М.: Воениздат, 1988.
- [12] Буйлов Е.Н., Горшков С.А. // Снижение уровня боковых остатков в лестничных дискретных частотно-манипулированных сигналах с ЛЧМ дискретами. Мн: Докл. БГУИР. —2014. —№ 3 (81). — С. 78–84.
- [13] Computer Simulation of Aerial Target Radar Scattering, Recognition, Detection, and Tracking / Yakov D. Shirman (Editor), Sergey A. Gorshkov, Sergey P. Leshchenko, Valeriy M. Orlenko, Sergey Yu. Sedyshev, Oleg I. Sukharevskiy. Artech House, Inc.: Boston — London. 2002.
- [14] Буйлов Е.Н., Горшков С.А., Седышев С.Ю., Ярмолик С.Н. // Весовая обработка псевдохаотических дискретных частотно-манипулированных сигналов с ЛЧМ дискретами. Мн: Докл. БГУИР. 2014. № 5 (83). — С. 69–76.
- [15] Горшков С.А., Буйлов Е.Н. // Устранение неидентичностей частотных характеристик каналов приема в амплитудном моноимпульсном следящем измерителе. Мн: Научно-теоретический журнал «Вестник Военной академии Республики Беларусь», 2012. — № 3 (36). — С. 78–84.
- [16] Перов, А. И. ГЛОНАСС. Принципы построения и функционирования / А. И. Перов, В. Н. Харисов. — Изд. 4-е, перераб. и доп. — М.: Радиотехника, 2010.

Поступила в редколлегию 9.12.2014

**Буйлов Евгений Николаевич**, магистр технических наук. В настоящее время инженер учебной лаборатории кафедры радиолокации и приемно-передающих устройств учреждения образования «Военная академия Республики Беларусь». Научные интересы: моноимпульсные радиолокационные системы, измерение — распознавание локационных сигналов.





**Горшков Сергей Анатольевич**, кандидат технических наук, доцент. В настоящее время начальник кафедры радиолокации и приемно-передающих устройств учреждения образования «Военная академия Республики Беларусь». Научные интересы: моделирование, обнаружение, измерение и распознавание локационных сигналов.



**Седышев Сергей Юрьевич**, кандидат технических наук, доцент, профессор кафедры радиолокации и приемно-передающих устройств учреждения образования «Военная академия Республики Беларусь». Научные интересы: моделирование, обнаружение, измерение и распознавание локационных сигналов.

Удк 621.396.96

**Спотворювальні фактори дискретних частотно-маніпульованих сигналів з ЛЧМ дискретами та способи їх адаптивної компенсації в активних антенних решітках** / Є.М. Буйлов, С.А. Горшков, С.Ю. Седишев // Прикладна радіоелектроніка: наук.-техн. журнал. — 2014. — Том 13. — № 4. — С. 393–400.

У статті проведено аналіз потенційних можливостей і варіантів адаптивної цифрової компенсації спотворень ширококугових дискретних частотно-маніпульованих сигналів з лінійно-частотно-модульованими дискретами в активних антенних решітках.

*Ключові слова:* дискретні частотно-маніпульовані сигнали, лінійно-частотно-модульовані дискрети, активна антенна решітка.

Табл.: 02. Лл.: 8. Бібліогр.: 16 найм.

UDC 621.396.96

**Distorting factors of discrete frequency-manipulated signals with linearly frequency-modulated impulses and ways of their adaptive indemnification in active antenna lattices** // E. N. Builov, S. A. Gorshkov, S.Yu. Sedishev // Applied Radio Electronics: Sci. Journ. — 2014. — Vol. 13. — № 4. — P. 393–400.

In the paper an analysis of potential possibilities and variants of adaptive digital indemnification of distortions of broadband discrete frequency-manipulated signals with linearly frequency-modulated impulses in active antenna lattices is carried out.

*Keywords:* discrete frequency-manipulated signals, linearly frequency-modulated impulses, an active antenna lattice.

Tab.: 02. Fig.: 8. Ref.: 16 items.

## РЕКОМБІНАЦІЙНІ ВЛАСТИВОСТІ МОДИФІКОВАНИХ КРЕМНІЄВИХ ШАРІВ, ОТРИМАНИХ МЕТОДОМ ГАЗОДЕТОНАЦІЙНОГО ОСАДЖЕННЯ

*М.І.КЛЮЙ, А.В. МАКАРОВ, В.П. ТЕМЧЕНКО, М.О. СЕМЕНЕНКО,  
Л.В. АВКСЕНТЬЄВА, В.А. СКРИШЕВСЬКИЙ, М.Г. ДУШЕЙКО*

В роботі досліджено вплив технологічних умов процесу газодетонаційного осадження (ГДО) на швидкість формування шарів кремнію. Встановлено, що шари кремнію товщиною до 100 мкм, придатні для подальшого виготовлення сонячних елементів, можуть бути отримані на площі 3 см<sup>2</sup> протягом 20 секунд. Досліджено рекомбінаційні характеристики отриманих кремнієвих шарів. Виявлено, що час життя неосновних носіїв заряду ( $\tau$ ) в ГДО шарах є нижчими у порівнянні з вихідними пластинами «сонячного» кремнію. Для збільшення  $\tau$  запропоновано використовувати додаткові технологічні обробки. Показано, що завдяки обробкам отриманих шарів у плазмі водню та наступним осадженням алмазоподібних вуглецевих плівок,  $\tau$  зростає до величин, характерних для вихідних пластин кремнію. Запропоновано механізм даного ефекту, який враховує пасивацію центрів безвипромінювальної рекомбінації воднем та зменшення швидкості поверхневої рекомбінації.

*Ключові слова:* кремнієві шари, алмазоподібні вуглецеві плівки, час життя.

### ВСТУП

Проблема використання відходів кремнієвого виробництва і виробництва фотоелектричних перетворювачів сонячної енергії (ФЕП) завжди була і залишається актуальною. У випадку повторної переплавки таких відходів знову виникає необхідність порізки отриманих зливків на пластини, що, зазвичай, супроводжується втратою близько 50% матеріалу навіть при застосуванні струнної різки [1].

Це, в свою чергу, призводить до підвищення вартості пластин і, відповідно, вартості ФЕП, або сонячних елементів (СЕ), які з них виробляються. В зв'язку з цим, пошук шляхів зменшення вартості матеріалу для виробництва СЕ є, безумовно, дуже актуальним. Найпоширенішим підходом в цьому напрямку є зменшення товщини пластин з типових 300 мкм до 150 мкм [2, 3]. Однак, зменшення ефективного шляху світла в СЕ призводить до меншого поглинання довгохвильових фотонів, і, в результаті, погіршення параметрів СЕ. Це обумовлює необхідність застосування додаткових технологічних процедур і підходів для вирішення цієї проблеми. Серед них, одним з найефективніших є формування Бреґівських дзеркал на тиловому боці СЕ [4, 5].

В роботі [6] розглядається можливість використання кремнієвих відходів для виробництва ФЕП сферичної форми, з яких у подальшому вироблялись сонячні модулі [6–8].

Авторами даної роботи було запропоновано метод формування достатньо товстих кремнієвих шарів (~100 мкм), придатних для виготовлення СЕ. Як вихідний матеріал у цьому випадку використовуються відходи кремнію, подрібнені в кульковому млині. Отриманий порошок Si з розмірами часток <40 мкм використовувався для формування шару Si на металевих підкладках

(Al або Mo). Використовувався метод газодетонаційного осадження (ГДО), вперше застосований авторами в [9]. В [9] показано, що шари, отримані методом ГДО, мають структуру, близьку до структури вихідного порошку, а коефіцієнт відбивання отриманого шару Si був меншим, ніж навіть для пластин мультикристалічного кремнію.

Залишилось недослідженим питання рекомбінаційних характеристик отриманих шарів. Це є дуже важливим, оскільки саме рекомбінаційні властивості і визначатимуть, в кінцевому результаті характеристики СЕ, виготовлених на основі таких шарів. Необхідність розв'язання даного завдання і обумовлює актуальність даної роботи. З іншого боку, також важливим є визначення швидкості росту шарів Si в залежності від параметрів процесу ГДО, що також досліджувалось у даній роботі.

### 1. МЕТОДИКА ЕКСПЕРИМЕНТУ

Кремнієві шари отримувались методом газодетонаційного осадження з використанням автоматизованої установки [9]. Кремнієвий порошок для осадження виготовлявся з відходів виробництва СЕ на основі кремнію.

Товщини отриманих кремнієвих шарів вимірювались за допомогою мікрометра.

Пасивація поверхні отриманих шарів досягалась проведенням обробки в плазмі водню і наступним осадженням алмазоподібної вуглецевої плівки (АВП). Вказані обробки проводились на установці PE-CVD (plasma-enhanced chemical vapor deposition) в одному технологічному процесі.

Час життя неосновних носіїв заряду ( $\tau$ ) у представлених зразках був виміряний за допомогою методу спаду фотопровідності при детекту-

ванні мікрохвильовим зондом. Використано комерційну промислову установку WT-2000 фірми Semilab. Під час вимірювання під освітленою областю утворюються фотогенеровані носії заряду (рис. 1). Оскільки характерна довжина поглинання збуджуючого світла лазера з довжиною хвилі 904 нм складає близько 30 мкм, то значна частина світла поглинається у приповерхневій області. Фотогенеровані носії рекомбінують, тому їх концентрація та фотопровідність зменшується після оптичного збудження. Зменшення провідності можна дослідити за допомогою відбивання мікрохвиль у гігагерцовому діапазоні частот, оскільки коефіцієнт відбивання залежить від провідності. Процес детектування схематично наведено на рис. 2. Відбивання вимірюється як функція часу. Антена НВЧ діапазону має кільцеву форму та використовується поблизу своєї резонансної частоти в діапазоні 10–10,5 ГГц. Антена та напівпровідниковий зразок утворюють резонатор, що має резонансну криву. При збільшенні провідності крива дещо зсувається. Внаслідок рекомбінації крива повертається до початкової. Оскільки на початку вимірювання встановлюється певна частота, під час рекомбінації змінюється і сигнал антени (напруга). Зміна сигналу має експоненційний характер, що відповідає процесу рекомбінації. Цей сигнал вимірюється після кожного імпульсу, за його зміною вираховується показник експоненти, що відповідає часу життя неосновних носіїв. Процес повторюється для кожної геометричної точки зразка при його механічному скануванні. За цією методикою безпосередньо вимірюється ефективний час життя, що залежить від рекомбінації на поверхні та в об'ємі пластини. За умови досконалої пасивації поверхні, поверхневою рекомбінацією можна знехтувати, тому вимірюється об'ємний час життя. Звичайні поліровані пластини харак-

теризуються величиною швидкості поверхневої рекомбінації  $S = 1/\tau_{\text{surf}} = 10^5 \text{ cms}^{-1}$ , а пасивовані – величиною порядку 10–100  $\text{cms}^{-1}$ . Отже, виміряна величина часу життя не може перевищувати величини  $1/\tau_{\text{surf}}$ . Зазначимо, що у процесі поверхневої рекомбінації можна виділити два етапи – дифузія генерованих носіїв до поверхні та власне поверхневі процеси рекомбінації. Якщо процеси на поверхні дуже швидкі, то загальний процес обмежується дифузиею. Чим більше об'ємний час життя, тим сильніше дифузія до поверхні впливає на вимірювання ефективного часу життя. Інакше кажучи, при досить інтенсивній поверхневій рекомбінації вимірюється характерний час, що відповідає дифузії, і визначається товщиною зразка та константою дифузії неосновних носіїв заряду.

## 2. РЕЗУЛЬТАТИ ДОСЛІДЖЕНЬ

Що стосується продуктивності методу ГДО, то, перш за все, слід зазначити, що метод є невакуумним. Це, звичайно, підвищує його продуктивність і зменшує ціну отриманих шарів. Крім того, як показали результати попередніх досліджень, продуктивність осадження шарів кремнію наближається до продуктивності осадження керамічних шарів, тобто є високою [10]. Зокрема, шар Si товщиною 100 мкм на площі 3 см<sup>2</sup> може бути отриманий протягом 15–20 секунд. Таким чином вимога до продуктивності методу осадження цілком задовольняється.

Ефективність формування методом ГДО шару кремнію на металевій підкладці (молібден) досліджувалась за таких технологічних режимів: відстань від зрізу ГД гармати до зразка – 120 мм, частота пострілів – 6 Гц. Залежність товщини отриманого шару від часу осадження наведена на рис. 3. Видно, що шар товщиною близько 0,1 мм на площі 3 см<sup>2</sup> може бути отриманий протягом 20 секунд. Отже, можна зробити висновок, що ефективність осадження кремнію є нижчою ніж керамічних матеріалів (Al<sub>2</sub>O<sub>3</sub> і ГАП) [10]. Це зумовлено особливостями взаємодії частинок матеріалу між собою в процесі формування покриття. Можливим шляхом підвищення ефективності формування шару Si може бути підвищення температури підкладки в процесі осадження. Крім того слід враховувати, що мікрочастинки Si покриті шаром оксиду, який частково блокує хімічну взаємодію частинок між собою в процесі формування покриття. На рис. 4 наведено залежність товщини покриття від відстані (d) від зрізу ГД гармати до зразка, при фіксованих інших параметрах процесу ГДО. Видно, що збільшенням d товщина покриття зменшується, що обумовлено розсіюванням частинок у детонаційній хвилі і збільшенням площі осадження. Цей ефект, зокрема, обумовлений невисокою густиною кремнію і, отже, невисокою масою і кінетичною енергією частинок матеріалу. Таким чином, для підвищення ефективності формування шару Si слід обирати невеликі від-

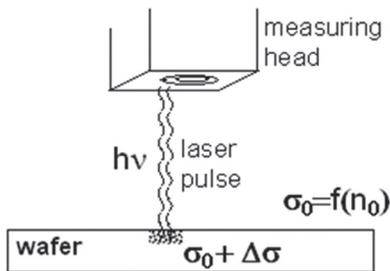


Рис. 1. Збудження носіїв заряду лазерним імпульсом

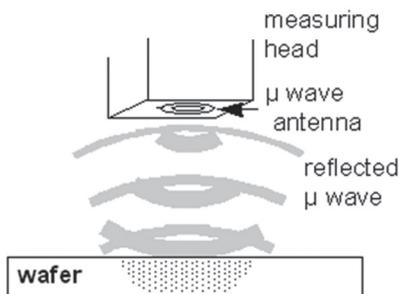


Рис. 2. Детектування концентрації та провідності за допомогою мікрохвиль

стані від зрізу ГД гармати до зразка і застосовувати сканування для осадження на великі площі.

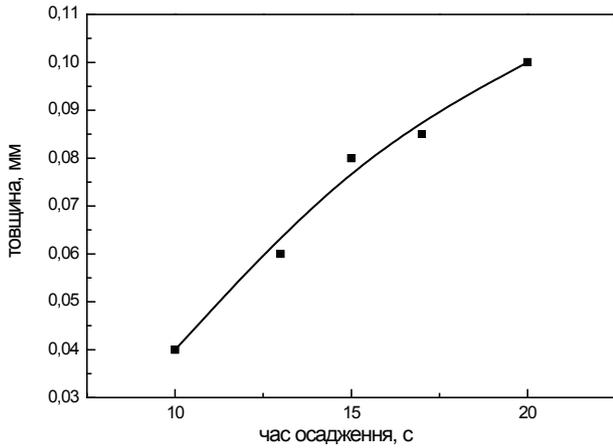


Рис. 3. Залежність товщини ГДО покриття на основі кремнію від часу осадження

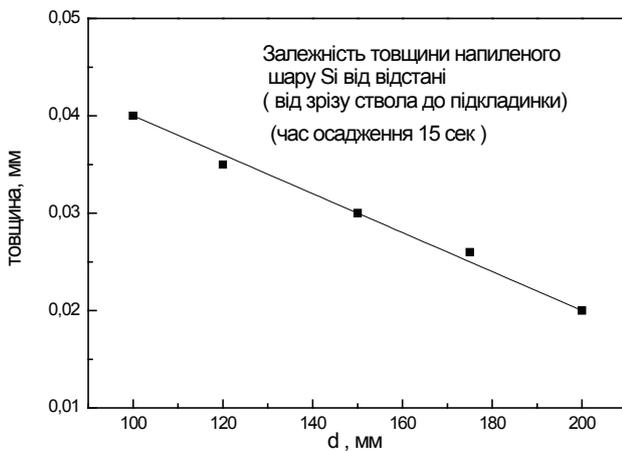


Рис. 4. Залежність товщини ГДО покриття на основі кремнію від відстані ( $d$ ) від зрізу ГД гармати до зразка

Результати вимірювання розподілу часу життя по пластині монокристалічного кремнію наведено на рис. 5, 6, а отриманого методом ГДО кремнієвого шару після пасивуючих обробок – на рис. 7. Над кожним рисунком наведено шкалу розподілу часу життя неосновних носіїв заряду в мікросекундах. З рис. 5 видно, що для вихідної пластини кремнію характерним є достатньо однорідний розподіл часу життя неосновних носіїв заряду по пластині. Обробка вихідної пластини в поліруючому шарі не призводила до помітного збільшення  $\tau$ . Це свідчить про те, що немає необхідності у видаленні порушеного поверхневого шару, який міг би залишитися після різки зливку на пластині і їх наступної хіміко-динамічної поліровки. Після формування шару кремнію методом ГДО спостерігалось зменшення (приблизно в 1,5 рази)  $\tau$  по всій площі зразка [11, 12]. Зазначимо, що для досліджень рекombінаційних характеристик отриманих шарів вони осаджувались на керамічні підкладки для того, щоб виключити вплив підкладки на отримані результати. Ефект зменшення  $\tau$  може бути обумовлений частковим розупорядкуванням приповерхневих шарів кремнієвих мікрочастинок за

рахунок дії високої температури в детонаційній хвилі і швидким остиганням нагрітих частинок на підкладці. Крім того, може відбуватися часткове окислення частинок кремнію, оскільки осадження відбувається на повітрі.

Невисокі значення  $\tau$  свідчать про необхідність застосування додаткових пасивуючих обробок як для вихідних пластин, так і для отриманих шарів.

Після осадження кремнієвого шару деякі зразки проходили обробку в плазмі водню, після чого на них осаджувався тонкий (100 нм) шар АВП. Результати дослідження  $\tau$  по таких зразках показали наступне. По-перше, спостерігається суттєве підвищення величини  $\tau$  по всій площі зразка до величин, які навіть перевищують відповідні значення як для вихідної (рис. 5), так і травленої (рис. 6) пластини кремнію. Це чітко видно з рис. 7. По-друге, розподіл часу життя неосновних носіїв заряду по пластині стає дуже однорідним, що є важливим з точки зору подальшого виробництва сонячних елементів на основі таких шарів.

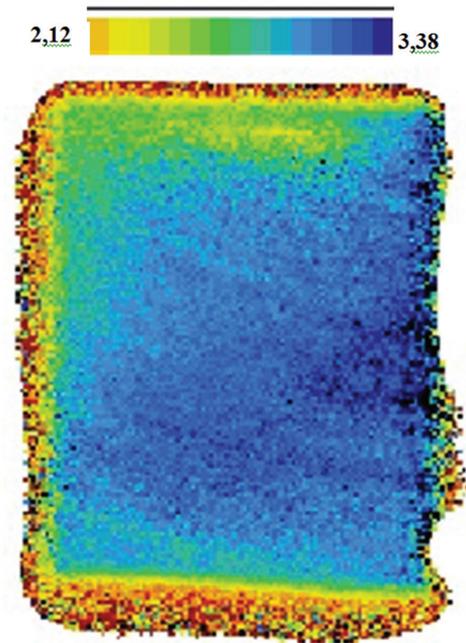


Рис. 5. Розподіл часу життя для зразка монокристалічного «сонячного» кремнію

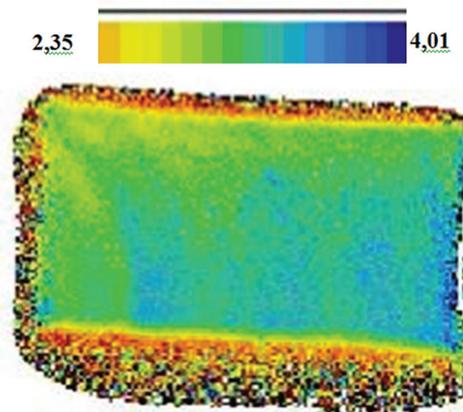


Рис. 6. Розподіл часу життя для кремнієвої пластини після обробки в поліруючому травнику

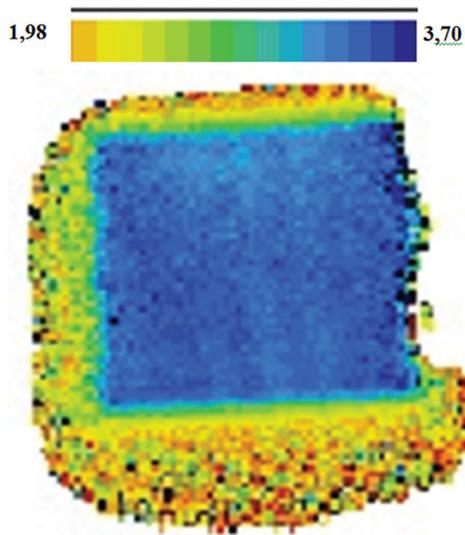


Рис. 7. Розподіл часу життя для кремнієвого шару, отриманого методом ГДО з нанесеною алмазоподібною вуглецевою плівкою

Основним механізмом, який пояснює ефекти, що спостерігаються, є пасивація рекомбінаційно-активних центрів як на поверхні кремнієвого шару, так і в його об'ємі воднем. Такими центрами, перш за все, є обірвані зв'язки кремнію на поверхні і на границях зерен у кремнієвому шарі. Пасивація відбувається під час плазмової обробки на поверхні шару і в його об'ємі, що обумовлено дуже високим коефіцієнтом дифузії водню, особливо іонізованого, в кремнії. Під час наступного осадження АВП цей процес продовжується, оскільки плазма окрім метану містить значну кількість водню. В результаті осадження АВП поверхня шару стає запасивованою.

Таким чином, з отриманих результатів можна зробити висновок, що запропонований метод осадження і пасивації поверхні газодетонаційних шарів кремнію дозволяє повністю задовольнити вимогу щодо забезпечення потрібних рекомбінаційних характеристик матеріалу.

Це, поряд з іншими результатами з дослідження структури, адгезії до підкладки, оптичних властивостей отриманих шарів [10, 11], є прямим свідченням перспективності методу ГДО для застосування в напівпровідниковій сонячній енергетиці.

Автори вдячні канд. фіз.-мат. наук С.В. Литвиненко за вимірювання часу життя неосновних носіїв заряду.

## ВИСНОВКИ

1. Встановлено, що після осадження кремнієвого шару методом ГДО час життя неосновних носіїв заряду падає порівняно з вихідним порошком кремнію.

2. Для покращення рекомбінаційних властивостей отриманих кремнієвих шарів запропоновано застосовувати обробку в плазмі водню і осадження на поверхню шару Si пасивуючої алмазоподібною вуглецевою плівкою. Встановлено, що після плазмових обробок і осадження АВП

рекомбінаційні характеристики Si-шару суттєво покращуються. Запропоновано механізм даного ефекту, який враховує пасивацію рекомбінаційно-активних центрів воднем.

3. Підтверджено високу продуктивність методу ГДО і показано, що шар Si товщиною 100 мкм може бути сформований на площі 3 см<sup>2</sup> протягом 20 секунд.

## Література

- [1] Barraclough K.G. Manufacture of Bulk Crystals in Western Europe // The Third International Workshop on Crystal Growth Technology, IWCGT-3, Beatenberg, Switzerland, 10-18 September, 2005.
- [2] A. Luque, S. Hegedus. Handbook of Photovoltaic Science and Engineering. – John Wiley&Sons, 2003. – 1179 p.
- [3] Jester T.L. Manufacturing Improvements in CZ Silicon Module Production // Proc. of the 4th IEEE World Conference on Photovoltaic Energy Conversion, V.2, P. 2077 – 2080, 7-12 May 2006, Waikola, Hawaii.
- [4] O. Nichiporuk, A. Kaminski, M. Lemiti, A. Fave, S. Litvinenko, V. Skryshevsky. Thin Solid Films. – 2006. – V. 511–512. – P. 248–253.
- [5] I.I. Ivanov, V.A. Skryshevsky, T. Nychporuk, M. Lemiti, A.V. Makarov, N.I. Klyui, O.V. Tretyak // Porous silicon Bragg mirrors on single- and multi-crystalline silicon for solar cells. Renewable Energy. – 2013. – V. 55. – P.79–84.
- [6] Zhengxin Liu, Atsushi Masuda, Takehiko Nagai et. al. A concentrator module of spherical Si solar cell // Solar Energy Materials and Solar Cells. – 2007. – V. 91. – P. 1805–1810.
- [7] K. Taira, J. Nakata, I. Inagawa et. al. Distributed cooling in sphelear modules // Proc. of the 26th European Photovoltaic Solar Energy Conference and Exhibition, Hamburg, Germany, 5-9 September 2011. – P. 433–436.
- [8] M. Boddart, S. Pincemin, K. Taira et. al. Thermal aspects of sphelear modules in different building integration mode // Proc. of the 26th European Photovoltaic Solar Energy Conference and Exhibition, Hamburg, Germany, 5-9 September 2011. – P. 3646–3651.
- [9] М.І.Клюй, В.П. Темченко, А.В. Макаров, О.П. Гришков, В.О. Юхимчук Властивості мікро- та наноструктурованих шарів кремнію, отриманих методом газодетонаційного осадження // Технічна електродинаміка. – 2012. – Тематичний випуск, частина 2. – С. 198–203.
- [10] N.I. Klyui, V.P. Temchenko, A.P. Gryshkov et al. Properties of the hydroxapatite coatings, obtained by gasdetonation deposition onto titanium substrates // Functional Materials. – 2011. – V. 18, N3. – P. 285–292.
- [11] В.П. Темченко. Технології формування функціональних шарів виробів електронної техніки та обладнання для їх реалізації. Дисертація на здобуття наукового ступеня кандидата технічних наук (05.27.06. – технологія,обладнання та виробництво електронної техніки), Кременчук, 2013. – 146 с.
- [12] М.І. Клюй, В.П. Темченко, А.В. Макаров, В.Б. Лозінський, Л.В. Авксентьева, С.В. Литвиненко. Рекомбінаційні характеристики кремнієвих шарів, отриманих методом газодетонаційного осадження // II Міжнародна науково-практична конференція «Напівпровідникові матеріали, інформаційні технології та фотовольтаїка» травень 2013.: тези доп. – Кременчук, 2013. – С. 20.

Надійшла до редколегії 30.09.2014



**Клюй Микола Іванович**, д-р фіз.-мат. наук, проф., зав. лаб. нетрадиційних та відновлюваних джерел енергії Інституту фізики напівпровідників ім. В.Є. Лашкарьова НАН України. Наукові інтереси: розробка технологій створення сонячних елементів і модулів на їх основі з покращеними експлуатаційними характеристиками; розробка технологій створення та дослідження властивостей тонкоплівкових структур на основі алмазоподібних вуглецевих та карбідокремнієвих плівок.



**Макаров Анатолій Володимирович**, канд. фіз.-мат. наук, ст. наук. співробітник лаб. нетрадиційних та відновлюваних джерел енергії Інституту фізики напівпровідників ім. В.Є. Лашкарьова НАН України. Наукові інтереси: розробка нових конструкцій, технологій та постановка виробництва кремнієвих сонячних фотоперетворювачів, сонячних батарей та сонячних енергетичних систем космічного та наземного призначення.



**Скришевський Валерій Антонович**, д-р фіз.-мат. наук, проф., зав. каф. нанофізики конденсованих середовищ Інституту високих технологій Київського національного університету імені Тараса Шевченка. Наукові інтереси: напівпровідникові сонячні елементи, прилади зберігання енергії, наноматеріали, хімічні сенсори, оптоелектроніка.



**Темченко Володимир Павлович**, канд. техн. наук, ст. наук. співробітник лаб. нетрадиційних та відновлюваних джерел енергії Інституту фізики напівпровідників ім. В.Є. Лашкарьова НАН України. Наукові інтереси: технологія газодетонаційного осадження покриттів, дослідження механічних властивостей матеріалів і структур.



**Семененко Микола Олександрович**, канд. фіз.-мат. наук, ст. наук. співробітник лаб. нетрадиційних та відновлюваних джерел енергії Інституту фізики напівпровідників ім. В.Є. Лашкарьова НАН України. Наукові інтереси: розробка фотостимульованої емісійної спектроскопії з елементами теорії для вивчення особливостей енергетичної зонної структури зони провідності широкозонних напівпровідників; інфрачервона спектроскопія вуглецевих матеріалів; вольт-фарадна профілометрія; раманівське розсіяння, розробка теоретичних моделей та математичне моделювання в MathCad.



**Авксентьєва Любов Вікторівна**, мол. наук. співробітник лаб. нетрадиційних та відновлюваних джерел енергії Інституту фізики напівпровідників ім. В.Є. Лашкарьова НАН України. Наукові інтереси: дослідження оптичних властивостей напівпровідникових і діелектричних плівок, технології просвітлення і пасивації матеріалів для напівпровідникової сонячної енергетики.



**Душейко Михайло Григорович**, пров. інженер Національного технічного університету України «КПІ». Наукові інтереси: напівпровідникова сонячна енергетика і сенсорика.

УДК 621.315.592; 621.3.049.77; 004.93'1

**Реконбинационные свойства модифицированных кремниевых слоев, полученных методом газодетонационного осаждения** / Н.И. Клюй, А.В. Макаров, В.П. Темченко, М.А. Семененко, Л.В. Авксентьева, В.А. Скришевский, М.Г. Душейко // Прикладная радиоэлектроника: научн.-техн. журнал. — 2014. — Том 13. — № 4. — С. 401–405.

В работе исследовано влияние технологических условий процесса газодетонационного осаждения (ГДО) на скорость формирования слоев кремния. Установлено, что слои кремния толщиной до 100 мкм, пригодные для дальнейшего изготовления солнечных элементов, могут быть получены на площади 3 см<sup>2</sup> в течение 20 секунд. Исследованы рекомбинационные характеристики полученных кремниевых слоев. Выявлено, что время жизни неосновных носителей заряда ( $\tau$ ) в ГДО слоях является меньшим по сравнению с исходными пластинами «солнечного» кремния. Для увеличения  $\tau$  предложено использовать дополнительные технологические обработки. Показано, что благодаря обработкам полученных слоев в плазме водорода и последующим напылением алмазоподобных углеродных пленок,  $\tau$  возрастает до величин, характерных для исходных пластин кремния. Предложен механизм данного эффекта, который учитывает пассивацию центров безызлучательной рекомбинации водородом и уменьшение скорости поверхностной рекомбинации.

**Ключевые слова:** кремниевые слои, алмазоподобные углеродные пленки, время жизни.

Ил.: 07. Библиогр.: 12 назв.

UDC 621.315.592; 621.3.049.77; 004.93'1

**Recombination properties of modified silicon layers obtained by gas detonation deposition** / M.I. Klyui, A.V. Makarov, V.P. Temchenko, M.O. Semenenko, L.V. Avksentyeva, V.A. Skryshevsky, M.G. Dushenko // Applied Radio Electronics: Sci. Journ. — 2014. — Vol. 13. — № 4. — P. 401–405.

In this paper the influence of technological conditions in gas-detonation deposition (GDD) technique on the rate of formation of silicon layers has been studied. It has been found that the thickness of a silicon layer up to 100  $\mu$ m is suitable for further manufacture of solar cells and can be obtained over an area of 3 cm<sup>2</sup> within 20 s. The recombination characteristics of the obtained silicon layers have been investigated. And it was revealed that the lifetime of minority carriers ( $\tau$ ) in GDD layers was shorter in contrast with the original wafers of «solar» silicon. To increase  $\tau$  it was suggested to use additional processing treatments. It has been shown that treatments of the layers in hydrogen plasma and subsequent deposition of diamond-like carbon films result in the increase of  $\tau$  that reaches typical values characteristic of the initial silicon wafers. The mechanism of this effect is suggested that takes into account the passivation of non-radiative recombination centres by hydrogen with a reduction of surface recombination velocity.

**Keywords:** silicon layers, diamond-like carbon films, lifetime.

Fig.: 07. Ref.: 12 items.

## ВЫНУЖДЕННОЕ КОМБИНАЦИОННОЕ РАССЕЯНИЕ В ПРИЛОЖЕНИИ ИСТОЧНИКОВ ПОЛУТОРАМИКРОННОГО ИЗЛУЧЕНИЯ

*И. В. БЕЗНОСЕНКО, Ю. П. МАЧЕХИН*

Рассматривается явление вынужденного комбинационного рассеяния (ВКР) в твёрдых телах. Излагается обзор работ по развитию ВКР-лазеров.

*Ключевые слова:* вынужденное комбинационное рассеяние, полуторамикронный диапазон, ВКР-самопреобразование, лазерный пассивный затвор, выходное зеркало, накачка активного элемента.

### ВВЕДЕНИЕ

Известно [21], что спектральная область 1,5–1,6 мкм привлекает разработчиков различных лазерных приборов по целому ряду причин. Прежде всего это относительная безопасность излучения для зрения: допустимая в полуторамикронной области плотность энергии, облучающей роговицу глаза, на 5 порядков превышает соответствующие значения для видимой и ближней ИК областей спектра. Такая особенность связана с подходящим коэффициентом поглощения полуторамикронного излучения водой, содержащейся в прозрачных тканях глаза, и связанной с этим невозможностью поражения чувствительной сетчатой оболочки глаза. Эта же особенность делает полуторамикронные лазеры привлекательными для ряда хирургических применений, где требуется «деликатная» коагуляция малых объемов биологических тканей. В то же время земная атмосфера, несмотря на наличие в ней воды в виде паров, вполне прозрачна в полуторамикронной области, которая, таким образом, оказывается весьма удобной для работы лазерных локаторов и дальномеров. Кроме того, с указанным спектральным диапазоном совпадают области максимальной прозрачности кварцевых световодов, использующихся в волоконных линиях связи и максимальной чувствительности распространённых неохлаждаемых фотоприёмников: германиевых и InGaAs фотодиодов.

Можно выделить несколько направлений применения твердотельных активных сред для обеспечения генерации длин волн излучения в диапазоне 1,5–1,6 мкм:

– *генерация на стёклах и кристаллах в диапазоне 1,5–1,6 мкм.* В настоящее время существуют производители и распространители Yb-Er стёкол (Украина, Россия, Германия), выпускающие активные элементы для диодной и ламповой накачки. Готовые промышленные образцы дальномеров выпускаются на стёклах [62, 63, 66–68]. Возможности таких дальномеров ограничены низкой теплопроводностью лазерных стёкол, что не позволяет увеличивать мощность и частоту генерации импульсов. Расширение лазерного пучка линзами для снижения тепловой нагрузки приводит к нарушению одноименного режима работы. Применение систем

охлаждения и термостабилизации значительно повышает стоимость изделий. Одним из путей совершенствования твердотельных лазерных излучателей является использование кристаллических активных элементов. У кристаллов лучше теплопроводность, они могут работать при больших мощностях генерации лазеров. Существует целый ряд кристаллических материалов для активных элементов полуторамикронного диапазона: YAG, Y<sub>2</sub>SiO<sub>5</sub>, Ca<sub>2</sub>Al<sub>2</sub>SiO<sub>7</sub>, YVO<sub>4</sub>. Однако использование кристаллов приводит к трудностям иного характера. КПД генерации всех перечисленных материалов не превышает нескольких процентов и на порядок меньше аналогичных лазеров на стекле, кроме того, у кристаллов выше порог генерации и кристаллы дороги [21]. В результате промышленные образцы дальномеров на кристаллах с непосредственной генерацией в полуторамикронной области практически отсутствуют. Совершенствование излучателей связано с использованием в составе лазера светодиодной накачки, что позволяет поднять КПД излучателя с нескольких процентов до 15–20 %. Существующие дальномеры с применением светодиодной накачки работают в ограниченном температурном диапазоне либо используют сложные системы термостабилизации. Кроме того, мощные диоды накачки с длиной волны излучения 980 нм пока ещё дороги и уступают лампам по стоимости. Лампы накачки имеют меньший ресурс работы по сравнению со светодиодами, поэтому при выборе вида накачки необходимо принять во внимание условия эксплуатации излучателя. Если излучатель эксплуатируется в составе мобильного объекта в сложных погодных условиях с большими перепадами температур и используется сравнительно редко, то предпочтение часто отдаётся ламповой накачке. В то же время, если излучатель работает в помещении и используется постоянно, то лампы с ограниченным сроком службы приходится часто менять, поэтому более предпочтительной оказывается светодиодная накачка;

– *генерация в полуторамикронном диапазоне с использованием ВКР.* Применение вынужденного комбинационного рассеяния (ВКР-преобразования) для преобразования длины волны генерации (например, 1,06 и 1,31 мкм) в

длину волны 1,54 мкм, обеспечивает самый эффективный способ генерации импульсного лазерного излучения в указанном диапазоне длин волн. Технически реализация такого подхода обеспечивается за счет того, что в конструкцию твердотельного импульсного лазера вносятся изменения, которые обеспечивают генерацию на длине волны 1,31 мкм, которая участвует во внутривибрационном комбинационном рассеянии. Известно, что наиболее эффективно ВКР-преобразование на 1,54 мкм происходит в кристаллах  $\text{Ba}(\text{NO}_3)_2$  и  $\text{KGd}(\text{WO}_4)_2$  при их накачке излучением 1,319 и 1,351 мкм соответственно (переход иона неодима  ${}^4\text{F}_{3/2} \rightarrow {}^4\text{I}_{13/2}$ ). Интенсивность линий излучения этого перехода будет более слабой, чем интенсивность излучения основного перехода с длиной волны 1,06 мкм при прочих равных условиях. Использование в качестве активного элемента материала, обладающего помимо осуществления генерации лазерного излучения на выбранном рабочем переходе свойствами ВКР-преобразования позволяет существенно уменьшить пороги ВКР-преобразования до 0,15–0,25 ГВт/см<sup>2</sup>, увеличить КПД генерации на длине волны первой стоксовой компоненты за счет уменьшения потерь и увеличения эффективной длины преобразования [18]. Существуют различные схемы размещения ВКР-кристалла, при этом предпочтение отдается многопроходным и внутривибрационным схемам. В целом ВКР-лазеры позволяют использовать все преимущества кристаллических активных элементов и эффективную диодную накачку, что способствует расширению их номенклатуры. В то же время применение дополнительных резонаторов на 1,54 мкм и ВКР-кристаллов приводит к увеличению потерь и снижению мощности генерации на 1,54 мкм. Поэтому ВКР-лазер на 1,54 мкм проигрывает аналогичному лазеру на 1,06 мкм по мощности и массогабаритным характеристикам. На оптические элементы наносятся соответствующие просветляющие покрытия с достаточной лучевой прочностью. Система накачки и большая часть механических элементов конструкции ВКР-лазера на 1,54 полностью повторяет конструкцию соответствующего лазера на 1,06 мкм;

– *пикосекундные и фемтосекундные излучатели для генерации в полуторамикронном диапазоне.* Перспективным направлением создания новых источников лазерного излучения в диапазоне 1,5 мкм является применение пикосекундных и фемтосекундных лазерных излучателей [22]. Обеспечение снижения опасности лазерного излучения и повышения эксплуатационных характеристик излучателей может быть достигнуто за счет сокращения длительности импульса излучения и его энергии при сохранении дальности распространения. Такой подход стал возможен благодаря появлению современных пикосекундных и фемтосекундных

лазерных излучателей, применение которых в лазерной локации сейчас активно исследуется. Наносекундные излучатели мобильных дальномеров генерируют импульсы мегаваттной мощности. Филаментация в атмосфере с интенсивным поглощением излучения начинается при гигаваттных мощностях [58]. Таким образом, существует возможность построения дальномеров с новыми видами излучателей, генерирующих более короткие и мощные импульсы, чем применяемые сейчас наносекундные импульсы мегаваттной мощности. Несмотря на большое количество публикаций, промышленные образцы таких дальномеров пока отсутствуют. Это связано с высокой чувствительностью пикосекундных и фемтосекундных импульсов к метеословиям. Сокращение длительности импульса приводит к расширению его спектра, поэтому при создании лазерного излучателя необходимо, чтобы спектр излучения попадал в окно прозрачности атмосферы (имеющего поглощение менее 0,2 дБ/км) 1520–1600 нм [12]. Такой ширине спектра соответствует фемтосекундная длительность импульса. Повышение мощности импульса приводит к увеличению опасности для глаз, поэтому при распространении импульса в атмосфере желательно, чтобы его интенсивность была как можно меньше, поскольку это снижает вероятности поражения глаз и обнаружения факта облучения на объекте локации. Также желательно, чтобы интенсивность вернувшегося импульса от объекта локации и его длительность были в пределах динамического диапазона регистрирующих фотоприёмных устройств. Для реализации описанного принципа можно использовать аналогичный подход, успешно применяемый для усиления чирпированных импульсов [69]. Фемтосекундный импульс перед излучением в атмосферу пропускается через линию задержки с большой дисперсией групповой скорости, в которой он становится чирпированным, а его длительность сильно увеличивается (на 4 порядка). Соответственно снижается пиковая мощность. После возврата от объекта локации импульс снова пропускается через линию задержки, имеющую ту же дисперсию групповых скоростей, но противоположного знака. В результате чирп компенсируется и импульс приобретает первоначальную ультракороткую длительность. Актуальность применения в дальнометрии фемтосекундных импульсов с применением волоконных излучателей подтверждается развернувшимися исследованиями в исследовательских институтах и университетах [2, 5, 9, 10, 11, 13, 16, 19, 27, 61, 65, 70].

В настоящее время наиболее удобными в производстве и эксплуатации являются дальнометры на 1,54 с ВКР-лазерами, поскольку они позволяют сохранить технологическую базу и легко встраиваются в изделия, для которых они предназначены. В связи с этим являются актуаль-

ными проблемы совершенствования оптических элементов ВКР-лазеров. Целью настоящей статьи было изучение принципов модернизации лазерного излучателя для генерации импульсов в безопасном для глаза диапазоне длин волн (1,52–1,6 мкм). Для достижения поставленной цели был проведен тщательный анализ соответствующей научной литературы.

### 1. ПОНЯТИЕ ВКР

Комбинационное рассеяние (КР) света (эффект Рамана) – неупругое рассеяние оптического излучения на молекулах вещества (твёрдого, жидкого или газообразного), сопровождающееся заметным изменением частоты излучения [64]. В отличие от рэлеевского рассеяния, в случае комбинационного рассеяния света в спектре рассеянного излучения появляются спектральные линии, которых нет в спектре первичного (возбуждающего) света. Число и расположение появившихся линий определяется молекулярным строением вещества.

Происхождение данного эффекта удобнее всего объяснить в рамках квантовой теории излучения. Согласно ей, излучение частоты  $\nu$  рассматривается как поток фотонов с энергией  $h \cdot \nu$ , где  $h$  – постоянная Планка. При столкновениях с молекулами фотоны рассеиваются. В случае упругого рассеяния, они будут отклоняться от направления своего движения, не изменяя своей энергии (рэлеевское рассеяние). Но может быть и так, что при столкновении произойдет обмен энергией между фотоном и молекулой. Молекула при этом может как приобрести, так и потерять часть своей энергии в соответствии с правилами квантования – её энергия может измениться на величину  $\Delta E$ , соответствующую разности энергий двух разрешенных её состояний. Иначе говоря, величина  $\Delta E$  должна быть равна изменению колебательной и/или вращательной энергий молекулы. Если молекула приобретает энергию  $\Delta E$ , то после рассеяния фотон будет иметь энергию  $h\nu - \Delta E$  и соответственно частоту излучения  $\nu - \Delta E/h$ . А если молекула потеряет энергию  $\Delta E$ , частота рассеяния излучения будет равна  $\nu + \Delta E/h$ . Излучение, рассеянное с частотой меньшей, чем у падающего света, называется стоксовым излучением, а излучение с большей частотой называется антистоксовым. При не очень высоких температурах населенность первого колебательного уровня невелика, при комнатной температуре при колебательной частоте 1000 см<sup>-1</sup> на первом колебательном уровне находится всего 0,7 % молекул, поэтому интенсивность антистоксова рассеяния мала. С повышением температуры населенность возбужденного колебательного уровня возрастает и интенсивность антистоксова рассеяния растет (рис. 1).

В отличие от спонтанного комбинационного рассеяния света, результатом которого является некогерентное излучение с интенсивностью на

несколько порядков величины меньше интенсивности накачки, при вынужденном комбинационном рассеянии стоксова волна является когерентной и её интенсивность сравнима по величине с интенсивностью возбуждающего света.

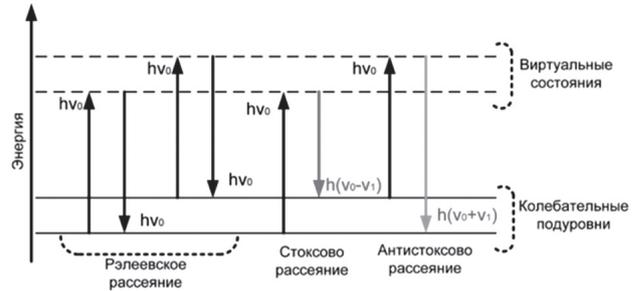


Рис. 1. Комбинационное рассеяние света

### 2. ОСОБЕННОСТИ ВКР В ТВЁРДЫХ ТЕЛАХ

В зависимости от параметров излучения и характеристик среды возможны различные виды или режимы ВКР. Когда длительность импульса накачки значительно превосходит время релаксации макроскопического дипольного момента, то реализуется так называемое стационарное ВКР, свойства которого в значительной степени установлены [28]. Так называемое переходное или нестационарное ВКР имеет место, если взаимодействие излучения со средой происходит за очень малый промежуток времени, так что наведенная макроскопическая поляризованность отстает по времени от пиковых значений полей возбуждающего излучения. В работе [14] решена задача математического моделирования нестационарного вынужденного комбинационного рассеяния света. Разработанные вычислительные алгоритмы и созданный на их основе программный комплекс можно использовать для компьютерного моделирования линейного и нелинейного вынужденного комбинационного рассеяния стоксовой, антистоксовой и волны накачки в условиях как фазового согласования, так и фазового рассогласования. Использование программного комплекса позволяет заменять непосредственные измерения высокочастотных электромагнитных полей и световых импульсов (физический эксперимент) компьютерным моделированием без потери точности и достоверности результата.

Из представленных результатов работы [29] можно сделать следующие выводы.

1. Во всех случаях с кристаллическими или жидкостными ВКР-преобразователями имеет место понижение пороговой мощности и увеличение эффективности ВКР для стоксовых компонент, попадающих в контур полосы усиления широкополосной среды (центры окраски, красители). Стоксовы компоненты высшего порядка подавляются.

2. Наблюдается понижение пороговой мощности возбуждения ВКР в антистоксовой области.

3. Происходит захват и полная или частичная конденсация спектра генерации широкополосной среды в одну или несколько линий КР.

4. За счет подбора ВКР среды становится возможной генерация многих лазерных частот, которые определяются частотой колебаний молекул в ВКР среде.

5. Использование ВКР для генерации в резонаторе осложняется каскадным преобразованием излучения на стоксовой частоте в высшие стоксовы компоненты. Кроме того, для осуществления усиления при ВКР требуется значительная мощность накачки. Она должна достигать тех же значений, которые необходимы для получения основного излучения, а это требует пространственного формирования и фокусировки пучков. В результате осложняется схемное решение источников излучения и уменьшается надежность лазеров.

6. С увеличением мощности накачки твердотельный лазер излучает от одного до нескольких пиков в импульсе в зависимости от плотности пассивного затвора, что необходимо учитывать при построении некоторых устройств, например, дальномеров, на базе такого лазера (под пиками следует понимать короткие импульсы с малой скважностью; интенсивность каждого последующего пика сначала постепенно возрастает, а потом постепенно спадает в огибающем контуре импульса, который включает в себя эти пики). Пиковая мощность лазера монотонно возрастает с уменьшением пропускания пассивного затвора, что связано с изменением числа пиков в импульсе при изменении плотности затвора.

7. В системах, состоящих из широкополосных усиливающих сред на основе щелочногалогидных кристаллов с центрами окраски и сред с кубическими и квадратичными нелинейностями, взаимодействующих через поле резонатора, возникают кооперативные оптические явления, заключающиеся в конденсации спектра широкополосной среды на определенной стоксовой или антистоксовой частоте при ВКР, либо на частоте параметрической генерации. Конденсация спектра приводит к увеличению затравочного излучения нелинейной среды на несколько порядков, за счет чего понижается пороговая мощность ВКР или параметрической генерации света (ПГС) и увеличивается эффективность преобразования энергии накачки.

На основе проведенных экспериментальных исследований в работе [30] выявлены основные нелинейные эффекты, ограничивающие мощность и яркость излучения в мощных твердотельных лазерных системах: оптический пробой, самофокусировка и вынужденное рассеяние Мандельштама-Бриллюэна (ВРМБ). Определены примерные границы по длительности импульса, когда влияние одного из этих эффектов является доминирующим: для длительностей меньше 1 нс наиболее существенное

влияние оказывает самофокусировка, для длительностей 5–30 нс – оптический пробой, а для длительностей больше 30 нс – ВРМБ и насыщенные усиления.

Среди оптических покрытий, наносимых методом электронно-лучевого напыления, наибольшей стойкостью обладают высокоотражающие зеркала. Просветляющие покрытия, нанесенные этим же методом, обладают существенно меньшим порогом пробоя. Так называемые «градиентные» просветляющие слои, получаемые методом выщелачивания поверхности стекла, имеют более высокие пороги разрушения, что, по-видимому, связано с улучшением поверхностной микроструктуры активного элемента в процессе обработки. Для обеспечения долговечности лазерных элементов рабочая плотность энергии должна быть в 2–3 раза ниже пороговой.

Дифракционные возмущения, попадая в полосу самофокусировочной неустойчивости, начинают нарастать экспоненциальным образом, приводя к появлению оптического пробоя в виде концентрических треков самофокусировки в объеме активного элемента. Для подавления эффекта самофокусировки рекомендуется использовать «жесткую» диафрагму вблизи от усилителя либо аподизирующую, например, зубчатую, диафрагму. При очень мощном излучении диафрагма может перекрываться плазмой.

В работе [24] показано, что при уменьшении угловой расходимости накачки происходит рост коэффициента усиления ВКР, если яркость накачки превышает критическую. Установлено, что при пространственно-когерентной накачке коэффициент усиления ВКР значительно больше, чем при пространственно-некогерентной. Показано, что в режимах обращения и воспроизведения волнового фронта пространственно-неоднородной накачки временные флуктуации структуры импульсов ВКР совершаются синхронно по всему сечению пучка, а поле стоксовой волны при монохроматической и пространственно-когерентной широкополосной накачке является пространственно-когерентным.

В работе [17] отмечено, что, если оптическая среда является комбинационно-активной, то при взаимодействии с ней интенсивного лазерного излучения эффективно протекает резонансный двухфотонный комбинационный процесс. Этот процесс приводит к появлению световых волн на частотах компонент ВКР. При этом резонансные процессы, протекающие в комбинационно-активной среде и примесных ионах активатора, могут существенным образом влиять и на спектральные параметры излучения (появление волн с новыми частотами при ВКР, генерация суммарных или разностных частот и др.), и на пространственные характеристики излучения (вклад резонансных процессов в нелинейный показатель преломления, обуславливающий самофокусировку и др.

Вклад резонансного взаимодействия в величину нелинейного показателя преломления твердотельных полифункциональных лазерных сред при ВКР-самопреобразовании лазерного излучения или в процессе электронного двухфотонного поглощения может значительно превышать величину нерезонансной составляющей нелинейного показателя преломления кристаллической матрицы, при этом по знаку он может быть как положительным и приводить к усилению нелинейных свойств, ответственных за управление параметрами лазерного излучения, так и отрицательным, и осуществлять самодефокусировку лазерного излучения, повышая тем самым эффективную лучевую прочность полифункциональных лазерных сред. В частности, резонансный вклад двухфотонного поглощения ионов  $\text{Nd}^{3+}$  в эффективный коэффициент нелинейного показателя преломления кристаллов  $\text{KGd}(\text{WO}_4)_2$  при концентрации  $\sim 6$  ат. % на длине волны 1,064 мкм обеспечивает полную компенсацию нерезонансной составляющей коэффициента нелинейного показателя преломления, значение которой становится равным нулю.

Экспериментально продемонстрирована возможность увеличения (для повышения эффективности записи фазовых динамических решеток) или уменьшения (для ослабления эффектов самофокусировки) коэффициента нелинейного показателя преломления вплоть до его полной компенсации (до нулевого значения) путем изменения концентрации примеси в твердотельных средах с соответствующим расположением электронных уровней в ионах примеси или путем возбуждения ВКР в диэлектрической матрице, при отстройке от резонанса в пределах ширины линии.

В результате проведенных в работе [7] исследований были получены следующие основные результаты.

1. Экспериментально обнаружена и теоретически обоснована взаимосвязь коэффициентов ВКР усиления в кристаллах со спектральными и временными параметрами ВКР активных мод (под ВКР активными модами следует понимать наиболее интенсивные колебания катионов, анионных групп как единое целое (внешние или решеточные колебания (фононы)) или колебания внутрианионных групп (внутренние колебания (виброны)) ВКР-среды, при взаимодействии с которыми происходит сдвиг частоты лазерного излучения). Разработана методика поиска и создания новых перспективных ВКР кристаллов с рекордными параметрами. В широком классе исследованных кристаллов экспериментально подтверждена зависимость стационарного коэффициента ВКР усиления от величины пикового сечения комбинационного рассеяния ВКР активной моды. Время дефазировки и величина интегрального сечения рассеяния ВКР активной моды являются основными параметрами, опре-

деляющими коэффициент ВКР усиления в нестационарном случае.

2. С использованием методов спектроскопии двухфотонного КР усиления, пикосекундного антистоксова КР и спонтанной спектроскопии КР выявлено влияние однородного уширения, фазовой релаксации и температуры на величину пикового сечения КР для ВКР-активных мод. Установлено, что процессы релаксации высокочастотных колебательных мод в кристаллах с анионными комплексами определяются их взаимодействием с оптическими и решеточными фононами. В кристалле  $\text{BaWO}_4$  сильная изоляция внутренних колебательных мод, большой энергетический зазор между ними приводит к запрету на 3-фононный механизм распада ВКР активного колебания на два низкочастотных, обуславливая низкую вероятность релаксации моды, аномально малое однородное уширение, высокое пиковое сечение КР и рекордный стационарный коэффициент ВКР усиления. В ряду кристаллов кальциевых, стронциевых и бариевых вольфраматов и молибдатов с шеелитовой структурой установлено, что совмещение тяжелого катиона  $\text{Ba}^{2+}$  и большого межионного расстояния в решетке приводят к большому энергетическому зазору между внутренними КР модами в кристаллах  $\text{BaWO}_4$  и  $\text{BaMoO}_4$ , уменьшению вероятности релаксационных процессов в них, узким ВКР-активным модам и высокому значению стационарного коэффициента ВКР-усиления при комнатной температуре.

3. Исходя из спектров спонтанного КР, предложен универсальный кристалл  $\text{BaWO}_4$  для эффективного ВКР при возбуждении пико-, нано- и субмикросекундными лазерными импульсами. Проведенные экспериментальные исследования продемонстрировали высокий коэффициент ВКР-усиления, хорошие теплофизические свойства, технологичность кристалла, что подтверждает перспективность кристалла  $\text{BaWO}_4$  для создания эффективных твердотельных ВКР преобразователей.

4. На основе кристаллов  $\text{BaWO}_4$  и  $\text{BaMoO}_4$  предложены и реализованы высокоэффективные ВКР преобразователи для видимого и ближнего ИК спектральных диапазонов. Создан компактный твердотельный лазер, работающий на длине волны 1536 нм в безопасном для глаз спектральном диапазоне с накачкой лазерным диодом, акусто-оптическим затвором и внутрирезонаторным ВКР преобразователем на кристалле  $\text{BaWO}_4$  с выходной энергией до 0,6 Вт и дифференциальным КПД преобразования излучения диода в стоксово равным 44 %.

5. Предложены и реализованы твердотельные ВКР лазеры на полифункциональных кристаллах, активированных ионами  $\text{Nd}^{3+}$ , для ближнего ИК спектрального диапазона, работающие с ВКР самопреобразованием лазерного излучения в активной лазерной среде. Получена

генерация на длинах волн первой и второй стоксовых компонент в ВКР лазере на кристалле  $BaWO_4:Nd^{3+}$  с пассивным лазерным затвором и накачкой непрерывным лазерным диодом.

6. Установлено, что наибольшими коэффициентами ВКР усиления и, следовательно, наименьшими порогами ВКР обладают кристаллы  $PbMoO_4$ ,  $PbWO_4$  и  $BaWO_4$ . При этом лучшее ВКР наблюдается в  $PbMoO_4$ , но  $PbMoO_4$  и  $PbWO_4$  имеют меньший порог оптического пробоя, чем  $BaWO_4$ . В табл.1 приведены параметры наиболее интенсивных КР мод в некоторых кристаллах.

Таблица 1

Параметры наиболее интенсивных КР мод в некоторых кристаллах

Кристалл	Симметрия решетки	Геометрия возбуждения	Частота, $\nu_R$ , см <sup>-1</sup>	Ширина моды (FWHM), см <sup>-1</sup>	Интегральное сечение $\Sigma_{int}$ , отн. ед.	Пиковое сечение $\Sigma_{peak}$ , отн. ед.
Алмаз	$O_h^7$	$\perp C_3$	1332,9	2,7	100,00	100,00
Простые оксиды						
$TeO_2$	$D_4^4$	$\perp C_4$	648,0	9,0	150,00	32,00
$TiO_2$	$D_{4h}$	—	612,0	49,0	159,00	10,00
$SiO_2$	$D_{3d}^6$	$\parallel C_3$	464,0	7,0	2,20	1,20
$Al_2O_3$	$D_{3d}^6$	—	419,0	2,0	0,05	0,07
$ZnO$	$C_{6v}$	—	438,0	6,0	7,14	2,70
$Y_2O_3$	$T_h^7$	—	378,6	4,0	3,30	2,16
Нитраты и карбонаты						
$Ba(NO_3)_2$	$T_h^6$	$\parallel C_4$	1048,5	0,4	21,00	63,00
$Pb(NO_3)_2$	$T_h^6$	$\parallel C_4$	1046,0	1,0	10,00	62,00
$NaNO_3$	$T_h^6$	$\perp C_3$	1069,2	1,0	23,00	44,00
$CaCO_3$	$D_{3d}^6$	$\perp C_3$	1086,4	1,2	6,00	10,60
Вольфраматы						
$CaWO_4$	$C_{4h}^6$	$\perp C_4$ $\parallel C_4$	911,0	6,9	40,00 50,00	15,00 18,60
$SrWO_4$	$C_{4h}^6$	$\perp C_4$ $\parallel C_4$	921,0	3,0	40,00 50,00	33,00 41,00
$BaWO_4$	$C_{4h}^6$	$\perp C_4$ $\parallel C_4$	925,6	1,6	42,00 52,00	52,00 64,00
$PbWO_4$	$C_{4h}^6$	$\perp C_4$ $\parallel C_4$	904,7	4,7	171,00 120,00	97,00 65,00
$KGd(WO_4)_2$	$C_{2h}^6$	$\perp C_2$ $\parallel C_2$	901,0 767,0	5,4 5,4	50,00 59,00	35,00 37,00
$KY(WO_4)_2$	$C_{2h}^6$	$\perp C_2$	905,6	7,0	46,00	35,00
$KYb(WO_4)_2$	$C_{2h}^6$	$\perp C_2$	908,0	7,4	48,00	34,00
Молибдаты						
$CaMoO_4$	$C_{4h}^6$	$\parallel C_4$	879,0	6,5	65,00	34,00
$SrMoO_4$	$C_{4h}^6$	$\parallel C_4$	888,0	2,8	63,00	51,00
$BaMoO_4$	$C_{4h}^6$	$\parallel C_4$	892,0	2,1	55,00	64,00
$PbMoO_4$	$C_{4h}^6$	$\perp C_4$ $\parallel C_4$	871,0	8,0	390,00 203,00	120,00 64,00
Ванадаты						
$GdVO_4$	$C_{4h}^{19}$	$\parallel C_4$	885,0	3,0	92,00	66,00
$YVO_4$	$C_{4h}^{19}$	$\parallel C_4$	892,0	3,8	92,00	76,00
Иодаты и ниобаты						
$LiIO_3$	$C_6^6$	$\perp C_6$	821,0	5,0	54,00	25,00
$LiNbO_3$	$C_{3v}^6$	$\perp C_3$ $\parallel C_3$	872,0 632,0	21,4 27,0	44,00 166,00	5,00 18,00
$LaNbO_4$	$C_{2h}^3$	$\parallel C_2$	805,0	9,0	22,00	7,10
Фосфаты						
$Ca_3(PO_4)_3F$	$C_{6h}^2$	$\parallel C_6$	964,0	2,8	3,40	3,80
$Sr_3(PO_4)_3F$	$C_{6h}^2$	$\parallel C_6$	950,0	2,8	3,40	3,80
Другие						
$Ba_3(B_2O_6)_2$	$C_{3v}^6$	$\perp C_3$	636,0	4,5	1,00	0,60
$Y_3Al_5O_{12}$	$O_h^{10}$	$\perp C_3$	783,0	8,0	3,00	1,00
$Lu_3Al_5O_{12}$	$O_h^{10}$	$\perp C_3$	796,0	11,0	2,80	0,70
$CaF_2$	$O_h^5$	$\perp C_3$	323,0	8,4	0,07	0,21
$CdF_2$	$O_h^5$	$\perp C_3$	318,0	21,0	0,16	0,20

7. При увеличении температуры ВКР среды наблюдается слабый сдвиг частоты ВКР активной моды в область меньшей частоты. Величина этого сдвига важна при разработке ВКР лазеров, чтобы знать точный частотный сдвиг и, соответственно, точную частоту ВКР преобразованного излучения. Также при увеличении температуры ВКР среды КР моды уширяются, что ведёт к уменьшению пикового сечения КР и, следовательно, к уменьшению стационарного коэффициента ВКР усиления и повышению порога ВКР.

8. В кристаллах  $PbMoO_4$  и  $PbWO_4$  практически отсутствует температурный сдвиг частоты ВКР активных мод и коэффициент ВКР усиления в них мало зависит от температуры.

9. За счет нелинейного характера ВКР приводит к укорочению лазерных импульсов, что приводит к увеличению пиковой мощности лазерных импульсов (длительность стоксовых импульсов меньше импульсов накачки).

10. При прочих равных условиях при выборе усилительной среды преимущество имеют среды с более высоким показателем преломления.

11. Чтобы повысить плотность внутррезонаторной мощности, используют пассивный или активный лазерный затвор.

В работе [55] рассчитано и экспериментально проверено, что чем выше коэффициент ВКР усиления среды, тем ниже пороговая энергия накачки, необходимая для получения стоксовых компонент.

### 3. ВЫБОР КОНСТРУКЦИИ ВКР-ЛАЗЕРА

В работе [26] исследована возможность получения ВКР-преобразования с большой средней мощностью и энергией по схеме многопроходного ВКР-лазера с внешней накачкой нелинейного кристалла.

В работе [6] получено внутррезонаторное ВКР преобразование излучения  $1,3 \rightarrow 1,5$  мкм в кристалле  $BaWO_4$  при пассивной модуляции добротности лазера накачки кристаллом  $YAG:V^{3+}$ .

В работе [51] получены математические выражения, позволяющие оптимизировать выходное зеркало и пассивный лазерный затвор для получения максимальной энергии импульса излучения и вычислить пороговую мощность накачки для данного лазера с пассивной модуляцией добротности и торцевой накачкой лазерным диодом. Также отмечено, что энергия импульса уменьшается при увеличении отношения сечения поглощения возбужденного состояния к сечению поглощения основного состояния пассивного лазерного затвора. Пороговая мощность накачки основного излучения определяется выражением (1):

$$P_{pump} = \eta \cdot (\omega_p^2 + \omega_L^2) \times \ln\left(\frac{1}{R}\right) + \ln\left(\frac{1}{T_0^2}\right) + L + 2 \cdot \sigma \cdot n_{a0} \cdot l \times \frac{1}{2 \cdot \sigma \cdot l}, \quad (1)$$

где  $\eta$  – параметр, относящийся к эффективности накачки;  $\omega_p$  – средний радиус луча накачки в усиливающей среде;  $\omega_L$  – радиус лазерной моды основного излучения;  $R$  – коэффициент отражения выходного зеркала для основного излучения;  $T_0$  – начальное пропускание пассивного лазерного затвора для основного излучения;  $L$  – однопроходные диссипативные оптические потери основного излучения в резонаторе;  $\sigma$  – сечение вынужденного излучения усиливающей среды;  $n_{a0}$  – начальная плотность населённости на нижнем лазерном уровне;  $l$  – длина усиливающей среды.

В работе [31] отмечено, что по сравнению с ВКР-лазером с торцевой накачкой ВКР-лазер с поперечной накачкой имеет меньшую эффективность преобразования, но может генерировать с большей выходной мощностью. По сравнению с выпукло-плоским резонатором [38] плоско-параллельный резонатор легко юстируется и может обладать эффектом тепловой линзы, что делает работу лазера более эффективной при высокой мощности накачки по сравнению с вогнуто-плоским резонатором [56]. С повышением частоты импульсов диодной накачки с 5 кГц до непрерывной возростала выходная мощность излучения основной длины волны 1064 нм. При низкой мощности накачки энергия одиночного импульса первой (1180 нм) и второй (1325 нм) стоксовых компонент, а значит и средняя выходная мощность, выше при низкой частоте (5 кГц) импульсов диодной накачки, чем при высокой (10 и 15 кГц). Однако, экспериментально подтверждено, что фракционная термическая нагрузка легированного неодимом лазера с модуляцией добротности существенно возрастает при уменьшении частоты импульсов накачки в диапазоне 1 – 10 кГц [48]. В соответствии с [35] более высокая фракционная нагрузка в ВКР-кристалле влияет на работу ВКР-лазера вследствие термически наведённого подавления ВКР-усиления, возникающего после температурного уширения ВКР-линии. Кроме того, Nd:YAG-модуль претерпевает из-за значительного эффекта дполяризации, что может повлиять на работу ВКР-лазера при высоких мощностях накачки. Поэтому при высокой мощности накачки мощность ВКР-лазера при частоте импульсов накачки 5 кГц ниже, чем при 10 и 15 кГц. Пороговая мощность накачки повышается при повышении частоты импульсов накачки в диапазоне 5–15 кГц. Когда мощность первой стоксовой компоненты достаточно высока, генерируется вторая стоксовая компонента. Дальнейшее повышение мощности первой стоксовой компоненты ведёт к повышению эффективности преобразования первой стоксовой компоненты во вторую и понижению выходной мощности первой стоксовой компоненты. К тому же, значительный термический эффект при высокой мощности накачки ограничивает выходную мощность первой стоксо-

вой компоненты. При высоком коэффициенте пропускания (85,32–92,49 %) выходного зеркала на длине волны второй стоксовой компоненты вторая стоксовая компонента не наблюдалась вследствие высоких потерь.

В работе [45] отмечено, что по сравнению с внешнерезонаторной внутрирезонаторная конфигурация ВКР-лазера имеет преимущество в высокой интенсивности внутри лазерного резонатора и использует многопроходность основной длины волны лазера внутри ВКР-резонатора для повышения эффективной длины взаимодействия, что ведёт к низкопороговой работе и высокой общей эффективности преобразования. При частоте импульсов диодной накачки 10 кГц мощность первой стоксовой компоненты ВКР-лазера насыщалась при достижении определённой мощности диодной накачки, но при частоте импульсов диодной накачки 15 и 20 кГц насыщение мощности стоксовой компоненты не наблюдалось, что может быть следствием самофокусировки, рассмотренной в работе [59]. Наибольшая средняя выходная мощность была получена при частоте импульсов диодной накачки 20 кГц, а наибольшая эффективность диодно-стоксового оптического преобразования была получена при частоте диодной накачки 15 кГц. Ширина импульса стоксовой компоненты увеличивалась при увеличении частоты диодной накачки в диапазоне 10–20 кГц и уменьшалась при повышении мощности диодной накачки. Длительность импульса основной длины волны была примерно в два раза больше длительности импульса первого стоксового компонента.

В работе [49] произведено численное моделирование внутрирезонаторных ВКР-лазеров с пассивной модуляцией добротности и торцевой накачкой лазерным диодом. Отмечено, что чем выше ВКР-усиление среды, тем ниже ВКР-порог и тем раньше начинает уменьшаться темп возрастания внутрирезонаторной плотности фотонов стоксовых лучей с ростом начальной плотности инверсной населённости. Чем выше ВКР-усиление среды и выше начальная плотность инверсной населённости, тем короче стоксовый импульс. Обычно, временной профиль стоксового импульса ассиметричный: нарастающий край круче спадающего, и это отличие более заметно при большем уровне накачки. Меньшее сечение вынужденного излучения активного элемента даёт большее ВКР-усиление и ведёт к меньшему ВКР-порогу, а также в случае пассивной модуляции добротности обеспечивает генерацию основных импульсов меньшей длительности и большей пиковой интенсивности, что желательно для эффективного ВКР-преобразования. Поэтому лазерная среда со сравнительно малым сечением вынужденного излучения предпочтительна для внутрирезонаторных ВКР-лазеров с пассивной модуляцией добротности. Также отмечено, что уменьшение длины резонатора

уменьшает ВКР-порог. Чем уже луч основного излучения, тем ниже ВКР-порог. Существует оптимальное ВКР-усиление среды, при котором интегрированная внутрирезонаторная плотность фотонов стоксовых лучей максимальна. При дальнейшем повышении ВКР-усиления интегрированная внутрирезонаторная плотность фотонов стоксовых лучей понемногу спадает из-за перекачки основного излучения в стоксовое раньше достижения пиковой интенсивности. Чем больше параметр насыщающегося поглотителя, тем короче импульсы основного излучения и выше их пиковая интенсивность, что ведёт к генерации более коротких стоксовых импульсов с большей энергией и пиковой интенсивностью. Чем больше параметр насыщающегося поглотителя, тем выше внутрирезонаторная плотность фотонов стоксовых лучей и ниже ВКР-порог. Поэтому большой параметр насыщающегося поглотителя желательный для внутрирезонаторных ВКР-лазеров с пассивной модуляцией добротности. Нормализованная начальная плотность инверсной населённости зависит от параметров пассивного лазерного затвора и резонатора (2):

$$N = \frac{1 + \frac{\ln\left(\frac{1}{T_0^2}\right)}{\ln\left(\frac{1}{R}\right) + L}}{1 + \left(\frac{\sigma_{esa}}{\sigma_{gsa}}\right) \cdot \frac{\ln\left(\frac{1}{T_0^2}\right)}{\ln\left(\frac{1}{R}\right) + L}}, \quad (2)$$

где  $\sigma_{esa}$  — сечение поглощения возбужденного состояния пассивного лазерного затвора;  $\sigma_{gsa}$  — сечение поглощения основного состояния пассивного лазерного затвора.

В работе [60] произведено численное моделирование внутрирезонаторных ВКР-лазеров с пассивной модуляцией добротности и диодной накачкой. Произведён расчёт оптимального коэффициента отражения выходного зеркала для стоксового излучения. Этот оптимальный коэффициент, при котором наблюдались максимальная пиковая мощность и минимальная ширина импульса, находился в диапазоне 0,4–0,7. Также отмечено, что при пассивной модуляции добротности пиковая интенсивность и ширина импульса слабо зависят от уровня накачки. Длительность импульса накачки составляла 200 мкс. При достижении порога накачки генерировался один стоксовый импульс в момент времени 189 мкс. При дальнейшем повышении интенсивности накачки до определённого значения (в два раза больше порогового) генерировалась последовательность импульсов (три импульса) с первым импульсом в момент времени 58 мкс. Ширина основного импульса в отсутствие ВКР-преобразования была равна 20 нс, при ВКР-преобразовании она была равна 7,4 нс, в то время как ширина стоксового импульса была равна примерно 1 нс.

В работе [50] проведены расчёты, позволяющие оптимизировать насыщающийся поглотитель в лазерах с пассивной модуляцией добротности. Отмечено, что наибольшая выходная энергия, наибольшая пиковая мощность и наименьшая ширина импульса излучения достижимы при большем сечении поглощения пассивного лазерного затвора при переходе с основного на возбужденный уровень, с которого происходит переход на метастабильный уровень, и достижимы при меньшем сечении лазерного вынужденного излучения и меньшем факторе понижения инверсии активного элемента. Также в этой ситуации требуется меньшая интенсивность накачки для просветления пассивного лазерного затвора. При этом данная тенденция актуальна до достижения отношения первого параметра к произведению второго и третьего значения 10, после чего дальнейшее увеличение энергии и пиковой мощности лазерного импульса и уменьшение его длительности становятся незначительными. Также рассчитан интервал между лазерными импульсами и частота их генерации при непрерывной накачке лазерными диодами лазера с пассивной модуляцией добротности. Для Nd:YAG лазера с Cr<sup>4+</sup>:YAG пассивным затвором при превышении мощности накачки в два раза над пороговой в соответствии с расчётами должно генерироваться излучение с частотой 10,7 кГц и частота излучения должна зависеть от мощности накачки приблизительно линейно. Постоянные значения энергии, пиковой мощности и ширины импульса излучения с повышением мощности непрерывной накачки и соответственно ростом частоты сохраняются до тех пор, пока интервал между импульсами значительно превышает время жизни возбужденного уровня насыщаемого поглотителя. При дальнейшем повышении мощности накачки энергия и пиковая мощность импульса лазерного излучения уменьшаются, а ширина — увеличивается.

В работе [47] отмечено, что с повышением падающей мощности накачки лазера активная среда не может полностью поглотить мощность накачки и оставшаяся мощность накачки, в некоторой степени, может просветить насыщающийся поглотитель, ведя к значительному понижению энергии импульса. С повышением падающей мощности накачки возникает эффект термической линзы в лазерной среде, что также немного понижает энергию импульса. Однако мощность излучения в многоимпульсном режиме возрастает с повышением мощности накачки до определённого значения (например, 8,8 Вт), после чего падает вследствие неустойчивости резонатора, вызванной сильным эффектом термической линзы в активном элементе. С повышением мощности накачки возрастает частота лазерных стоксовых импульсов (например, с 8,9 кГц до 46,4 кГц). Частота лазерных импульсов при пассивном затворе с большим ко-

эффицентом начального пропускания больше, чем с меньшим, и мало зависит от коэффициента отражения выходного зеркала. В экспериментах активный элемент из Nd:YVO<sub>4</sub> и пассивный затвор из Cr<sup>4+</sup>:YAG были обмотаны индиевой фольгой и помещены в медные блоки с водным охлаждением. Температура воды на протяжении экспериментов поддерживалась равной 23 °С.

В работе [39] отмечено, что мощность стоксового излучения твердотельного ВКР-лазера с пассивной модуляцией добротности возрастает с увеличением мощности накачки, а порог накачки понижается с увеличением начального пропускания пассивного лазерного затвора. Также отмечено, что значительный нагрев пассивного лазерного затвора при увеличении мощности накачки сильно воздействует на устойчивость резонатора и затрудняет увеличение мощности стоксового излучения. Результаты экспериментов показали, что чем больше начальное пропускание затвора, тем больше ширина импульса и больше частота стоксового излучения. Чем больше коэффициент отражения выходного зеркала, тем больше ширина импульса и совсем немного больше частота стоксового излучения. Частота стоксового излучения увеличивается, а ширина импульсов незначительно уменьшается при увеличении мощности накачки. Следовательно, при большом начальном пропускании затвора при увеличении мощности накачки до определённого значения частота прохождения стоксового излучения через пассивный лазерный затвор возрастает настолько, что устойчивость резонатора снижается из-за разогрева пассивного лазерного затвора, что ведёт к насыщению выходной мощности стоксового излучения.

В работе [23] даны свойства нелинейного поглотителя V<sup>3+</sup>:YAG, перспективного для применения в ВКР-лазере, дающего относительно безопасное для зрения излучение. Для длины волны излучения 1,34 мкм его показатель преломления  $n = 1,82$ , сечение поглощения из основного уровня  $\sigma_{gsa} = 72 \cdot 10^{-18} \text{ см}^2$ , сечение поглощения из возбуждённого уровня  $\sigma_{esa} = 7,4 \cdot 10^{-18} \text{ см}^2$ .

В работе [15] отмечено, что характеристики лазера зависят от ориентации кристаллографических осей затвора V<sup>3+</sup>:YAG по отношению к ориентации кристаллографических осей активного элемента KGd(WO<sub>4</sub>)<sub>2</sub>. Первый тип затворов был изготовлен из кристалла V<sup>3+</sup>:YAG, выращенного в направлении [100], и вырезанного так, что оптическая ось затвора была перпендикулярна кристаллографической плоскости (100). Второй тип затворов был изготовлен из кристалла V<sup>3+</sup>:YAG, выращенного в направлении [111], и вырезанного так, что оптическая ось затвора была перпендикулярна кристаллографической плоскости (111). Пороговая энергия накачки составляла 4,5 Дж, порог генерации лазера не зависел от кристаллографической ориентации затвора. Энергия генерации на длине волны из-

лучения 1,54 мкм изменялась в зависимости от угла поворота затвора вокруг оптической оси от 3,5 до 8,5 мДж для затворов первого типа и от 0,2 до 2,3 мДж для затворов второго типа.

#### 4. ВЫБОР АКТИВНОЙ СРЕДЫ ЛАЗЕРА С ВКР-САМОПРЕОБРАЗОВАНИЕМ

В работе [57] выведены и численно решены пространственно зависимые временные уравнения внутррезонаторного ВКР-лазера с диодной накачкой и активной модуляцией добротности. Также отмечено, что некоторые лазерные кристаллы, легированные ионами редкоземельных металлов, могут использоваться для реализации лазеров с ВКР-самопреобразованием, в которых лазерный кристалл служит одновременно и ВКР-средой, например, Nd:KGd(WO<sub>4</sub>)<sub>2</sub>, Yb:KLu(WO<sub>4</sub>)<sub>2</sub>, Nd:PbWO<sub>4</sub>, Nd:YVO<sub>4</sub>, Nd:GdVO<sub>4</sub> [32, 34, 36, 40–44]. В особенности, Nd:YVO<sub>4</sub> имеет большой коэффициент поглощения, большое сечение стимулированного излучения и широкую полосу поглощения, что означает, что выходная лазерная мощность менее чувствительна к сдвигу длины волны диодной накачки вследствие температурного эффекта или старения. К тому же, кристалл Nd:YVO<sub>4</sub> кристаллизуется в D<sub>4h</sub> тетрагональной пространственной группе типа циркон, и его уникальная оптическая ось располагается по четырёхгранной оси симметрии *c*. Для  $\alpha$ -вырезанного кристалла  $\pi$ -поляризованный (электрическое поле, параллельное *c*) переход имеет большее сечение стимулированного излучения, чем  $\sigma$ -поляризованный (электрическое поле перпендикулярное *c*), поэтому лазеры на основе  $\alpha$ -вырезанного кристалла Nd:YVO<sub>4</sub> обычно генерируют  $\pi$ -поляризованное лазерное излучение. Линейно поляризованное излучение на основной длине волны желательнее для высокоэффективного ВКР-преобразования [46, 55]. Установлено, что чем выше коэффициент отражения выходного зеркала, тем ниже ВКР-порог при диодной накачке лазера. При высоком уровне накачки эффективность ВКР-преобразования выше при меньшем значении коэффициента отражения выходного зеркала для стоксовой компоненты (85,5 %), чем при большем (92,8 %). В диапазоне частот импульсов диодной накачки 10–30 кГц наибольшая выходная мощность ВКР-лазера на основе кристалла Nd:YVO<sub>4</sub> наблюдалась при 20 кГц, наименьшая – при 30 кГц. Энергия импульса стоксовой компоненты понижалась при повышении частоты импульсов диодной накачки в диапазоне 10–30 кГц. Длительность импульса линейно уменьшалась при повышении мощности накачки и линейно увеличивалась при повышении частоты в диапазоне 10–30 кГц. Установлено, что чем выше коэффициент отражения выходного зеркала, тем больше длительность импульса.

В работе [20] рассмотрено практическое использование затвора на основе YAG:V<sup>3+</sup> в ла-

зере с длиной волны 1,54 мкм на кристаллах  $\text{KGW:Nd}^{3+}$  с ВКР-самопреобразованием и пассивной модуляцией добротности.

На основе спектральной характеристики атомов неодима в работе [1] рассчитано содержание активной примеси  $\text{Nd}^{3+}$  в кристаллах КГВ, исследовано количественное соотношение концентрации примеси неодима в кристаллах и в расплаве.

Для получения максимальной мощности излучения концентрация атомов неодима  $\text{Nd}^{3+}$  в кристалле КГВ должна составлять 4,5% [25], тогда выходная энергия будет наибольшей, а пороговая наименьшей по сравнению с другими концентрациями неодима в диапазоне возможных концентраций 3 – 10 %.

В работе [8] представлены результаты экспериментального исследования лазера на кристалле  $\text{KGW:Nd}^{3+}$  диаметром 3 и 4 мм с поперечной накачкой квазинепрерывными линейками лазерных диодов (ЛЛД) при смещении с помощью нагрева спектрального диапазона излучения ЛЛД в диапазон 813 – 819 нм, поскольку в исходном спектральном диапазоне 803 – 809 нм порог генерации достигался только при максимальной накачке. При накачке использовались от восьми до шестнадцати ЛЛД, каждая из которых имела импульсную мощность излучения не менее 60 Вт. С целью снижения длительности моноимпульса лазера и увеличения его мощности длина резонатора была уменьшена до минимально возможного значения 12 см. Для получения генерации  $\text{KGW:Nd}^{3+}$ -лазера в безопасной для зрения области спектра было использовано преобразование в процессе ВКР волны с  $\lambda = 1,351$  мкм (соответствующей переходу  ${}^4\text{F}_{3/2} \rightarrow {}^4\text{I}_{13/2}$  ионов неодима) в первую стоксовую компоненту с  $\lambda = 1,538$  мкм. В связи с разогревом активного элемента при импульсной накачке с энергией импульса 220 мДж энергия импульса излучения ВКР-лазера уменьшалась на 25 % при увеличении частоты следования импульсов накачки в диапазоне 5 – 20 Гц. Время жизни возбужденного состояния ионов неодима в кристалле  $\text{KGW:Nd}^{3+}$  составляет примерно 100 мкс. Длительность импульса ЛЛД составляла 200 мкс, однако её уменьшение нецелесообразно, поскольку мощность излучения ЛЛД ограничена предельным током через р-п-переход и не может быть увеличена при уменьшении длительности импульса. Дальнейшее увеличение энергии импульса ВКР-лазера не может быть реализовано за счет применения импульсов накачки с длительностью, увеличенной до нескольких миллисекунд, а требует увеличения предельного тока или использования большого числа ЛЛД. При близких значениях КПД и выходных энергий ВКР-лазера и лазера на иттербий-эрбиевом стекле [4] несомненным преимуществом ВКР-лазера на кристалле  $\text{KGW:Nd}^{3+}$  является отсутствие принудительного охлаждения при частотах следования импульсов несколько десятков герц, в то время

как для лазера на иттербий-эрбиевом стекле частота следования составляет несколько герц.

В работе [53] для поперечной накачки кристалла  $\text{Nd:KGW}$  с ВКР-самопреобразованием излучения с длиной волны 1,351 мкм в излучение с длиной волны 1,538 мкм использовались планки лазерных диодов с выходной мощностью импульса не менее 100 Вт каждая. Модуль накачки был составлен из 32 планок лазерных диодов, которые были объединены в четыре секции и накачивали активную среду симметрично с восьми направлений. Максимальная мощность накачки была 3200 Вт. Стержень из кристалла  $\text{Nd:KGW}$ , установленный в кварцевую камеру, охлаждался водой. Частота повторения импульсов накачки была 10 Гц. Все поверхности зеркал и кристаллов были покрыты просветляющими покрытиями для 1067 нм. Эффективность активного стержня из кристалла  $\text{Nd:KGW}$  с радиусом 3,5 мм, с длиной 61 мм и атомной долей неодима 3 % была выше, чем у стержней такого же диаметра, с длинами 63 мм, 61 мм, 64 мм, 63 мм и атомными долями неодима 1,6 %, 2 %, 3 %, 5 %, соответственно. Но стержень с атомной долей неодима 5 % был плохого оптического качества. Хотя время жизни флюорисценции кристалла  $\text{Nd:KGW}$  только 110 мкс, выходная энергия импульса излучения на длине волны 1,538 мкм возрастала заметно при увеличении длительности импульсов накачки с 115 мкс до 385 мкс при одинаковом токе и при увеличении тока диодов с 50 до 100 А и была максимальной (31,8 мДж) при энергии импульса накачки 1,23 Дж. Длительность выходного импульса была 2 нс при резонаторе длиной 7 см для излучения 1,538 мкм. Выходное зеркало имело высокий коэффициент отражения для 1,351 мкм, а его коэффициент отражения для 1,538 мкм равнялся 10 %.

В работе [54] для ВКР-самопреобразования использовался кристалл  $\text{Nd}^{3+}:\text{KGW}$ , ориентированный вдоль (010) кристаллографической оси, при которой согласно [3] минимальный порог ВКР и присутствует только частотный сдвиг  $901,5 \text{ см}^{-1}$ .

В работе [37] описаны кристаллы  $\text{PbWO}_4:\text{Nd}^{3+}$  и  $\text{PbMoO}_4:\text{Nd}^{3+}$ , которые могут использоваться для реализации лазеров с ВКР-самопреобразованием. При накачке лазерными диодами кристалла  $\text{PbMoO}_4:\text{Nd}^{3+}$  была получена наивысшая эффективность (21 %) среди кристаллов с шеелитовой структурой. Кристаллы с таким типом структуры характеризуются более высокими пиковыми сечениями ВКР, более низкими ВКР порогами, более высоким ВКР усилением и большей эффективностью ВКР-преобразования по сравнению с коммерческим кристаллом  $\text{KGd}(\text{WO}_4)_2:\text{Nd}^{3+}$ . Также был найден новый кристалл  $\text{PbNd}_4(\text{MoO}_4)_7$ .

В работе [52] были получены первые результаты непрерывного лазерного излучения  $\text{Nd}^{3+}$  в  $\text{NaLa}(\text{WO}_4)_2$ , который может использоваться

в лазерах с ВКР-самопреобразованием, при комнатной температуре и при накачке излучением AlGaAs лазерного диода. Вынужденное излучение на  $\lambda = 1056$  нм было получено в широком спектральном диапазоне накачки ( $\lambda = 790\text{--}820$  нм), что позволяет легко работать при сдвиге длины волны излучения лазерных диодов. ВКР-преобразование было получено в пикосекундном режиме с эффективностью, подобной моноклинному  $KY(WO_4)_2$  эталону. Установлено присутствие в NaLaW ВКР-сдвигов  $923\text{ см}^{-1}$ ,  $912\text{ см}^{-1}$ ,  $326,5\text{ см}^{-1}$  с ширинами полосы на полувысоте  $\Delta\Omega_R = 7,5\text{ см}^{-1}$ ,  $6,4\text{ см}^{-1}$ ,  $12\text{ см}^{-1}$ , соответственно. Показано отсутствие термального ухудшения лазерной активной среды до 700 мВт поглощаемой мощности света. Подтверждена лучшая эффективность работы лазера и ВКР-преобразования при  $\pi$ -конфигурации и определена оптимальная концентрация Nd для этой цели в диапазоне 3–5 атомных %.  $Nd^{3+}$  в тетрагональных DT матрицах обладает лучшей способностью накопления энергии, чем в изоморфных DM кристаллических матрицах, и NaLaW матрица показывает относительно низкие безизлучательные потери посредством ион-матричного взаимодействия. В работе [33] была продемонстрирована работа лазера на  $NaLa(WO_4)_2:Nd^{3+}$  на длинах волн 1063 нм и 1335 нм в импульсном режиме.

### ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Установлены преимущества твердотельных лазеров с ВКР-самопреобразованием, пассивной модуляцией добротности кристаллом  $YAG:V^{3+}$ , поперечной диодной накачкой и плоско-параллельным резонатором относительно других источников монохроматического излучения в относительно безопасной для зрения спектральной области излучения. Рассмотрены различные активные среды для лазеров с ВКР-самопреобразованием и отмечена перспективность кристаллов  $PbMoO_4:Nd^{3+}$  и  $PbWO_4:Nd^{3+}$ .

В силу большого объёма фактического материала не все вопросы удалось изложить с исчерпывающей полнотой. Внимание уделено основополагающим положениям, в связи с чем для желающих ознакомиться подробнее ниже приводится достаточно широкий список соответствующей литературы.

### Литература

- [1] *Акимова В.М.* Дефектная структура и влияние примеси неодима на оптические свойства кристаллов калий-гадолиниевого вольфрамата: диссертация на соискание учёной степени кандидата физико-математических наук: 02.00.04. / Вера Михайловна Акимова. – Челябинск, 2011. – 102 с.
- [2] *Булыгин А.Д.* Взаимодействие мощного фемтосекундного лазерного импульса с воздушной и капельной средами. Эффективные характеристики оптических полей: диссертация на соискание учёной степени кандидата физико-математических наук: 01.04.05 / Андрей Дмитриевич Булыгин. – Томск, 2010. – 128 с.
- [3] Вынужденное комбинационное рассеяние пикосекундных световых импульсов в кристаллах  $KGd(WO_4)_2$  и  $Ba(NO_3)_2$ . / В.Н. Войцеховский, А.В. Любимов, А.В. Михайлов и др. // Оптика и спектроскопия. – 1988. – Том 64, № 3. – С. 521–524.
- [4] Высокоэффективный мини-лазер с импульсной поперечной полупроводниковой накачкой для безопасной лазерной дальнометрии. / А.Ю. Абазадзе, В.Н. Быков, Г.М. Зверев и др. // Квантовая электроника. – 2002. – Том 32, № 3 – С. 210.
- [5] *Григорьевский В. И.* О влиянии турбулентности атмосферы на протяженных трассах на точностные характеристики субпикосекундного дисперсионного дальномера. / В. И. Григорьевский // Приборы и системы. Управление, контроль, диагностика. – 2010. – N 8. – С. 55–59.
- [6] *Дорошенко М.Е.* Активные среды спектрально позиционированных лазеров ИК диапазона: диссертация на соискание учёной степени кандидата физико-математических наук: 01.04.21. / Максим Евгеньевич Дорошенко. – Москва, 2005. – 189 с.
- [7] *Зверев П.Г.* ВКР активные кристаллы и разработка ВКР преобразователей на их основе: диссертация на соискание учёной степени доктора физико-математических наук: 01.04.21. / Петр Георгиевич Зверев. – Москва, 2012. – 328 с.
- [8] Исследование лазера на кристалле  $KGW:Nd^{3+}$  с поперечной накачкой линейками лазерных диодов. / А.Ю. Абазадзе, Г.М. Зверев, Ю.М. Колбацков, Н.С. Устименко // Квантовая электроника. – 2004. – Том 34, № 1. – С. 20–22.
- [9] *Кошелев А.В.* Определение скорости распространения фемтосекундных импульсов в лазерной дальнометрии. / А.В. Кошелев, Ю.В. Скипа // Известия вузов. Горный журнал. – 2007. – № 1. – С. 37–40.
- [10] *Кошелев А.В.* Скорость распространения периодической последовательности фемтосекундных лазерных импульсов в атмосфере. / А.В. Кошелев, Ю.В. Скипа // Известия вузов. Горный журнал. – 2007. – № 5. – С. 56 – 59
- [11] *Кошелев А.В.* Теоретические основы работы импульсного фемтосекундного лазерного дальномера. / А.В. Кошелев // Известия вузов. Горный журнал. – 2007. – № 6. – С. 26–29.
- [12] *Крюков П.Г.* Лазеры ультракоротких импульсов. / П.Г. Крюков // Квантовая электроника. – 2001. – № 2. – С. 95–119.
- [13] *Курков А.С.* Волоконные источники излучения в диапазоне 1 – 2 мкм: диссертация на соискание учёной степени доктора физико-математических наук: 01.04.21 / Андрей Семенович Курков. – Москва, 2003. – 195 с.
- [14] *Логинов Д.В.* Математическое моделирование нестационарного вынужденного комбинационного рассеяния света: диссертация на соискание учёной степени кандидата физико-математических наук: 05.13.18. / Дмитрий Викторович Логинов. – Саранск, 2009. – 128 с.
- [15] Механизм просветления пассивных затворов  $YAG:V^{3+}$  при ВКР преобразовании в кристаллах  $KGW:Nd^{3+}$ . / А.Н. Титов, В.Н. Иванов, В.Н. Ветров и др. // Оптический журнал. – 2008. – Т 75, № 1. – С. 49–52.

- [16] *Милицин В.О.* Стратифицированная модель рассеяния лазерного излучения в дисперсной среде и филаментация фемтосекундного импульса в атмосферном аэрозоле: диссертация на соискание учёной степени кандидата физико-математических наук: 01.04.21 / Владимир Олегович Милицин. — Москва, 2006. — 148 с.
- [17] *Мочалов И.В.* Полифункциональные твердотельные лазерные среды: диссертация на соискание учёной степени доктора физико-математических наук: 01.04.05. / Игорь Валентинович Мочалов. — СПб, 2001. — 322 с.
- [18] Перспективы развития излучателей для импульсной дальнометрии в безопасном для глаз диапазоне длин волн. / Ю.П. Мачехин, Ю.Л. Старчевский, П.А. Цимкаленко, Ю.Г. Колесникова // Сборник научных трудов IV Международной научной конференции «Функциональная база нанозлектроники». — Харьков-Кацивели (Украина). — 2011. — С. 89–91.
- [19] *Рудь Е.Л.* Импульсные высотометры на основе твердотельных и полупроводниковых лазеров для контроля окружающей среды и характеристик объектов подстилающей поверхности: диссертация на соискание учёной степени кандидата технических наук: 05.11.13 / Евгений Леонидович Рудь. — Казань, 2009. — 152 с.
- [20] *Сандуленко А.В.* Механизмы образования фототропных активаторных центров хрома и ванадия в кристаллах гранатов: диссертация на соискание учёной степени кандидата физико-математических наук: 01.04.05. / Александр Витальевич Сандуленко. — СПб, 2008. — 132 с.
- [21] *Сверчков С.Е.* 1,5 мкм иттербий-эрбиевые лазеры с диодной накачкой — элементная база и генерационные возможности: диссертация на соискание учёной степени доктора физико-математических наук: 01.04.21. / Сергей Евгеньевич Сверчков. — Москва, 2005. — 238 с.
- [22] *Силаева Е.П.* Филаментация фемтосекундного лазерного импульса в атмосфере в условиях когерентного рассеяния в водном аэрозоле: диссертация на соискание учёной степени кандидата физико-математических наук: 01.04.21 / Елена Петровна Силаева. — Москва, 2010. — 130 с.
- [23] *Сироткин А.А.* Управление спектральными и временными параметрами лазеров на кристаллах ванадата: диссертация на соискание учёной степени доктора физико-математических наук: 01.04.21. / Анатолий Андреевич Сироткин. — Москва, 2014. — 282 с.
- [24] *Тренева Е.Г.* Исследование усиления и пространственно-временных флуктуаций стоксовой волны при вынужденном рассеянии света с пространственно-неоднородной накачкой: диссертация на соискание учёной степени кандидата физико-математических наук: 01.04.05. / Елена Георгиевна Тренева. — Москва, 1983. — 185 с.
- [25] *Устименко Н.С.* Влияние концентрации ионов  $Nd^{3+}$  в кристаллах на характеристики лазера. / Н.С. Устименко, А.В. Гулин, А.А. Павлюк // Приборы и техника эксперимента. — 2001. — № 3. — С. 120–121.
- [26] *Федин А.В.* Управление временной и пространственной структурой излучения Nd-лазеров с помощью насыщающихся элементов на основе кристаллов  $LiF:F^{2-}$ : диссертация на соискание учёной степени доктора технических наук: 01.04.21. / Александр Викторович Федин. — Москва, 2004. — 429 с.
- [27] Фемтосекундный лазерный дальномер. / И.В. Лесных, В.А. Середович, А.К. Синякин, А.В. Кочелев // Вестн. СГГА. — 2000. — N5. — С. 135–137.
- [28] *Фихтенгольц Г.М.* Основы математического анализа. В 2 ч. 4.2. / Г.М. Фихтенгольц. — СПб: Лань, 2006. — 440 с.
- [29] *Хулугуров В.М.* Закономерности образования, структура и лазерные свойства центров окраски в активированных фторидных кристаллах: диссертация на соискание учёной степени доктора физико-математических наук: 01.04.07. / Виталий Михайлович Хулугуров. — Иркутск, 2003. — 305 с.
- [30] *Яшин В.Е.* Формирование пространственно-временной структуры излучения в мощных твердотельных лазерных системах: диссертация на соискание учёной степени доктора математических наук: 01.04.21. / Владимир Евгеньевич Яшин. — СПб, 2001. — 362 с.
- [31] 1<sup>st</sup>-Stokes and 2<sup>nd</sup>-Stokes dual-wavelength operation and mode-locking modulation in diode-side-pumped Nd:YAG/BaWO<sub>4</sub> Raman laser. / Hongbin Shen, Qingpu Wang, Xingyu Zhang et al. // OPTICS EXPRESS. — 2012. — Vol. 20, No. 16. — P. 17823–17832.
- [32] All solid-state diode-pumped Raman laser with self-frequency conversion. / A.S. Grabtchikov, A.N. Kuzmin, V.A. Lisinetskii et al. // Appl. Phys. Lett. — 1999. — Vol. 75. — P. — 3742–3744.
- [33] *Belousov N.D.* Spectra of a laser with a  $CaWO_4:Nd^{3+}$  —  $LaNa(VO_4)_2:Nd^{3+}$  composite active medium. / N.D. Belousov, V.A. Kobzar-Zlenko and B.S. Skorobogatov // Opt. Spectrosc. — 1972. — Vol. 33. — P. 1002–1003.
- [34] *Chen Y.F.* Compact efficient all-solid-state eye-safe laser with self-frequency Raman conversion in a Nd:YVO<sub>4</sub> crystal. / Y.F. Chen // Opt. Lett. — 2004. — Vol. 29. — P. 2172–2174.
- [35] *Chen Y.F.* High-power diode-pumped actively Q-switched Nd:YVO<sub>4</sub> self-Raman laser: influence of dopant concentration. / Y.F. Chen // Opt. Lett. — 2004. — No. 29(16). — P. 1915–1917.
- [36] Compact efficient self-frequency Raman conversion in diode-pumped passively Q-switched Nd:GdVO<sub>4</sub> laser. // Appl. Phys. B — 2004. — Vol. 78. — P. 685–687.
- [37] Development of Growth Technologies for the Photonic Single Crystals by the Czochralski Method at Institute for Single Crystals, NAS of Ukraine. / M.B. Kosmyna, B.P. Nazarenko, V.M. Puzikov and A.N. Shekhovtsov // ACTA PHYSICA POLONICA A. — 2013. — Vol. 124, No. 2. — P. 305–313.
- [38] Diode side-pumped actively Q-switched Nd:YAG/SrWO<sub>4</sub> Raman laser with high average output power of over 10 W at 1180 nm. / X.H. Chen, X.Y. Zhang, Q.P. Wang et al. // Laser Phys. Lett. — 2009. — No. 6(5). — P. 363–366.
- [39] Diode-pumped passively Q-switched Nd:YAG/SrWO<sub>4</sub> intracavity Raman laser with high pulse energy and average output power. / H. Xu, X. Zhang, Q. Wang et al. // Appl Phys B. — 2012. — No. 107. — P. 343–348.
- [40] Diode-pumped, self-stimulating, passively Q-switched  $Nd^{3+}:PbWO_4$  Raman laser. / W. Chen, Y. Inagawa, T. Omatsu et al. // Opt. Commun. — 2001. — Vol. 194. — P. 401–407.

- [41] Efficient 1181 nm self-stimulating Raman output from transversely diode-pumped Nd<sup>3+</sup>:KGd(WO<sub>4</sub>)<sub>2</sub> laser. / T. Omatsu, Y. Ojima, H.M. Pask et al. // Opt. Commun. – 2004. – Vol. 232. – P. 327–331.
- [42] Efficient 1521-nm Nd:GdVO<sub>4</sub> Raman laser. // Opt. Lett. – 2004. – Vol. 29. – P. 2632–2634.
- [43] Efficient continuous-wave and Q-switched operation of a diode-pumped Yb:KLu(WO<sub>4</sub>)<sub>2</sub> laser with self-Raman conversion. / J. Liu, U. Griebner, V. Petrov et al. // Opt. Lett. – 2005. – Vol. 30. – P. 2427 – 2429
- [44] Efficient subnanosecond diode-pumped passively Q-switched Nd:YVO<sub>4</sub> self-stimulated Raman laser. // Opt. Lett. – 2004. – Vol. 29. – P. 1251–1253.
- [45] Highly efficient diode-pumped actively Q-switched Nd:YAG-SrWO<sub>4</sub> intracavity Raman laser. / Xiaohan Chen, Xingyu Zhang, Qingpu Wang et al. // OPTICS LETTERS. – 2008. – Vol. 33, No. 7. – P. 705–707.
- [46] Highly efficient Raman frequency converter with strontium tungstate crystal. / S. Ding, X. Zhang, Q. Wang et al. // IEEE J. Quantum Electron. – 2006. – Vol. 42, No. 1. – P. 78–84.
- [47] Investigation on LD end-pumped passively Q-switched c-cut Nd:YVO<sub>4</sub> self-Raman laser. / Shuanghong Ding, Meiqin Wang, Shiwu Wang and Wenhui Zhang // OPTICS EXPRESS. – 2013. – Vol. 21, No. 11. – P. 13052–13061.
- [48] Lan Y.P. Repetition-rate dependence of thermal loading in diode-end-pumped Q-switched laser: influence of energy-transfer upconversion. / Y.P. Lan, Y.F. Chen, S.C. Wang // Appl. Phys. – 2000. – No. B 71 (1). – P. 27–31.
- [49] Numerical modelling of passively Q-switched intracavity Raman lasers. / Shuanghong Ding, Xingyu Zhang, Qingpu Wang et al. // Appl. Phys. – 2007. – Vol. 40. – P. 2736–2747.
- [50] Optimization of Cr<sup>4+</sup>-Doped Saturable-Absorber Q-Switched Lasers. / Xingyu Zhang, Shengzhi Zhao, Qingpu Wang et al. // IEEE JOURNAL OF QUANTUM ELECTRONICS. – 1997. – Vol. 33, No. 12. – P. 2286–2294.
- [51] Passive Q-switching characteristics of Yb<sup>3+</sup>:Gd<sub>3</sub>Ga<sub>5</sub>O<sub>12</sub> crystal. / Xingyu Zhang, Alain Brenier, Qingpu Wang et al. // OPTICS EXPRESS. – 2005. – Vol. 13, No. 19. – P. 7708 – 7719
- [52] Raman Scattering and Nd<sup>3+</sup> Laser Operation in NaLa(WO<sub>4</sub>)<sub>2</sub>. / Alberto Garcia-Cortes, Concepcion Cascales, Alicia de Andres et al. // IEEE JOURNAL OF QUANTUM ELECTRONICS. – 2007. – Vol. 43, No. 2. – P. 157–167.
- [53] Short pulse eye-safe laser with a stimulated Raman scattering self-conversion based on a Nd:KGW crystal. / Huang Jianhong, Lin Jipeng, Su Rongbing et al. // OPTICS LETTERS. – 2007. – Vol. 32, No. 9. – P. 1096–1098.
- [54] Stimulated Raman scattering in Nd:KGW laser with diode pumping. / A.S. Grabtchikov, A.N. Kuzmin, V.A. Lisinetskii et al. // Journal of Alloys and Compounds. – 2000. – P. 300–302.
- [55] Theoretical and experimental research on the multi-frequency Raman converter with KGd(WO<sub>4</sub>)<sub>2</sub> crystal. / Shuanghong Ding, Xingyu Zhang, Qingpu Wang et al. // OPTICS EXPRESS. – 2005. – Vol. 13, No. 25. – P. 10120–10128.
- [56] Theoretical and experimental study on the Nd:YAG/BaWO<sub>4</sub>/KTP yellow laser generating 8.3 W output power. / Z.H. Cong, X.Y. Zhang, Q.P. Wang et al. // Opt. Express. – 2010. – No. 18(12). – P. 12111–12118.
- [57] Theoretical and Experimental Study on the Self-Raman Laser With Nd:YVO<sub>4</sub> Crystal. / Shuanghong Ding, Xingyu Zhang, Qingpu Wang et al. // IEEE JOURNAL OF QUANTUM ELECTRONICS. – 2006. – Vol. 42, No. 9. – P. 927–933.
- [58] Understanding the performance of free-space optics. / S. Bloom, E. Korevaar, J. Schuster, H. Willebrand // Journal of Optical Networking. – 2003. – Vol. 2, No. 6. – P. 178–200.
- [59] Y.F. Chen, K.W. Su, H.J. Zhang et al. // Opt. Lett. – 2005. – No. 30. – P. 3335.
- [60] Yashkir Yuri M. Numerical modeling of the intracavity stimulated Raman scattering as a source of subnanosecond optical pulses. / Yuri M. Yashkir, Yuriy Yu. Yashkir // University of Toronto Optical Technologies Centre. – 9 p.
- [61] АО «ГД ИРБИС». – г. Харьков, Украина [Электронный ресурс] / Режим доступа: [http://217.116.51.179/cgi-bin/irbis64r\\_01/cgiirbis\\_64.exe?Z21ID=&I21DBN=NEWST\\_PRINT&P21DBN=NEWST&S21STN=1&S21REF=&S21FMT=fullw\\_print&C21COM=S&S21CNR=&S21P01=0&S21P02=0&S21LOG=1&S21P03=K=&S21STR=%D1%84%D0%B5%D0%BC%D1%82%D0%BE%D1%81%D0%B5%D0%BA%D1%83%D0%BD%D0%B4%D0%BD%D1%8B%D0%B5%20%D0%B8%D0%BC%D0%BF%D1%83%D0%BB%D1%8C%D1%81%D1%8B](http://217.116.51.179/cgi-bin/irbis64r_01/cgiirbis_64.exe?Z21ID=&I21DBN=NEWST_PRINT&P21DBN=NEWST&S21STN=1&S21REF=&S21FMT=fullw_print&C21COM=S&S21CNR=&S21P01=0&S21P02=0&S21LOG=1&S21P03=K=&S21STR=%D1%84%D0%B5%D0%BC%D1%82%D0%BE%D1%81%D0%B5%D0%BA%D1%83%D0%BD%D0%B4%D0%BD%D1%8B%D0%B5%20%D0%B8%D0%BC%D0%BF%D1%83%D0%BB%D1%8C%D1%81%D1%8B) – Загл. с экрана.
- [62] Изюмский казенный приборостроительный завод. – г. Изюм, Украина [Электронный ресурс] / Режим доступа: [http://www.ipz.com.ua/glasses/os\\_gls.htm](http://www.ipz.com.ua/glasses/os_gls.htm) – Загл. с экрана.
- [63] Институт лазерной физики ФГУП «НПК «Государственный оптический институт им. С.И.Вавилова». – г. Санкт-Петербург, Россия [Электронный ресурс] / Режим доступа: <http://www.ilph.ru/index.php?page=p3> – Загл. с экрана
- [64] Комбинационное рассеяние света [Электронный ресурс] / Режим доступа: [https://ru.wikipedia.org/wiki/%CA%EE%EC%E1%E8%ED%E0%F6%E8%EE%ED%ED%EE%E5\\_%F0%E0%F1%F1%E5%FF%ED%E8%E5\\_%F1%E2%E5%F2%E0](https://ru.wikipedia.org/wiki/%CA%EE%EC%E1%E8%ED%E0%F6%E8%EE%ED%ED%EE%E5_%F0%E0%F1%F1%E5%FF%ED%E8%E5_%F1%E2%E5%F2%E0) – Загл. с экрана.
- [65] О влиянии турбулентности атмосферы на протяженных трассах на точностные характеристики субмикросекундного дисперсионного дальномера [Электронный ресурс] / В.И. Григорьевский, М.В. Григорьевская, М.Т. Прилепин и др. – Режим доступа: <http://pribor.tgizd.ru/ru/arhiv/689>.
- [66] ООО «Электростекло». – г. Москва, Россия [Электронный ресурс] / Режим доступа: [http://www.elektrosteklo.ru/Yb-Er\\_rus.htm](http://www.elektrosteklo.ru/Yb-Er_rus.htm) – Загл. с экрана.
- [67] Carl Zeiss Optronics [Электронный ресурс] / Режим доступа: <http://www.zeiss.de/c1257088004a21ca/Contents-Frame/12b1b713bf41d81ec125738000427136> – Загл. с экрана.
- [68] Er:Glass Laser Literature [Электронный ресурс] / Режим доступа: [http://www.kigre.com/pub\\_er.html](http://www.kigre.com/pub_er.html) – Загл. с экрана.
- [69] Fiber Amplifiers and Fiber Lasers solutions [Электронный ресурс] / Режим доступа: <http://www.keopsys.com/spip.php?rubrique116> – Загл. с экрана.
- [70] RPMC Lasers, Inc. [Электронный ресурс] / Режим доступа: <http://optics.org/buyers/company/C000019697> – Загл. с экрана.

Поступила в редколлегию 05.12.2014



**Безносенко Игорь Валерьевич**, магистр, аспирант и ассистент кафедры физических основ электронной техники Харьковского национального университета радиоэлектроники. Научные интересы: математическое моделирование интерференционных оптических покрытий, теория и техника оптико-электронных приборов, применение лазерных технологий.



**Мачехин Юрий Павлович**, доктор технических наук, лауреат Государственной премии Украины в области науки и техники, заслуженный метролог Украины, академик Академии наук прикладной радиоэлектроники, заведующий кафедрой физических основ электронной техники Харьковского национального университета радиоэлектроники. Научные интересы: лазерная измерительная техника и оптоэлектронные приборы.

УДК 621.373.826; 621.375.826

**Вимушене комбінаційне розсіяння в застосуванні джерел півторамакронного випромінювання** / І.В. Безносенко, Ю.П. Мачехін // Прикладна радіоелектроніка: наук.-техн. журнал. — 2014. — Т. 13. — № 4. — С. 406–419.

У статті розглядається явище вимушеного комбінаційного розсіяння (ВКР) у твердих тілах. Викладається огляд робіт з розвитку ВКР-лазерів. Встановлені перспективні конструкції і активні середовища ВКР-лазерів.

*Ключові слова:* вимушене комбінаційне розсіяння, півторамакронний діапазон, ВКР-самоперетворення, лазерний пасивний затвор, вихідне дзеркало, накачування активного елемента.

Табл.: 01. Іл.: 01. Бібліогр.: 70 найм.

UDC 621.373.826; 621.375.826

**Stimulated Raman scattering in the application of sources of one and a half micron range radiation** / I.V. Beznosenko, Y.P. Machehin // Applied Radio Electronics: Sci. Journ. — 2014. — Vol. 13. — № 4. — P. 406–419.

The paper deals with the phenomenon of stimulated Raman scattering (SRS) in solids. An overview of the works on the development of Raman lasers is presented. Promising designs and active media of Raman lasers have been established.

*Keywords:* stimulated Raman scattering, one and a half micron range, SRS self-conversion, passive Q-switch, exit mirror, pumping of an active element.

Tab.: 01. Fig.: 01. Ref.: 70 items.

## ЭФФЕКТЫ ВЗАИМНОЙ СВЯЗИ МЕЖДУ ПРЯМОУГОЛЬНЫМИ ЩЕЛЕВЫМИ РЕЗОНАТОРАМИ В ЗАЗЕМЛЯЮЩЕМ СЛОЕ МИКРОПОЛОСКОВОЙ ЛИНИИ ПЕРЕДАЧИ

Ю.В. РАССОХИНА, В.Г. КРЫЖАНОВСКИЙ

---

В работе исследовано явление взаимной связи между неоднородностями в виде узких прямоугольных щелевых резонаторов, последовательно расположенных в заземляющей плоскости микрополосковой линии передачи. Показано, что такие неоднородности взаимодействуют между собой на больших по сравнению с их продольными размерами расстояниях. Это приводит к тому, что частоты резонансного взаимодействия между основной волной микрополосковой линии передачи и неоднородностью из двух последовательно расположенных прямоугольных щелевых резонаторов смещаются, по сравнению с резонансными частотами каждой неоднородности отдельно. Кроме того, в характеристике рассеяния резонансной структуры появляются дополнительные частоты резонансного взаимодействия между основной волной микрополосковой линии передачи и распределенной неоднородностью.

*Ключевые слова:* микрополосковая линия, щелевой резонатор, метод поперечного резонанса, взаимодействие неоднородностей, резонансная частота.

### ВВЕДЕНИЕ

При проектировании микроволновых цепей на основе многослойных структур актуальным является вопрос о взаимодействии между линиями передачи планарного типа либо неоднородностями в них. Электромагнитная связь между двумя микрополосковыми линиями передачи, расположенными по разные стороны диэлектрической подложки, и их характеристика рассеяния исследована в работе [1] с помощью решения интегральных уравнений методом моментов. При этом рассмотрены случаи параллельного и поперечного взаимного расположения микрополосковых линий. В [2] представлены два алгоритма анализа двух параллельных и связанных через щелевой резонатор полосковых линий передачи в квазистатическом приближении с использованием метода моментов и теоремы взаимности. В [3] методика анализа переходов между линиями передачи в многослойной структуре с использованием теоремы взаимности обобщена на схему с произвольным числом портов. В [4] описывается метод проектирования планарных микроволновых компонентов на основе многослойных конфигураций с произвольным количеством диэлектрических слоев и слоев металлизации, который базируется на комбинации обобщенного метода поперечного резонанса с использованием иммитансных матриц в спектральной области и теории длинных линий. В работе указано, что анализ даже простых неоднородностей с использованием точных методов теории поля требует значительных затрат машинного времени вычислений, т. е. оптимизация компонентов с несколькими неоднородностями в некотором диапазоне частот будет занимать много времени. С другой стороны, простые, но точные модели (например, в виде эквивалентных схем) не доступны для многих типов неоднородностей, таких как пере-

ходы между различными плоскостями в многослойной структуре.

Задачи для электромагнитно связанных неоднородностей рассматривались нами в работах [5, 6], где изучались связанные прямоугольные щелевые резонаторы и Н-образные щелевые резонаторы, последовательно размещенные в заземляющей плоскости микрополосковой линии передачи, на расстояниях друг от друга, сравнимом с их размерами. Неоднородности такого типа называются распределенными неоднородностями, и для строгого анализа их методом поперечного резонанса необходимо решать краевые задачи для резонатора в целом, т. е. рассматривать резонатор с двумя и более неоднородностями в нем. Необходимость уточнения алгоритма анализа связанных между собой щелевых резонаторов возникла, в частности, при разработке высокоэффективного усилителя мощности [7], выходная цепь которого содержала периодическую структуру из прямоугольных щелевых резонаторов.

В данной работе рассмотрено явление взаимной связи между последовательно расположенными в заземляющем слое микрополосковой линии передачи прямоугольными щелевыми резонаторами различной длины. Целью работы является разработка алгоритма расчета характеристик рассеяния структуры, состоящей из двух и более неоднородностей, и выяснение физической природы взаимодействия между неоднородностями в многослойной резонансной структуре.

### 1. РЕШЕНИЕ КРАЕВОЙ ЗАДАЧИ МЕТОДОМ ПОПЕРЕЧНОГО РЕЗОНАНСА

Рассматривается резонансная структура из двух элементарных ячеек (неоднородностей), состоящих из двух прямоугольных щелевых резонаторов различной длины  $L_{pi}, i=1,2$  в заземляющей плоскости микрополосковой линии пере-

дачи, поперечное сечение структуры показано на рис. 1, а. Далее будут рассмотрены два вида неоднородностей, с несимметричным и симметричным расположением их в микрополосковой линии передачи (рис. 1, б и в соответственно).

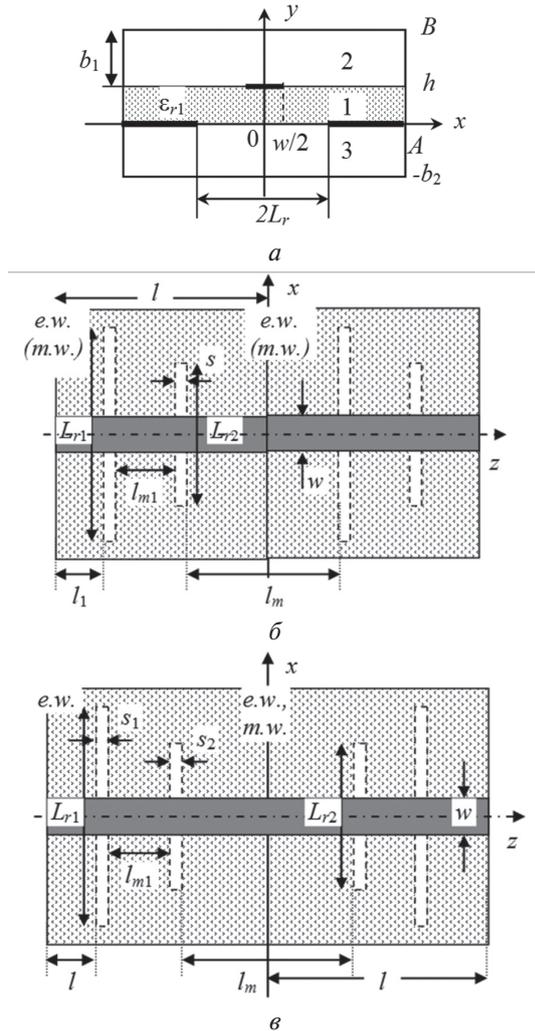


Рис. 1. а – поперечное сечение, б – топология несимметричной 2-ступенчатой и в – симметричной 2-звенных резонансных структур для решения краевой задачи. Обозначения: e.w., m.w. – электрическая стенка и магнитная стенки соответственно

В общем случае, матрица рассеяния на неоднородности в волноведущей линии передачи рассчитываются методом поперечного резонанса из решения краевой задачи для трех пар расстояний от электродинамической границы резонатора до неоднородности  $(l_1, l_2)$ . На практике в численных расчетах длины по обе стороны неоднородности связывают между собой через коэффициент пропорциональности, например,  $k_p = l_2/l_1$ , и находят решения краевых задач для трех различных значений  $k_p$ . В зависимости от геометрии структуры, может потребоваться решить как задачи с идеальными электрическими (e.w.-e.w.), так и магнитными (m.w.-m.w.) стенками на продольных границах.

Для расчета элементов матрицы рассеяния симметричной неоднородности методом поперечного резонанса достаточно решить две, «электрическую» (e.w.-e.w.) и «магнитную» (e.w.-

m.w.), краевые задачи с соответствующими граничными условиями на продольных границах резонатора [6] (рис. 1, в). Элементы матрицы рассеяния  $S$ , где  $S_{11} = S_{22}$ ,  $S_{12} = S_{21}$ , определяются из решения двух краевых задач относительно расстояний до неоднородности  $l_k$ ,  $k = 1..2$  – номер решения, с помощью выражений [6]:

$$S_{11} = -(\Gamma_2 + \Gamma_1)/2, S_{12} = (\Gamma_1 - \Gamma_2)/2, \quad (1)$$

где  $\Gamma_{1(2)} = \exp(2j\beta_z l_{1(2)})$ ,  $\beta_z$  – постоянная распространения основной волны регулярной микрополосковой линии передачи. При этом точки пересечения спектральных кривых, получающихся из решения двух краевых задач, определяют частоты резонансного взаимодействия основной волны микрополосковой линии передачи с неоднородностью в ее заземляющей плоскости.

Для иллюстрации методики, рассмотрим случай симметричной неоднородности. Решение уравнения Гельмгольца для электрического и магнитного векторных потенциалов «электрической» и «магнитной» краевых задач (рис. 1, в) в каждой трех из частичных областей  $i = 1..3$  (рис. 1, а) записывается в виде двойных рядов Фурье:

$$A_{ey,i} = \sum_{m=1} \sum_{n=1} P_{mn} \cos k_{xm} x \sin k_{zn} z F_{ei,mn}(y);$$

$$A_{hy,i} = \sum_{m=1} \sum_{n=0} P_{mn} \sin k_{xm} x \cos k_{zn} z F_{hi,mn}(y), \quad (2)$$

где  $k_{xn} = \frac{\pi(2n-1)}{2A}$ , а волновое число  $k_{zn}$  имеет вид  $k_{zn} = \frac{\pi n}{L}$  для электрической и  $k_{zn} = \frac{\pi(2n-1)}{2L}$  – для магнитной краевой задачи. Кроме того, здесь введены обозначения для нормирующих коэффициентов:  $P_{mn} = \sqrt{\frac{2}{A}} \sqrt{\frac{2-\delta_{n0}}{L}} \frac{1}{\chi_{mn}}$ ,  $\chi_{mn}^2 = k_{xm}^2 + k_{zn}^2$ .

Функции  $F_{e(h)i,mn}(y)$  записываются исходя из граничных условий по вертикальной оси и содержат неизвестные коэффициенты разложения [6, 8, 9].

Для алгебраизации краевой задачи по процедуре Галеркина плотность тока  $\mathbf{J}$  в полосковой линии передачи, определяемая через разность касательных компонент магнитного поля  $\mathbf{H}_{t,1} - \mathbf{H}_{t,2} = \mathbf{J} \times \mathbf{e}_y$  в плоскости  $y = h$ , записывается в виде двойных рядов по полиномам Чебышева (по оси  $x$ ) и собственным функциям резонатора (вдоль оси  $z$ ) [6]:

$$J_z(x, z) = \sum_{q=0}^{Nq} \sqrt{\frac{2-\delta_{q0}}{L}} \cos k_{zq} z \sum_{k=0} c_{q,k} \varphi_k \left( \frac{x}{w/2} \right),$$

$$\varphi_k(2x/w) = (1 - (2x/w)^2)^{-1/2} T_{2k}(2x/w); \quad (3)$$

$$J_x(x, z) = \sum_{q=1}^{Nq} \sqrt{\frac{2}{L}} \sin k_{zq} z \sum_{k=0} d_{q,k} \psi_k \left( \frac{x}{w/2} \right),$$

$$\psi_k(2x/w) = \sqrt{1 - (2x/w)^2} U_{2k+1}(2x/w),$$

где  $Nq$  – порядок усечения ряда,  $T_{2k}(2x/w)$  и  $U_{2k+1}(2x/w)$  – полиномы Чебышева первого и

второго рода соответственно четного  $2k$  и нечетного  $2k+1$  порядков,  $c_{q,k}$  и  $d_{q,k}$  – неизвестные коэффициенты разложения. Полиномы Чебышева являются одним из видов специальных функций, с помощью которых учитывается особенность поведения поля на тонком ребре [8].

Выражения для поля в плоскости щелевого резонатора также записываются в двойные ряды по ортогональным с весом полиномам Чебышева (по оси  $z$ ) и пространственным гармоникам резонатора (по оси  $x$ ) с неизвестными коэффициентами  $f_{ip}, g_{ip}$  [8]:

$$E_{0z,i}(x, z) = \sum_{p=1}^{N_p} \sqrt{\frac{2}{L_{ri}}} \cos k_{ip} x \sum_{k=0} f_{ip,k} \Phi_k \left( \frac{z - z_{0i}}{s_i/2} \right),$$

$$E_{0x,i}(x, z) = \sum_{p=1}^{N_p} \sqrt{\frac{2}{L_{ri}}} \sin k_{ip} x \sum_{k=0} g_{ip,k} \Psi_k \left( \frac{z - z_{0i}}{s_i/2} \right), \quad (4)$$

где  $k_{ip} = \frac{\pi(2p-1)}{2L_{ri}}$  ( $i=1,2$  – номер щелевого резонатора). Для структуры на рис. 1,  $b - z_{01} = l_1 + s_1/2$ ,  $z_{02} = z_{01} + l_{m1} + s_2/2$ , на рис. 1,  $b - z_{01} = l + s_1/2$ , ( $z_{02}$  – то же самое). Определение интегралов связи между частичными областями, процедура вывода системы линейных алгебраических уравнений, реализация алгоритма методом Галеркина нами неоднократно описывались, например, в работах [6, 9].

При решении задачи для распределенной неоднородности суммирование в рядах (4) выполняется по всем индексам  $k$ .

Для сравнения значений резонансных частот, каждый щелевой резонатор в отдельности может быть проанализирован как неоднородность симметричного типа, при этом в рядах (4) используются полиномы Чебышева с четностью  $k$ , соответствующей каждой из двух (электрической и магнитной) краевых задач [8].

### РЕЗУЛЬТАТЫ ЧИСЛЕННЫХ РАСЧЕТОВ

В численных расчетах суммирование в двойных рядах Фурье (2) было ограничено до 300 членов ряда, в описании поля на щелевых резонаторах и плотности тока в полосковой линии (3)–(4) учитывались по три пространственные гармоники ( $N_p = N_q = 3$ ), а суммирование в рядах по ортогональным с весом полиномам ограничено до пяти членов ряда. Сходимость алгоритма продемонстрирована на рис. 2 на примере решения электрической краевой задачи для двух щелевых резонаторов в заземляющей плоскости микрополосковой линии различной длины в зависимости от числа пространственных гармоник плотности тока в напряженности поля в плоскости щелевых резонаторов  $N_p = N_q$ . Анализ сходимости алгоритма показал, что для расчета резонансных частот с точностью до второго знака после запятой (в ГГц) необходимо учесть не менее трех гармоник, при этом спектральные кривые для  $N_p = 2$  и  $N_p = 3$  существенно различаются только на второй и третьей (волноводной) ветвях решения

в рассматриваемом диапазоне частот 1–6 ГГц. Взаимодействие щелевых резонаторов отображается на спектральных характеристиках в виде их перекрытия в частотной области, когда одной частоте соответствует два и более резонансных размера  $l_2$ . Без учета продольных гармоник более высокого порядка в выражениях для плотности тока и поля в щелевых резонаторах перекрытия спектральных кривых не наблюдается.

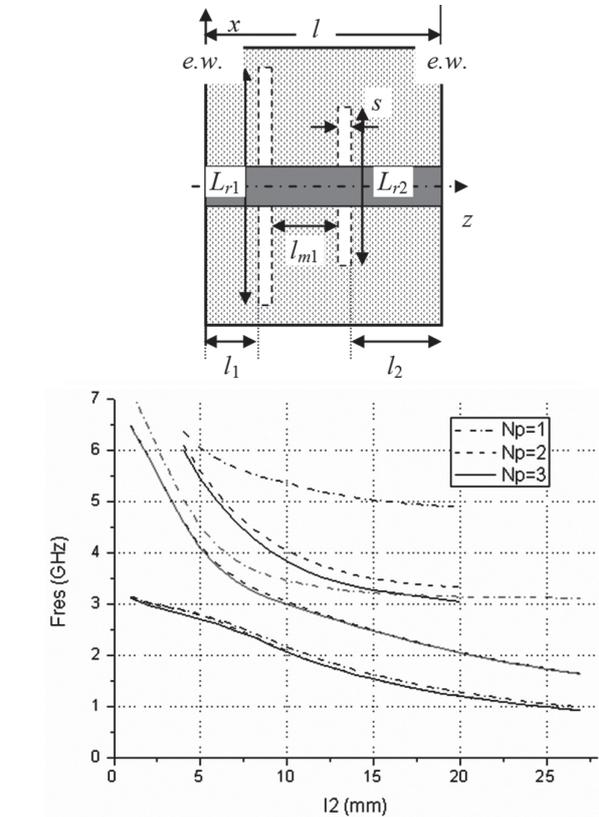


Рис. 2. Топология резонатора с неоднородностями и сходимость алгоритма расчета спектра собственных частот для двух щелевых резонаторов в заземляющем слое микрополосковой линии передачи, полученные из решения «электрической» краевой задачи в зависимости от  $N_p$  – порядка усечения ряда по продольным гармоникам электрического поля в щелевых резонаторах в (4). Параметры структуры (в мм): подложка  $h = 1.0$ ,  $\epsilon_{r1} = 9.8$ , ширина микрополосковой линии  $w = 1.0$ , характеристический импеданс  $Z_0 = 50$  Ом),  $b_1 = 8.0$ ,  $b_2 = 5.0$ ,  $A = 16.0$ , щелевые резонаторы:  $s_1 = s_2 = 0.5$ ,  $L_{r1} = 13.5$ ,  $L_{r2} = 7.8$ ,  $l_{m1} = 4.5$ ,  $k_p = l_1/l_2 = 1.15$

На рис. 3, а и 3, б показан спектр собственных частот, полученный из решения электрической и магнитной краевой задачи для структуры с параметрами, что и на рис. 2, при  $k_p = 1.0$  в зависимости от расстояния между двумя щелевыми резонаторами  $l_{m1}$  (по оси ординат  $l$  – общая длина резонатора). На рисунке так же показана спектральная характеристика микрополоскового резонатора без неоднородностей (полуволнового  $l_g/2$  и одноволнового  $l_g$ ). Как видно из рисунков, взаимодействие между неоднородностями больше влияет на спектр собственных частот резонатора с электрическими стенками на его продольных границах. Спектр собственных частот

«магнитной» краевой задачи слабо зависит от расстояния между щелевыми резонаторами и соответствует характеристикам собственных частот каждого щелевого резонатора в отдельности.

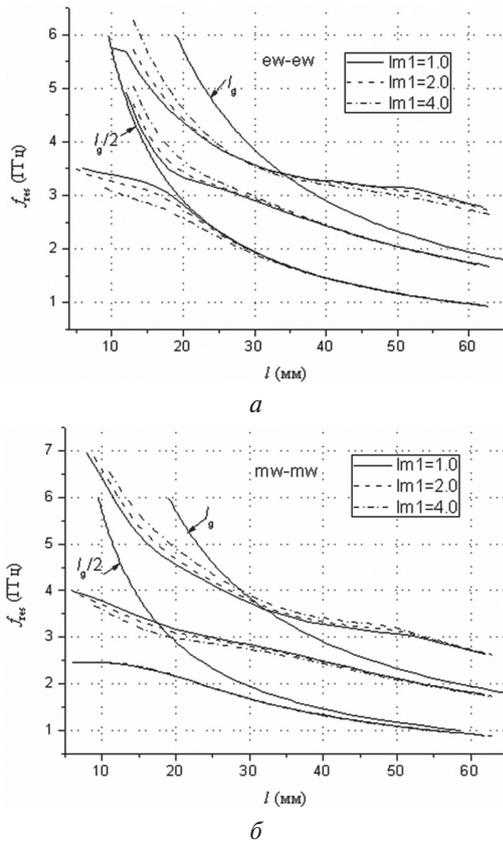


Рис. 3. Спектры собственных частот двух щелевых резонаторов в заземляющем слое микрополосковой линии передачи, полученные из решения «электрической» (а) и «магнитной» (б) краевых задач. Параметры структуры те же, что и на рис. 2,  $k_p = 1.0$ . Приведены спектральные кривые для микрополоскового резонатора без неоднородности

Рассмотрим несимметричную периодическую 2-ступенчатую структуру, состоящую из двух звеньев, рис. 1, б. В этом случае достаточно рассчитать матрицу рассеяния на одной ячейке, а затем – матрицу рассеяния 2-звенной структуры в целом по формулам каскадного соединения. В отличие от симметричной структуры, для несимметричной в продольном направлении распределенной неоднородности точки резонансного взаимодействия на характеристике собственных частот резонатора не отображаются (рис. 4, при расчете электрической задачи был использован коэффициент пропорциональности  $k_p = L_{r1}/L_{r2} = 1.73$ ). Из рассчитанных методом поперечного резонанса элементов матрицы рассеяния следует, что характеристика коэффициента передачи в диапазоне частот 1–6 ГГц содержит две частоты резонансного взаимодействия (рис. 5), не совпадающие с собственными частотами каждого резонатора в отдельности (порядка 3.2 и 5.1 ГГц соответственно). По сравнению с ними, частоты резонансного взаимодействия смещены вниз на 0.5–0.4 ГГц, что является следствием взаимодействия между неоднородностями, обу-

словленные волнами высшего порядка. В целом, взаимодействие неоднородностей приводит к тому, что структура запирает в большей полосе частот, чем на характеристике, полученной каскадным соединением отдельных щелевых резонаторов. Следует отметить, что, как и щелевые резонаторы сложной формы [6, 9], узкие прямоугольные щелевые резонаторы взаимодействуют на расстояниях, существенно превышающих их продольные размеры.

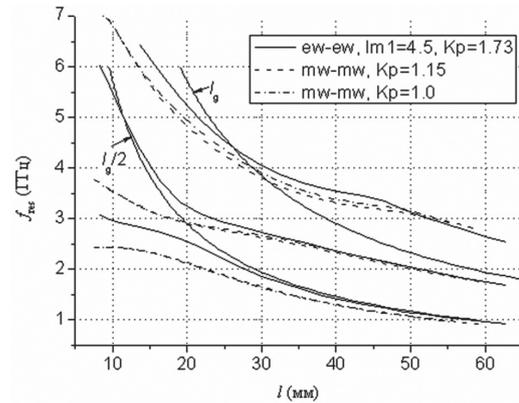


Рис. 4. Спектр собственных частот микрополоскового резонатора с распределенной неоднородностью в виде двух щелевых резонаторов в заземляющем слое (рис. 1, б). Параметры структуры (в мм): подложка  $h = 1.0$ ,  $\epsilon_{r1} = 9.8$ , ширина микрополосковой линии  $w = 1.0$ , характеристический импеданс  $Z_0 = 50$  Ом,  $b_1 = 8.0$ ,  $b_2 = 7.0$ ,  $A = 16.0$ , щелевые резонаторы:  $s_1 = s_2 = 0.5$ ,  $L_{r1} = 13.5$ ,  $L_{r2} = 7.8$ ,  $l_{m1} = 4.5$

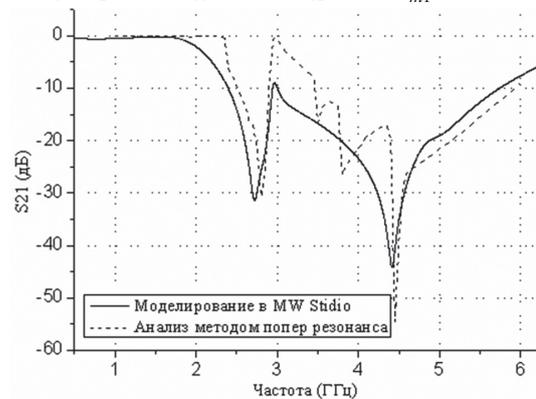


Рис. 5. Характеристика коэффициента передачи 2-звенной периодической структуры с элементарной ячейкой из двух щелевых резонаторов различной длины. Расстояние между ячейками  $l_m = 7.8$  мм, остальные размеры – те же, что на рис. 4

В качестве примера расчета также была проанализирована симметричная структура из двух щелевых резонаторов в заземляющей плоскости микрополосковой линии передачи шириной  $w = 0.58$  мм (характеристический импеданс 50 Ом), выполненной на материале подложки Ro3010 толщиной  $h = 0.635$  мм с диэлектрической проницаемостью  $\epsilon_r = 10.2$ . На рис. 6, а показан спектр собственных частот, полученный из решения «электрической» и «магнитной» краевых задач для двух щелевых резонаторов отдельно. Из характеристик видно, что щелевые резонаторы с шириной щели  $s = 0.3$  мм и длиной

$L_{r1}=27.4$  и  $L_{r2}=16.0$  мм каждый, взаимодействуют с микрополосковой линией передачи на частотах 3.1 и 4.75 ГГц соответственно (размеры экрана – те же, что и выше). Характеристика коэффициента передачи для структуры в целом (рис. 1, в), полученная каскадным соединением матриц рассеяния отдельных щелевых резонаторов через отрезки микрополосковой линии конечной длины [6], показана на рис. 6, б.

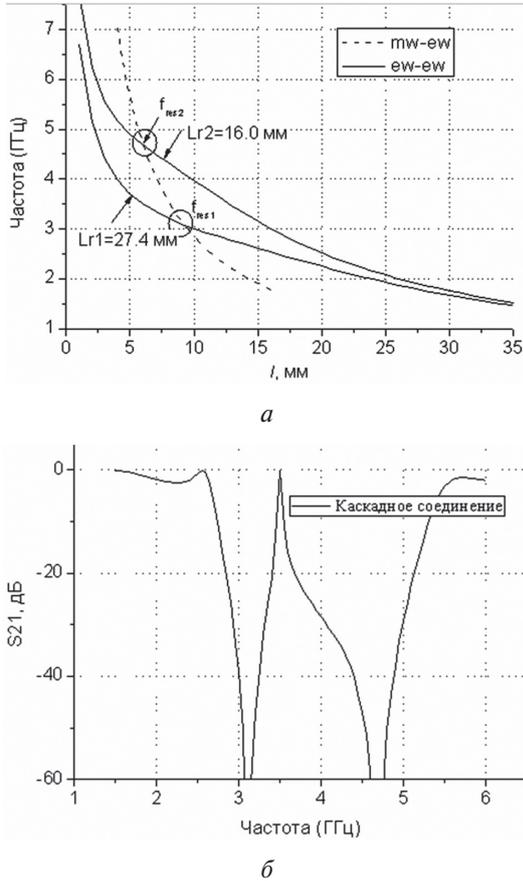


Рис. 6. а – Спектры собственных частот двух щелевых резонаторов в заземляющем слое микрополосковой линии передачи, полученные из решения «электрической» и «магнитной» краевых задач ( $L_{ri}$  – длина резонатора,  $i=1,2$ ;  $L_s$  – расстояние до неоднородности); б – характеристика коэффициента передачи структуры на рис. 2, в, полученная каскадным соединением матриц рассеяния отдельных щелевых резонаторов. Параметры структуры (в мм): подложка  $h=0.635$ ,  $\epsilon_{r1}=10.2$ , ширина микрополосковой линии  $w=0.58$  ( $Z_0=50$  Ом),  $b_1=8.0$ ,  $b_2=5.0$ ,  $A=16.0$

Спектр собственных частот структуры с двумя щелевыми резонаторами одновременно, полученный из решений электрической и магнитной краевых задач, а также области резонансного взаимодействия распределенной неоднородности с микрополосковой линией показаны на рис. 7, а. Рассчитанная методом поперечного резонанса и экспериментально измеренная характеристика коэффициента передачи показана на рис. 7, б. Выбор спектральной ветви, из которой рассчитываются элементы матрицы рассеяния, определяется плоскостью отсчета, за которой высшие типы волн уже затухают (в данном случае плоскость отсчета расположена на

расстоянии от неоднородности равном 5.0 мм). Видно, что рассчитанная и экспериментально измеренная характеристики находятся в удовлетворительном соответствии друг с другом. Таким образом, расчет спектра собственных частот резонатора с неоднородностями в целом показывает, во-первых, что частоты резонансного взаимодействия смещаются по частоте относительно собственных частот каждой неоднородности отдельно, и, во-вторых, структура создает дополнительные полосы с высоким уровнем затухания основной волны микрополосковой линии.

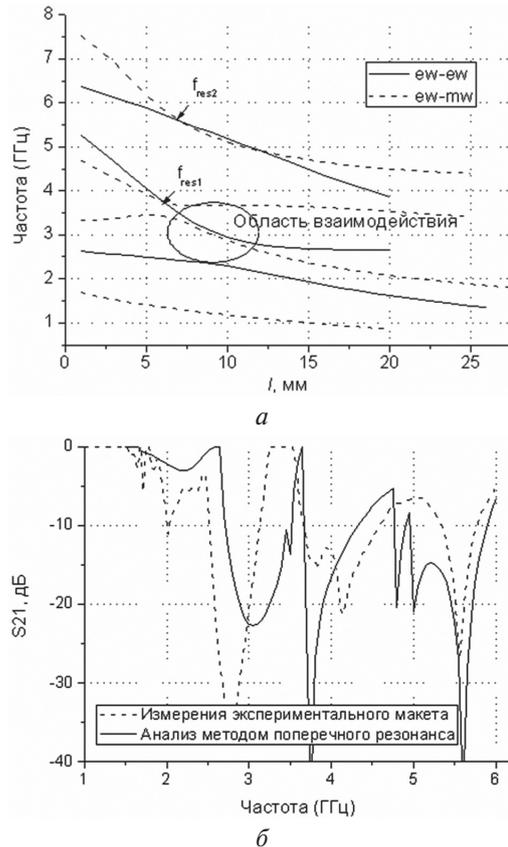


Рис. 7. Результаты моделирования и экспериментального измерения симметричной 2-ступенчатой структуры на рис. 1, в. Расстояние между щелевыми резонаторами (в мм)  $l_{m1}=6.7$  и  $l_m=5.4$ . а – спектр собственных частот резонатора из решения двух краевых задач и б – характеристика коэффициента передачи. Параметры структуры (в мм): подложка  $h=0.635$ ,  $\epsilon_{r1}=10.2$ , ширина микрополосковой линии  $w=0.58$  ( $Z_0=50$  Ом),  $b_1=8.0$ ,  $b_2=5.0$ ,  $A=16.0$

### ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Таким образом, методом поперечного резонанса выполнен анализ неоднородности в виде двух щелевых резонаторов прямоугольной формы в заземляющей плоскости микрополосковой линии передачи. Данные измерений экспериментальных и анализ спектров собственных частот резонаторов с неоднородностями показал, что узкие прямоугольные щелевые резонаторы, последовательно расположенные в заземляющей плоскости микрополосковой линии передачи, взаимодействуют на расстояниях, значительно превышающих их продольные размеры. Результаты числен-

ного анализа резонансных структур показали, что взаимодействие неоднородностей происходит за счет высших гармоник поля в плоскости щелевых резонаторов. Установлено, что взаимная связь между неоднородностями приводит к сдвигу частот резонансного взаимодействия между ними и микрополосковой линией и появлению новых областей с высоким уровнем затухания основной волны микрополосковой линии в микроволновом диапазоне частот.

Структуры такого типа могут использоваться для проектирования полосно-запирающих фильтров и фильтров высших гармоник. При этом ширины полос запираения и частоты резонансного взаимодействия с волноведущей линией передачи могут настраиваться изменением расстояний между неоднородностями.

#### Литература

- [1] H.-Yu Yang, N. G. Alexopoulos. Basic Blocks for High-Frequency Interconnects: Theory and Experiment // *IEEE Transactions on Microwave Theory and Technique*. — 1988. — Vol. 36. — No. 8. — P. 1258–1264.
- [2] N. Herscovici, D. M. Pozar. Full-Wave Analysis of Aperture-Coupled Microstrip Lines, // *IEEE Transactions on Microwave Theory and Technique*. — 1991. — Vol. 39, No. 7. — P. 1108–1114.
- [3] N. K. Das. Generalized Multiport Reciprocity Analysis of Surface-to-Surface Transitions Between Multiple Printed Transmission Lines, // *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. — 1993. — Vol. 41, No. 6/7. — P. 1164–1177.
- [4] W. Schwab, W. Menzel. On the design of planar microwave components using multilayer structures // *IEEE Trans. MTT*. — 1992. — V. 40. — No. 1. — P. 67–72.
- [5] Рассохина Ю. В., Крыжановский В. Г. Периодические структуры на связанных щелевых резонаторах в заземляющем слое микрополосковой линии передачи // *Изв. ВУЗов «Радиоэлектроника»*. — 2010. — Т. 53. № 8. — С. 36–42.
- [6] Рассохина Ю. В., Крыжановский В. Г. Анализ связанных щелевых резонаторов сложной формы в металлизированной плоскости микрополосковой линии передачи методом поперечного резонанса // *Изв. ВУЗов «Радиоэлектроника»* — 2012. — Т. 55, № 5 — С. 29–39.
- [7] Rassokhina Yu.V., Krizhanovski V. G., Colantonio P., Giofrù R. Inverse Class-F Power Amplifier Using Slot Resonators as a Harmonic Filter // 14th International Symposium on Microwave and Optical Technology Proceedings, KL, MALAYSIA, October 28-31. — 2013. — P. 95–98.
- [8] Крыжановский В.Г., Рассохина Ю. В. Модификация метода поперечного резонанса для анализа щелевых резонаторов в заземляющем слое микрополосковой линии передачи // В кн. «21-я международная Крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» Севастополь, 12-16 сентября 2011 г.: Материалы конференции». — Севастополь: «Вебер», 2011. — Т. 2. — С. 1120–1121.
- [9] Yu.V. Rassokhina, V.G. Krizhanovski. The transverse resonance technique for analysis of irregular distributed slot discontinuity in microstrip line ground plane // *MMET\*12. Proceeding of the 14th International Conference on Mathematical Methods In Electromagnetic Theory*. Kharkiv, Ukraine, August 28–30. — 2012. — P. 113–116.
- [10] Yu. V. Rassokhina, V.G. Krizhanovski. Periodic Structure on the Slot Resonators in Microstrip Transmission Line // *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. — V. 57, No. 7. — P. 1694–1699.

Поступила в редколлегию 12.09.2014



**Рассохина Юлия Валентиновна**, канд. физ.-мат. наук, ст. научн. сотр., ст. научн. сотр. каф. радиопроизводства Донецкого национального университета. Научные интересы: электродинамика волноводов и планарных структур; прикладная электродинамика; методы решения внутренних краевых задач электродинамики; проектирование схем для устройств микроволнового диапазона.



**Крыжановский Владимир Григорьевич**, д-р техн. наук, проф., проф. кафедры радиопроизводства Донецкого национального университета. Научные интересы: вакуумная электроника; высокоэффективные усилители мощности и автогенераторы ВЧ микроволнового диапазона; теория и техника СВЧ; телекоммуникационные технологии.

УДК 537.86.42

**Ефекти взаємного зв'язку між прямокутними щілинними резонаторами у заземлюючому шарі мікросмушкової лінії передачі** / Ю.В. Рассохіна, В.Г. Крижановський // *Прикладна радіоелектроніка: наук.-техн. журнал*. — 2014. — Том 13. — № 4. — С. 420–425.

У роботі досліджено явище взаємного зв'язку між неоднорідностями у вигляді вузьких прямокутних щілинних резонаторів, що є послідовно розташованими у заземлюючій площині мікросмушкової лінії передачі. Показано, що такі неоднорідності взаємодіють між собою на великих, у порівнянні з їх подовжніми розмірами, відстанях, що призводить до зсуву частот резонансної взаємодії між неоднорідністю і основною хвилею мікросмушкової лінії передачі та до появи додаткових смуг із високим рівнем згасання.

*Ключові слова:* мікросмушкова лінія, щілинний резонатор, метод поперечного резонансу, взаємодія неоднорідностей, резонансна частота.

Іл.: 07. Бібліогр.: 10 найм.

UDC 537.86.42

**Formation of the vector meaningful indicators of clinical and biochemical analysis of patients with psoriasis using an artificial neural network to detect the disease at early stages** / Yu.V. Rassokhina, V.G. Krizhanovskiy // *Applied Radio Electronics: Sci. Journ.* — 2014. — Vol. 13. — № 4. — P. 420–425.

In this paper the effect of mutual coupling between the discontinuities in the form of a narrow rectangular slot resonators located in series in the ground plane of a microstrip transmission line was investigated. It is shown that such discontinuities interact at large distances, as compared with their longitudinal dimensions, which leads to a shift of the resonance interaction frequencies between the discontinuity and the microstrip transmission line fundamental mode and to the appearance of additional bands with high attenuation.

*Keywords:* microstrip line, slot resonator, transverse resonance technique, discontinuity interaction (mutual coupling), resonance frequency.

Fig.: 07. Ref.: 10 items.

УДК 621.396.6

## ИССЛЕДОВАНИЕ МАССОГАБАРИТНЫХ И ТЕПЛОВЫХ ХАРАКТЕРИСТИК БЛОКОВ РАДИОЭЛЕКТРОННОЙ АППАРАТУРЫ С ЕСТЕСТВЕННЫМ ВОЗДУШНЫМ ОХЛАЖДЕНИЕМ

Г.Н. ШИЛО, Е.К. АРЕШКИН, Н.П. ГАПОНЕНКО

---

Исследованы габаритные, несущие и массогабаритные характеристики блоков радиоэлектронных устройств. Используется упрощенная конструкция блока. Моделируется распределение температур в блоке с помощью программных средств инженерного анализа. Приводятся тепловые межплатные, перфорационные и конфигурационные характеристики. Показана возможность оптимизации массогабаритных параметров блока.

*Ключевые слова:* тепловая модель, воздушное охлаждение, перфорация, компоновка, объем, масса, массогабаритные и тепловые характеристики, программные средства, инженерный анализ, моделирование.

### ВВЕДЕНИЕ

Одним из основных направлений развития радиоэлектронных систем является повышение их производительности, быстродействия и увеличение плотности компоновки элементов [1]. Связанный с этим рост удельных тепловых потоков и температурные ограничения на использование электрорадиоэлементов выдвигают задачи обеспечения тепловых режимов в число наиболее важных проектных процедур при разработке радиоаппаратуры [2].

Распространенные на данный момент подходы к тепловому проектированию радиоэлектронных систем предусматривают выбор способа охлаждения и оценивание теплового режима электрорадиоэлементов на этапе эскизного проектирования радиоаппаратуры. Для этого обычно используется коэффициентный метод расчета [3, 4], основанный на статической обработке результатов реального проектирования. Этот подход не позволяет учесть новые варианты конструкций блоков и проводить их оптимизацию, а оценки тепловых режимов проводятся со значительными погрешностями, что вызывает необходимость проведения экспериментальных исследований на рабочих образцах аппаратуры. Зачастую это ставит задачу проведения повторной компоновки и завышает массогабаритные показатели блоков [5].

Ситуация изменилась с развитием систем автоматизированного компьютерного проектирования и появлением программных средств инженерного анализа, позволяющих проводить математическое моделирование температурных полей в различных устройствах [6]. Сначала такие системы использовались при проектировании теплоотводящих элементов радиоаппаратуры [7, 8]. Использование их позволяло в несколько раз уменьшить массу радиаторов по сравнению со стандартными аналогами. Но точность и производительность программных средств по-

зволяет использовать их не только для проектирования радиаторов, но и для оптимизации конструкций блоков радиоэлектронных аппаратов. В настоящее время подобные исследования уже проводились для герметичных радиоэлектронных аппаратов [9, 10], но не касались наиболее распространенных конструкций блоков с естественным воздушным охлаждением.

Целью работы является исследование массогабаритных и тепловых характеристик блоков радиоэлектронной аппаратуры при естественном воздушном охлаждении с помощью программных средств инженерного анализа. Для решения поставленной задачи необходимо:

- создать упрощенную конструкцию блока радиоэлектронной аппаратуры с естественным воздушным охлаждением и исследовать его массогабаритные характеристики;

- создать тепловую модель блока с естественным воздушным охлаждением и исследовать его тепловые характеристики.

В статье исследуется стационарный тепловой режим блока, при котором перегревы элементов достигают максимального значения. Рассматриваются наиболее общие свойства, характеризующие компоновочные и тепловые характеристики блока.

Результаты таких исследований могут использоваться для выбора оптимальных массогабаритных параметров блоков радиоэлектронной аппаратуры с естественным воздушным охлаждением.

### 1. УПРОЩЕННАЯ КОНСТРУКЦИЯ И МАССОГАБАРИТНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ БЛОКА

Массогабаритные показатели блоков радиоэлектронных аппаратов оцениваются их объемом, массой и массогабаритом – произведением массы и объема блока. При анализе массогабаритных показателей использовалась упрощен-

ная конструкция блока, которая не учитывает массу и габариты электрорадиоэлементов, соединителей и элементов объемного монтажа. В основе конструкции блока использовалась пустотелая рама из квадратного алюминиевого профиля. Печатные платы имели одинаковые размеры и ориентированы в блоке вертикально. Перфорационные отверстия располагались на верхней и нижней крышках блока. Эти допущения учитываются в упрощенной конструкции блока, разнесенная сборка которого показана на рис. 1, где обозначено: 1 – платы, 2 – направляющие, 3 – рама, 4 и 5 – передняя и задняя стенки корпуса, 6 и 7 – боковые стенки корпуса, 8 и 9 – верхняя и нижняя крышка корпуса.

В соответствии с массогабаритными показателями исследовались габаритные, несущие и массогабаритные характеристики блока. *Габаритная характеристика* представляет собой семейство зависимостей объема блока от количества плат и расстояния между ними. При исследовании габаритных характеристик объем блока вычислялся с помощью выражения:

$$V = L_1 L_2 L_3, \quad (1)$$

где  $L_1$ ,  $L_2$  и  $L_3$  – длина, ширина и высота корпуса.

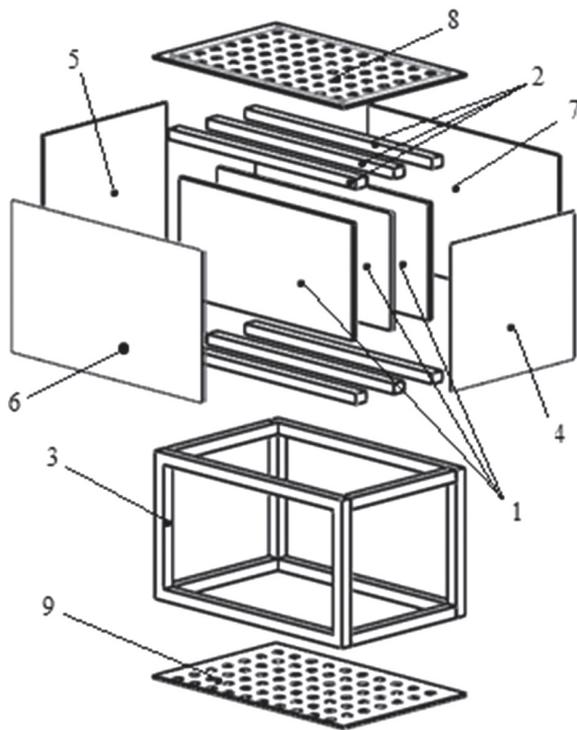


Рис. 1. Разнесенная сборка блока с естественным воздушным охлаждением

При одинаковых расстояниях между платами размеры корпуса определяются с помощью соотношений:

$$L_1 = 2d_k + n \cdot h_n + n \cdot d_n; \quad L_2 = 2d_k + l_{n1} + 2 \cdot l_t \\ L_3 = 2d_k + 2d_p + l_{n2} + 2h_n, \quad (2)$$

где  $l_{n1}$  и  $l_{n2}$  – длина и ширина печатной платы;  $d_k$  – толщина стенок и крышек корпуса;

$n$  – количество печатных плат;  $h_n$  – расстояние между платами;  $d_n$  – толщина плат;  $l_t$  – расстояние от стенки корпуса до платы;  $d_p$  – толщина рамы;  $h_n$  – высота направляющей.

Исследование габаритных характеристик проводилось для блока с общей монтажной площадью электрорадиоэлементов  $S_э = 0,033 \text{ м}^2$ . Задавалась также толщина стенок и крышек корпуса  $d_k = 1 \text{ мм}$ , толщина плат  $d_n = 2 \text{ мм}$ , рамы  $d_p = 5 \text{ мм}$ , расстояние от стенки корпуса до платы  $l_t = 4 \text{ мм}$ . Высота направляющей составляла  $h_n = 5 \text{ мм}$ . Пределы изменения расстояния между платами ограничивались минимальной компоновкой, которой соответствовало расстояние  $h_n = 5 \text{ мм}$ , и максимальной компоновкой с расстоянием  $h_n = 40 \text{ мм}$ .

Рассчитанные при указанных конструктивных ограничениях габаритные характеристики блока с естественным воздушным охлаждением показаны на рис. 2.

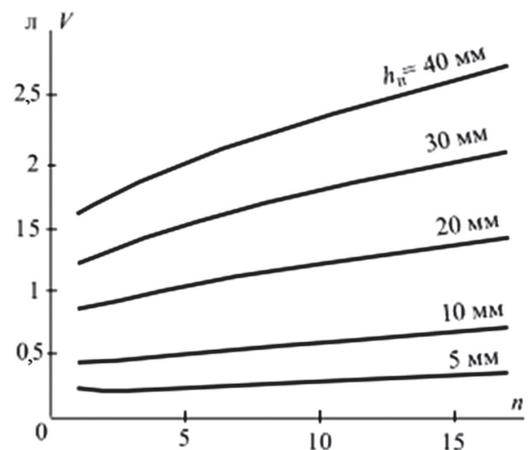


Рис. 2. Габаритные характеристики блока с естественным воздушным охлаждением

Из рис. 2 видно, что зависимость объема блока от количества плат имеет минимум при количестве плат  $n = 2-3$  и расстояниях между ними 5 мм. В этом случае оптимизация количества плат позволяет уменьшить объем блока на 10–15%. При значительных расстояниях между платами наименьшему объему соответствует одноплатная компоновка.

*Несущие характеристики* блока представляют собой семейство зависимостей массы блока от количества печатных плат и расстояний между ними. При вычислении массы блока учитывалась масса стенок и крышек корпуса, плат, направляющих и рамы:

$$m_б = m_k + m_n + m_h + m_p, \quad (3)$$

где  $m_б$  – масса блока,  $m_k$ ,  $m_n$ ,  $m_h$  и  $m_p$  – масса стенок и крышек корпуса, плат, направляющих и рамы.

Слагаемые в соотношении (3) вычислялись с помощью выражений:

$$m_k = \rho_k (2d_k \cdot L_1 \cdot L_3 + 2d_k \cdot (L_2 - 2d_k) \cdot L_3 + \\ + 2d_k \cdot (L_1 - 2d_k) \cdot (L_2 - 2d_k));$$

$$m_{\text{п}} = \rho_{\text{п}} \cdot n \cdot l_{\text{п1}} \cdot l_{\text{п2}} \cdot d_{\text{п}} ;$$

$$m_{\text{н}} = 2n\rho_{\text{н}} \cdot (l_{\text{п1}} + 2 \cdot l_{\text{т}}) \cdot d_{\text{н}} \cdot h_{\text{н}} ;$$

$$m_{\text{р}} = 4\rho_{\text{р}} \cdot [d_{\text{р}}^2 - (d_{\text{р}} - 2d_{\text{с}})^2] \cdot [(L_1 - 2 \cdot d_{\text{к}} - 2d_{\text{р}}) + (L_3 - 2 \cdot d_{\text{к}}) + (L_2 - 2 \cdot d_{\text{к}} - 2d_{\text{р}})] , \quad (4)$$

где  $d_{\text{н}}, h_{\text{н}}$  – ширина и высота направляющей;  $d_{\text{с}}$  – толщина стенок рамы;  $\rho_{\text{к}}, \rho_{\text{п}}, \rho_{\text{н}}$  и  $\rho_{\text{р}}$  – плотность материала крышек и стенок корпуса, плат, направляющих и рамы.

При расчетах учитывалось, что направляющие, рама, стенки и крышки корпуса изготавливались из алюминия плотностью  $2700 \text{ кг/м}^3$ . Многослойные печатные платы имели плотность  $1800 \text{ кг/м}^3$ . Толщина стенок рамы  $d_{\text{с}} = 1 \text{ мм}$ .

Рассчитанные при указанных конструктивных ограничениях несущие характеристики блока с естественным воздушным охлаждением показаны на рис. 3.

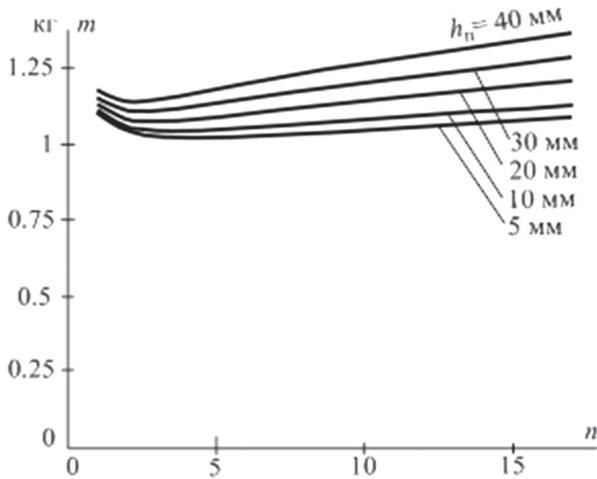


Рис. 3. Несущие характеристики блока с естественным воздушным охлаждением

Из рис. 3 видно, что некоторое увеличение количества плат является эффективным методом уменьшения массы блока. При количестве плат  $n = 2-4$  масса блока уменьшается до 20 % сравнительно с одноплатным корпусом. Такая эффективность обусловлена в основном уменьшением массы рамы и крышек корпуса.

Массогабаритные характеристики образуются как семейство зависимостей массогабарита (произведение массы и объема блока) от количества печатных плат. Вычисленные с помощью соотношений (1) – (4) массогабаритные характеристики исследуемого блока показаны на рис. 4.

Из рис. 4 видно, что экстремальные значения количества плат на массогабаритных характеристиках уменьшаются при увеличении межплатных расстояний и лежат в диапазоне от 2 до 3 печатных плат. Значение оптимальных массогабаритов на 10–20% меньше массогабарита одноплатного корпуса.

Аналогичные габаритные, несущие и массогабаритные характеристики имеют блоки с естественным воздушным охлаждением при других

параметрах рамы, стенок, крышек, направляющих и печатной платы. Эти характеристики могут использоваться при оптимизации компоновки блока для выбора количества печатных плат.

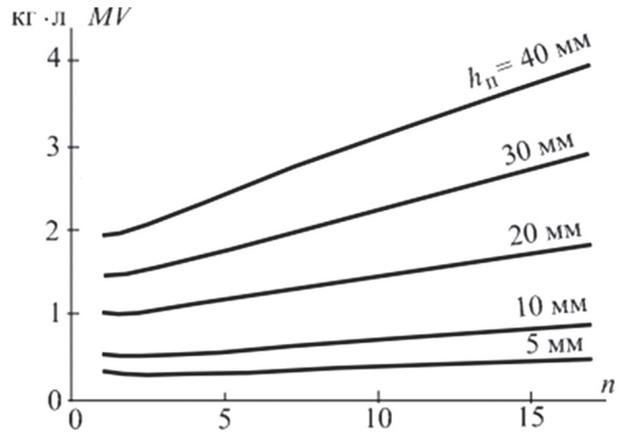


Рис. 4. Массогабаритные характеристики блока с естественным воздушным охлаждением

Выбор расстояний между платами производится с учетом тепловых режимов блоков. Для этого используются тепловые характеристики радиоэлектронных устройств.

## 2. ТЕПЛОВАЯ МОДЕЛЬ И ТЕПЛОВЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ БЛОКА

Для исследования тепловых режимов блоков создавалась тепловая модель. При образовании тепловой модели использовались допущения:

- отвод тепла от блока в окружающую среду происходит только конвекцией и излучением в воздушном пространстве;
- распределение плотности теплового потока по поверхности печатных плат задавалось одинаковым и равномерным на всех платах;
- металлизация многослойных печатных плат учитывалась анизотропией коэффициентов теплопроводности в аксиальном и радиальном направлениях, другие материалы считались однородными и изотропными;
- печатные платы, располагались в блоке вертикально.

Моделирование распределения температур в блоке с естественным воздушным охлаждением проводилось в среде SolidWorks с помощью модуля Flow Simulation. Исследование проводилось на модели, показанной на рис. 1, при количестве плат  $n = 3$ . Задавалась температура окружающей среды  $t_{\text{с}} = 50 \text{ }^\circ\text{C}$  и коэффициент черноты всех поверхностей  $\epsilon = 0,91$ . Коэффициент теплопроводности рамы, направляющих, стенок и крышек корпуса принимался  $\lambda_{\text{к}} = 140 \text{ Вт/м}\cdot\text{К}$ . Многослойные печатные платы имели коэффициент теплопроводности  $\lambda_{\text{п}} = 3(40) \text{ Вт/м}\cdot\text{К}$  соответственно в аксиальном и радиальном направлениях. Общая мощность, рассеиваемая всеми печатными платами, составляла  $P_{\text{с}} = 15 \text{ Вт}$ .

Один из способов графического представления результатов моделирования в среде Flow Simulation показан на рис. 5, где отражено рас-

пределение температуры в сечении моделируемой области (домен) и обозначено: 1 – крышка корпуса, 2 – рама, 3 – плата. Подобные рисунки позволяют определить элементы конструкции с наиболее высокой температурой.

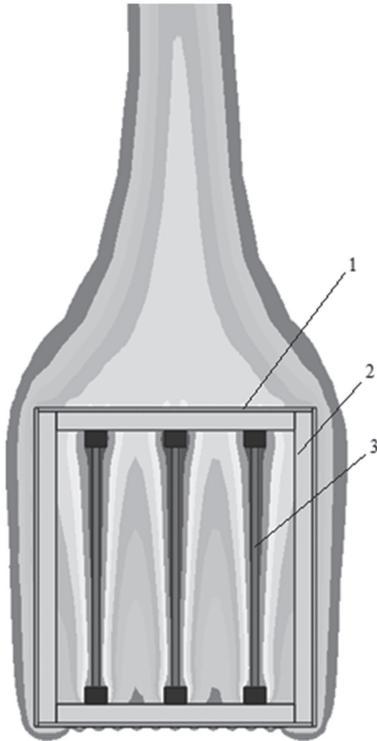


Рис. 5. Распределение температурных полей в сечении моделируемой области (домен)

В процессе моделирования определялись максимальные значения температур на платах и поверхности корпуса. Изменялось расстояние между платами, коэффициенты перфорации и соотношения сторон плат. Создавались межплатные, перфорационные и конфигурационные тепловые характеристики. При создании тепловых характеристик определялся приведённый перепад температуры как отношение максимальных перепадов температуры к общей мощности:

$$R_T = \frac{t_{\max} - t_c}{P_6}, \quad (6)$$

где  $R_T$  – приведенный перепад температуры;  $t_{\max}$  – максимальная температура на элементах конструкции;  $t_c$  – температура окружающей среды;  $P_6$  – общая мощность, рассеиваемая всеми платами блока.

Тепловые межплатные характеристики образуются как семейство зависимостей приведенного перепада температур печатных плат от расстояния между платами. Тепловые межплатные характеристики блока с указанными параметрами элементов конструкции предоставлены на рис. 6, где кривая 1 соответствует средней плате, кривые 2 и 3 – боковым платам; 4 – корпусу;

$K_{\Pi} = \frac{S_0}{S_k}$  – коэффициент перфорации;  $S_k$  и  $S_0$  – площадь крышки корпуса и общая площадь перфорационных отверстий на крышках корпуса.

Моделирование тепловых режимов блока радиоэлектронной аппаратуры с естественным воздушным охлаждением показало, что наиболее нагретой является средняя плата, а максимальное значение температуры наблюдалось в верхней части средней платы и достигало  $79,6^{\circ}\text{C}$  при расстоянии между платами  $h_{\Pi} = 5\text{ мм}$ . Для этого случая максимальная температура правой и левой плат достигали значения  $75,4^{\circ}\text{C}$ , рамы –  $75,97^{\circ}\text{C}$ , а направляющих –  $78,93^{\circ}\text{C}$ . Эти значения температур могут быть критическими для поверхности корпусов некоторых электрорадиоэлементов.

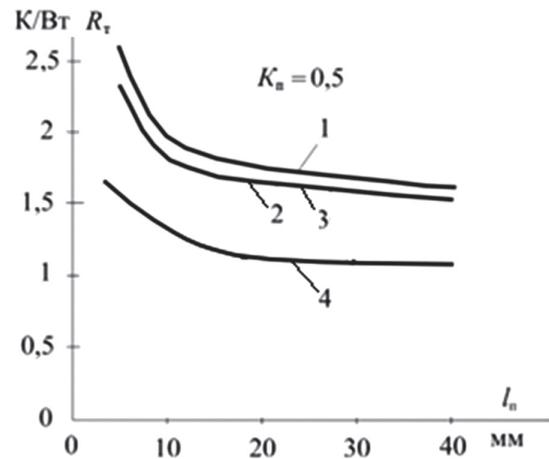


Рис. 6. Тепловые межплатные характеристики блока радиоэлектронной аппаратуры с естественным воздушным охлаждением

Тепловые перфорационные характеристики блока образуются как семейство зависимостей приведенных перепадов температур печатных плат от коэффициента перфорации блока. При исследованиях использовались круглые перфорационные отверстия с прямым расположением и диаметром от 1 до 3 мм. Коэффициент перфорации изменялся в диапазоне от  $K_{\Pi} = 0$  до  $K_{\Pi} = 1$ . Меньшему значению соответствует герметичный блок, а максимальному – отсутствие верхней и нижней крышек. Образованные тепловые перфорационные характеристики блока с указанными параметрами элементов конструкции предоставлены на рис. 7, где кривая 1 соответствует средней плате, кривые 2 и 3 – боковым платам, 4 – корпусу.

Из рис. 7 видно, что тепловой режим блока при естественном воздушном охлаждении в значительной степени зависит от коэффициента перфорации блока. С увеличением площади перфорации перепады температур в блоке уменьшаются. Наилучший тепловой режим обеспечивается при коэффициенте перфорации  $K_{\Pi} = 1$ , когда отсутствуют крышки корпуса. Получение значительных  $K_{\Pi}$  осложнено технологически, поскольку требует расстояние между краями отверстий меньше 1–2 мм. В связи с этим чаще всего используются коэффициенты перфорации  $K_{\Pi} = 0,4-0,6$ .

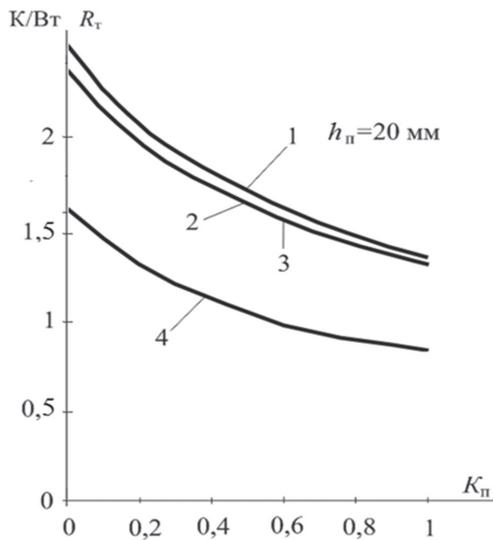


Рис. 7. Тепловые перфорационные характеристики блока радиоэлектронной аппаратуры с естественным воздушным охлаждением

Тепловые конфигурационные характеристики образуются как семейство зависимостей приведенных перепадов температур печатных плат от соотношения сторон плат. Исследование проводилось при межплатных расстояниях  $h_{п}=20$  мм и коэффициенте перфорации  $K_{п}=0,5$ . Тепловые межплатные характеристики блока с указанными параметрами элементов конструкции предоставлены на рис. 8, где кривая 1 соответствует средней плате, кривые 2 и 3 – боковым платам, 4 – корпусу;  $\xi = \frac{l_{п2}}{l_{п1}}$  – коэффициент соотношения сторон платы.

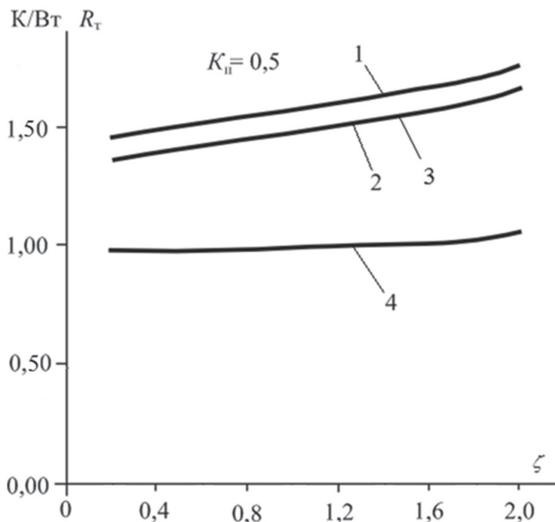


Рис. 8. Тепловые конфигурационные характеристики блока радиоэлектронной аппаратуры с естественным воздушным охлаждением

Из рис. 8 видно, что уменьшение высоты печатных плат позволяет уменьшить их перегрев до 10% по сравнению с квадратными платами. Увеличение высоты платы по сравнению с квадратными печатными платами приводит к увеличению перегревов с одновременным увеличением габарита.

## ВЫВОДЫ

Исследование массогабаритных характеристик блока с естественным воздушным охлаждением показало, что эти характеристики существенно зависят от количества печатных плат. Проведенные оценки показывают, что при количестве плат  $n = 2-3$  и расстоянии между платами  $h = 5-10$  мм, возможно уменьшение объема блока на 30–40 % по сравнению с одноплатной компоновкой. При увеличении расстояний между платами габаритная характеристика становится монотонной, а оптимизация достигается при одноплатной конструкции блока. Аналогичными свойствами обладают несущие и массогабаритные характеристики, по которым можно проводить оптимизацию массогабаритов блока.

Исследование тепловых характеристик показало, что перегревы элементов конструкции блоков существенно зависят от расстояния между платами, коэффициента перфорации, и коэффициента соотношения сторон плат. Из межплатных характеристик видно, что максимальное значение температуры в исследуемом блоке наблюдалось в верхней части средней платы и достигает  $79,6^{\circ}\text{C}$  при расстоянии между платами 5 мм. Тепловой режим блока улучшается при увеличении этого расстояния. Возможно уменьшение перепадов температур на 40 %.

Увеличение площади перфорации может на 20 % уменьшить перепады температур по сравнению с герметичным корпусом. Эти значения достигаются при значениях коэффициента перфорации  $K_{п} = 0,4-0,6$ . Увеличение коэффициента перфорации свыше этих значений ограничивается технологически.

Результаты исследования тепловых конфигурационных характеристик показали, что уменьшение высоты печатных плат позволяет уменьшить их перегрев до 10% по сравнению с квадратной платой. Однако это приводит к увеличению массогабаритных показателей блока. В связи с этим при конструировании блоков радиоэлектронной аппаратуры рекомендуется использовать коэффициент соотношения сторон плат  $\xi < 1$ .

Результаты исследования могут быть использованы при оптимизации массогабаритных характеристик блоков радиоэлектронной аппаратуры с естественным воздушным охлаждением для выбора оптимальных значений конструктивных параметров блока, таких, как количество печатных плат и расстояние между ними, коэффициент перфорации блока, коэффициент соотношения сторон плат.

## Литература

- [1] Борисов Ю.И. Динамика радиоэлектроники. – М.: Техносфера, 2007. – 403 с.
- [2] Григорьян С.Г. Конструирование электронных устройств систем автоматизации и вычислительной техники. – М.: Феникс, 2007. – 304 с.

- [3] Роткоп Л.Л., Спокойный Ю.Е. Обеспечение тепловых режимов при конструировании радиоэлектронной аппаратуры. — М.: Сов. Радио, 1976. — 232 с.
- [4] Дульнев Г.Н. Тепло- и массообмен в радиоэлектронной аппаратуре. — М.: Высш. шк., 1984. — 247 с.
- [5] Шимкович А.А. Проектирование несущих конструкций электронных устройств. — Учеб. пособие. — Минск: Адукацыя і выхаванне, 2003. — 308 с.
- [6] Алямовский А.А. SolidWorks 2007/2008/ Компьютерное моделирование в инженерной практике. — СПб.: БХВ-Петербург, 2008. — 1040 с.
- [7] Шило Г.Н., Огренич Е.В., Гапоненко Н.П. Проектирование радиаторов с оптимальными массогабаритными параметрами // Технология и конструирование в электронной аппаратуре. — 2011. — №1–2. — С. 30–33.
- [8] Гапоненко Н.П., Марухняк, М.С., Огренич Е.В. Проектирование пластинчатых радиаторов с оптимальными массогабаритными параметрами // Прикладная радиоэлектроника. — 2012. — №1. — С. 112–115.
- [9] Гапоненко Н.П., Сиротюк О.В., Огренич Е.В., Лопатка Ю.А., Арешкин Е.К. Оптимизация объема герметичных блоков радиоэлектронной аппаратуры // Прикладная радиоэлектроника. — 2012. — Т. 11. — № 3. — С. 155–158.
- [10] Шило, Г.Н., Сиротюк О.М., Савелло О.Е., Лопатка Ю.А., Арешкин Е.К., Гапоненко М.П. Дослідження массогабаритних і теплових характеристик герметичних блоків радіоелектронних апаратів // Радиоэлектроника. Информатика. Управление. — 2013. — № 1–2. — С. 30–33.

Поступила в редколлегию 26.11.2014



**Гапоненко Николай Прокофьевич**, доцент кафедры ИТЭС ЗНТУ, канд, техн. наук. Научные интересы: тепловые режимы и допусковое проектирование электронных аппаратов.



**Шило Галина Николаевна**, доцент кафедры ИТЭС ЗНТУ, канд. техн. наук. Научные интересы: системы автоматизированного проектирования и допусковое проектирование электронных аппаратов.



**Арешкин Евгений Константинович**, аспирант кафедры ИТЭС ЗНТУ. Научные интересы: конструирование радиоэлектронной аппаратуры.

УДК 621.396.6

**Дослідження массогабаритних і теплових характеристик блоків радіоелектронної апаратури з природним повітряним охолодженням / Г.М. Шило, Є.К. Арешкин, М.П. Гапоненко // Прикладна радіоелектроніка: наук.-техн. журнал. — 2014. — Том 13. — № 4. — С. 426–431.**

Досліджено габаритні, несучі і массогабаритні характеристики блоків радіоелектронних пристроїв. Використовується спрощена конструкція блока. Моделюється розподіл температур у блоці за допомогою програмних засобів інженерного аналізу. Наводяться теплові міжплатні, перфораційні та конфігураційні характеристики. Показано можливість оптимізації массогабаритних параметрів блоків.

*Ключові слова:* тепла модель, повітряне охолодження, перфорація, компоновка, об'єм, маса, массогабаритні та теплові характеристики, програмні засоби, інженерний аналіз, моделювання.

Лл. 10. Бібліогр.: 10 найм.

UDC 621.396.6

**Research of weight-and-size and thermal characteristics of units of radioelectronic equipment with natural air cooling / G.N. Shilo, Ye.K. Arshkin, N.P. Gaponenko // Applied Radio Electronics: Sci. Journ. — 2014. — Vol. 13. — № 4. — P. 426–431.**

Dimensional, load-bearing and weight-and-size characteristics of units of radioelectronic devices are researched. The simplified three-dimensional model of an electronic device unit is used. Temperature distribution in the device is simulated by CAE system. Thermal interplanar and perforation characteristics are given. A possibility of optimizing the unit weight-and-size parameters is displayed. The unit weight decreases by a factor of 1.5 compared with the maximum design.

*Keywords:* thermal model, air cooling, perforation, layout, volume, mass, weight-and-size and thermal characteristics, software, engineering analysis, modelling.

Fig. 10. Ref.: 10 items.

### ЛОКАЦИЯ И НАВИГАЦИЯ

---

---

УДК 621.396

#### ОСОБЕННОСТИ ПОСТРОЕНИЯ РАДИОЛОКАЦИОННОЙ СТАНЦИИ ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ ВЕТРОВОГО ПОТОКА

*П.Н. СНИЦАРЕНКО, Р.Р. ТИМОШЕНКО*

---

В работе представлена функциональная схема метеорологической РЛС, в которой путем накопления эхо-сигнала от неоднородностей атмосферы обеспечивается вычисление параметров ветрового потока в любых метеорологических условиях.

*Ключевые слова:* метеорологическая РЛС, эхо-сигнал, атмосфера, доплеровское приращение.

#### ВВЕДЕНИЕ

В современных условиях повышаются требования относительно мониторинга метеорологической обстановки, в частности определения сдвига ветра. Сдвиг ветра – это изменение параметров ветрового потока (направления и скорости ветра), ведущее, например, к резкому изменению условий обтекания крыла воздушного судна с потерей подъемной силы. Такое явление может быть опасно при взлете и посадке из-за малого запаса высоты и скорости, что может привести к крушению воздушного судна.

На сегодняшний день проблема мониторинга воздушного потока активно исследуется, а одним из решений стало использование лидаров, с помощью которых проводят мониторинг метеорологической обстановки [1]. Однако в сложных метеорологических условиях, а именно, во время тумана, снега и дождя, лидары не справляются со своими задачами, поэтому возникает необходимость в разработке новых устройств, которые могли бы эффективно работать при таких ограничениях. Известно, что в таких условиях целесообразно использовать радиолокационное зондирование пространства. В то же время для оценки характеристик ветра в атмосфере использование существующего парка радиолокационных станций (РЛС) метеомониторинга или невозможно из-за принципа работы, например, станций ряда МРЛ-(1-6), или низкой оперативности получения необходимой информации в назначенных объемах воздушного пространства, например, РЛС типа «Метеорит». Перспективным направлением для решения этой задачи, которое активно развивается как в теории, так и в практике, последние 20–30 лет, считается применение когерентных метео-РЛС с использованием доплеровской фильтрации принятых сигналов. При этом продолжается поиск как рационального частотного диапазона таких РЛС, так и повышения их когерентности наряду с совершен-

ствованием алгоритмов функционирования. В связи с этим предлагается вариант построения РЛС для измерения параметров ветрового потока, в котором сосредоточено ряд элементов этого поиска.

#### ОСНОВНАЯ ЧАСТЬ

В основу разработки функциональной схемы перспективной РЛС предлагается положить алгоритм измерения параметров ветра, который, в отличие от существующих алгоритмов измерения направления и скорости движения объектов (хорошо видимых для РЛС на фоне атмосферы), предусматривает проведение измерений по отражению сигнала непосредственно от неоднородностей атмосферы («ясного неба») в конкретных (заданных) точках (элементарных объемах) воздушного пространства. При этом учитывается низкая способность неоднородностей атмосферы по отражению радиосигнала, нестабильность работы генератора сверхвысоких частот (СВЧ), а также потребность в синхронизации работы аналого-цифровых преобразователей, модулятора зондирующих импульсов и других элементов в составе РЛС.

В предлагаемом решении предполагается, что РЛС осуществляет измерение радиальной скорости ветра в заданных путем синхронизации объемах воздушного пространства на интервале дальностей до 15 км. При этом оценка этого параметра основана на когерентном накоплении эхо-сигнала РЛС, отраженного от неоднородностей атмосферы, вызванных ее турбулентностью.

Известно, что в случае однородной изотропной турбулентности воздуха (а это при кратковременной процедуре радиолокационного измерения обычно соблюдается) удельная радиолокационная отражаемость метеообразования определяется соотношением [2]

$$\eta = 0,38C_n^2 \sqrt[3]{\lambda} \quad [\text{м}^{-1}]; \quad (1)$$

где  $\lambda$  – длина волны, на которой ведется зондирование;  $C_n^2$  – параметр, характеризующий интенсивность турбулентности.

Из выражения (1) следует, что величина  $\eta$  – растет с уменьшением длины волны  $\lambda$ . Поэтому предпочтительно иметь значение  $\lambda$  достаточно малое, т. е. целесообразен переход в миллиметровый диапазон волн. Однако в миллиметровом диапазоне существует резонансное поглощение энергии радиоволн атмосферным водяным паром ( $\lambda = 13,5\text{мм}$ ) и кислородом ( $\lambda = 5\text{мм}$ ). Очевидно рациональным значением длины волны РЛС может быть промежуточное между этими величинами. Экспериментально установлено, что таким значением соответствует длина волны равная 7–8 мм. Генерация необходимой мощности зондирующего сигнала рассматриваемой РЛС в этом диапазоне волн не представляет технических трудностей.

Когерентный режим работы РЛС обеспечивается ее функциональной схемой, которая представлена на рис. 1. В этой схеме сигнал с кварцевого генератора (1), подается на смеситель (3), на который также подается опорная частота  $f_0$  с генератора сверхвысоких частот (2). На выходе из смесителя (3) получим сигнал из трех частот, а именно опорной  $f_0$  и двух боковых  $f_0 + f_{\text{кварц}}$ ,  $f_0 - f_{\text{кварц}}$ , который передается на

фильтр (4). Фильтр (4) обеспечивает выделение одной из боковых частот (например,  $f_0 + f_{\text{кварц}}$ ) путем подавления опорной  $f_0$  и одной из двух боковых частот (например,  $f_0 - f_{\text{кварц}}$ ).

В дальнейшем сигнал через фильтр (4) поступает на модулятор (5), который обеспечивает формирование радиоимпульса. Через усилитель мощности (6) и антенный переключатель (7) радиоимпульс поступает на приемно-передающую антенну (8) для излучения.

Принятый эхо-сигнал через антенный переключатель (7) попадает на усилитель сверхвысоких частот (9), а из него на смеситель (10), куда поступает сигнал с генератора сверхвысоких частот (2), благодаря чему на его выходе образуется сигнал с разностной частотой

$$f_p = f_{\text{кварц}} \pm f_d \pm \Delta f_0, \quad (2)$$

где  $f_d$  – доплеровское приращение частоты зондирующего сигнала;  $\Delta f_0$  – уход частоты генератора СВЧ (2) за счет нестабильности на момент прихода эхо-сигнала РЛС.

Сигнал с частотой  $f_p$  усиливается в усилителе промежуточной частоты (11).

Для обеспечения достаточной точности измерения частоты  $f_d$  необходимо, прежде всего, исключить приращение частоты  $\Delta f_0$ . Эту операцию осуществляет адаптивный фильтр-корректор (13) совместно с блоком измерения

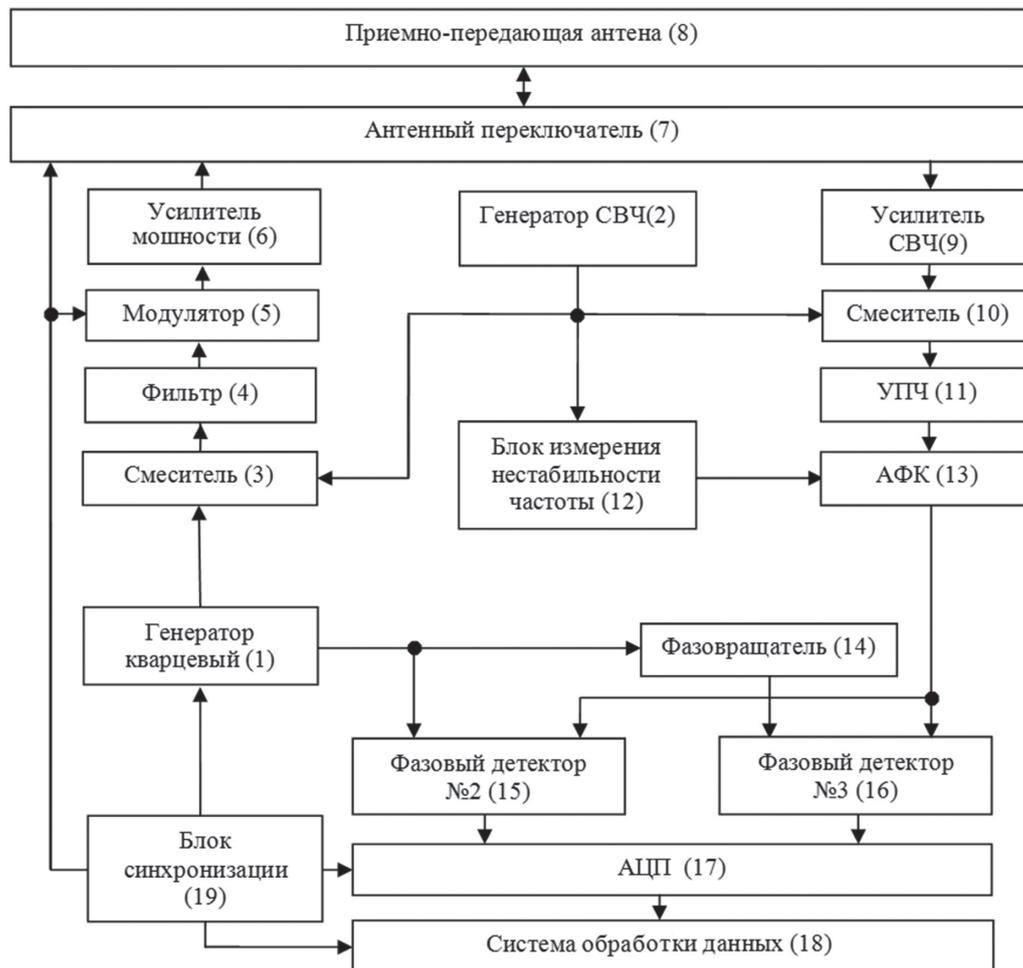


Рис. 1. Функциональная схема радиолокационной станции мониторинга ветрового потока

нестабильности частоты (12), действующих на принципе, который предложен в [3] (эти элементы технически реализуются с использованием сигнального процессора), в результате чего на выходе адаптивного фильтра-корректора (13) действует сигнал с частотой  $f_{\text{кварц}} \pm f_{\text{д}}$ .

При этом интервал корреляции флюктуаций частоты кварцевого генератора (1) при его частоте порядка 100 МГц и нестабильности  $10^{-6}$  составляет единицы миллисекунд и уход его частоты за время работы РЛС в интервале дальностей до 15 км ( $\Delta T \leq 0,1$  мс) фактически не влияет на точность определения частоты  $f_{\text{д}}$ .

В дальнейшем сигнал поступает на два фазовых детектора (15, 16). При этом сигнал с кварцевого генератора (1) напрямую поступает на один из детекторов (15), а на другой детектор (16) – через фазовращатель (14), который изменяет фазу на  $\pi/2$ . Сигналы с выходов фазовых детекторов (15, 16) поступают на аналого-цифровой преобразователь (17), где выделяются две квадратурные составляющие в цифровом виде для накопления и обработки в системе (18). Своевременность запуска аналого-цифрового преобразователя (17) и системы (18) обеспечивает блок синхронизации (19).

Таким образом, РЛС отличается «жесткой» когерентностью, обеспечивающей исключение ошибок вследствие нестабильности частоты генератора СВЧ (2). Также предложенная схема обеспечивает возможность задания конкретной дальности зондирования путем соответствующей синхронизации, что обеспечивает проведение измерений параметров ветра на заданных, обычно стандартных, высотах или в заданных объемах пространства. При этом высота измерения зависит от угла зондирования (наклона антенны по отношению к горизонту) и дальности зондирования. В свою очередь, угол зондирования может задаваться заблаговременно (например, устанавливается механически), а дальность – посредством задания определенного времени открытия и закрытия приемного тракта РЛС.

В предложенной схеме РЛС определение доплеровского приращения частоты сигнала в системе обработки данных (18) может быть осуществлено на основе фильтрации с использованием дискретного преобразования Фурье. Наряду с этим также возможно использовать более простой метод, хорошо зарекомендовавший себя в ходе экспериментальной проверки, сущность которого представлена ниже.

Поскольку напряжение принятого эхо-сигнала на выходе фазового детектора модулируется частотой Доплера, то в произвольный отсчет времени оно может быть представлено так:

$$u_{ij} = a \cos(x_{ij} + \varphi_o) + n_{ij}, \quad (3)$$

где  $a$  – амплитуда сигнала;  $x_{ij} = 2\pi f_{\text{д}} \Delta t(i + (j-1))$  – обобщенная неизвестная;  $i = 0, 1, 2$  – номера отсчетов принятого сигнала на выходе фазового

детектора (рациональное число отсчетов равно трем);  $j = 1, 2, \dots, S$ ;  $S$  – число измерений для накопления сигнала из отдельного объема пространства;  $\Delta t$  – интервал времени, через который проводится отсчет;  $\varphi_o$  – начальная фаза, равная разности фаз принятого сигнала и опорного сигнала кварцевого генератора;  $n_{ij}$  – значение шума в  $i$ -й отсчет.

При фиксированном значении  $j = const$  соотношение (3) может быть представлено в виде

$$u_{ij} = a \cos(x_i + \varphi_{\text{нач}}) + n_{ij}, \quad (4)$$

где  $\varphi_{\text{нач}} = \varphi_o$ ;  $x_i = (2\pi f_{\text{д}} \Delta t) \times i$ ;  $i = 0, 1, 2$ .

Запишем напряжение (4) для полезного сигнала на выходе фазового детектора при  $j = const$  и трех временных отсчетов в виде уравнений, объединим в систему относительно оценок параметров

$$\begin{cases} u_0 = \bar{a} \cos \varphi_{\text{нач}} = \bar{a}^c; \\ u_1 = \bar{a} \cos(\bar{x} + \varphi_{\text{нач}}) = \bar{a}^c \cos \bar{x} - \bar{a}^s \sin \bar{x}; \\ u_2 = \bar{a} \cos(2\bar{x} + \varphi_{\text{нач}}) = \bar{a}^c \cos 2\bar{x} - \bar{a}^s \sin 2\bar{x}, \end{cases} \quad (5)$$

где  $\bar{a}$  – оценка амплитуды сигнала  $a$ ;  $\bar{a}^c = \bar{a} \cos \varphi_{\text{нач}}$ ,  $\bar{a}^s = \bar{a} \sin \varphi_{\text{нач}}$  – оценки квадратурных составляющих амплитуды сигнала;  $\bar{x} = 2\pi \bar{f}_{\text{д}} \Delta t$  – оценка обобщенного параметра;  $\bar{f}_{\text{д}}$  – оценка доплеровского приращения частоты принимаемого сигнала.

Решение системы уравнений (5) при  $j = const$  относительно оценки  $\bar{x}$  можно представить в виде

$$\begin{vmatrix} u_0 & 1 & 0 \\ u_1 & \cos \bar{x} & \sin \bar{x} \\ u_2 & \cos 2\bar{x} & \sin 2\bar{x} \end{vmatrix} = u_0 + u_1 - 2u_2 \cos \bar{x} = 0. \quad (6)$$

При  $S$  циклах накопления сигнала величиной шума  $n_{ij}$  можно пренебречь. Тогда образуем систему  $S$  уравнений вида (6) при  $j = 1, 2, \dots, S$  и нормализуем ее, используя метод наименьших квадратов. Для этого запишем функцию невязки в виде

$$F = \sum_{j=1}^S (u_{0j} + u_{1j} - 2u_{2j} \cos \bar{x})^2 = \min. \quad (7)$$

Соотношение (7) можно обеспечить при условии

$$\frac{dF}{dx} = \sum_{j=1}^S u_{1j} (u_{0j} + u_{2j}) - 2 \cos \bar{x} \sum_{j=1}^S u_{1j}^2 = 0. \quad (8)$$

Тогда значение оценки доплеровского приращения частоты принятого сигнала  $\bar{f}_{\text{д}}$  на основании решения (8) относительно  $\bar{x}$  можно представить формулой

$$\bar{f}_{\text{д}} = \frac{1}{2\pi \Delta t} \arccos \frac{\sum_{j=1}^S u_{1j} (u_{0j} + u_{2j})}{2 \sum_{j=1}^S u_{1j}^2}. \quad (9)$$

Имея оценку  $\bar{f}_{\text{д}}$  на основе (9), легко определить радиальную скорость ветра, а осуществив

подобную оценку в смежных объемах воздушного пространства, определяются горизонтальная и вертикальная составляющие скорости, например, в соответствии с алгоритмом, который предложен в [4].

## ВЫВОДЫ

1. При использовании предложенной функциональной схемы РЛС и метода вычисления доплеровского приращения частоты эхо-сигнала становится возможным сравнительно просто определить радиальную скорость ветра в заданных зонах (объемах) воздушного пространства и на основе этого других составляющих сдвига ветра на расстояниях до 15 км от станции.

2. Учитывая тот факт, что скорость и направление ветра несущественно изменяются за время проведения серии  $S$  измерений, необходимых для накопления сигнала, которые для доли секунды, можно считать оценку доплеровского сдвига частоты сигнала величиной неизменной, что гарантирует высокую точность определения параметров ветрового потока в контролируемой зоне воздушного пространства.

3. Постоянный режим определения радиальной скорости ветра при помощи предложенного типа РЛС обеспечивает своевременное выявление сдвига ветра в любых метеоусловиях, в частности для предупреждения экипажей воздушных судов об этом опасном явлении при взлете или посадке.

## Литература

- [1] Зуев В.Е. Дистанционное оптическое зондирование атмосферы / В.Е. Зуев, В.В. Зуев // Современные проблемы атмосферной оптики, том 8. СПб.: Гидрометеоиздат, 1992. – 232 с.
- [2] Дистанционные методы и средства исследования процессов в атмосфере Земли / Под общ ред. Б.Л. Кашеева, Е.Г. Прошкина, М.Ф. Лагутина. Харьков: ХНУРЭ, 2002. – 426 с.
- [3] Литвинов В.В. Повышение защищенности от пассивных помех обзорных РЛС с низкостабильными генераторными приборами / В.В. Литвинов, В.И. Климченко, А.В. Очкуренко // Сборник научных трудов 3-го Международного радиолектронного форума “Прикладная радиоэлектроника. Состояние и перспективы развития” (МРФ’2008). Том I. Часть 1. – С. 109–112.
- [4] Луценко В.И. Изучение турбулентности воздушных масс в грозовых облаках с использованием доплеровских РЛС / В.И. Луценко, И.В. Луценко

// Сборник научных трудов 3-го Международного радиолектронного форума “Прикладная радиоэлектроника. Состояние и перспективы развития” (МРФ’2008). Том I. Часть 1. – С. 67–70.

Поступила в редколлегию 10.11.2014



**Сницаренко Петр Николаевич**, кандидат технических наук, старший научный сотрудник, ведущий научный сотрудник центра военно-стратегических исследований Национального университета обороны Украины имени Ивана Черняховского. Научные интересы: информационная безопасность в военной сфере, моделирование, оценка эффективности и синтез систем дистанционного мониторинга окружающего пространства.



**Тимошенко Роман Родионович**, старший научный сотрудник института информационных технологий Национального университета обороны Украины имени Ивана Черняховского. Научные интересы: метеорологическая радиолокация.

УДК 621.396

**Особливості побудови радіолокаційної станції для вимірювання параметрів вітрового потоку / П.М. Сницьаренко, Р.Р.Тимошенко // Прикладна радіоелектроніка: наук.-техн. журнал. — 2014. — Том 13. — № 4. — С. 432–435.**

В роботі наведено функціональну схему метеорологічної РЛС, в якій шляхом накопичення луна-сигналу від неоднорідностей атмосфери забезпечується обчислення параметрів вітрового потоку в будь-яких метеорологічних умовах.

*Ключові слова:* метеорологічна РЛС, луна-сигнал, атмосфера, доплерівський зсув.

Лл. 01. Бібліогр.: 4 найм.

UDS 621.396

**Specifics of radar design to measure wind flow / P.N. Snytsarenko, R.R.Timoshenko // Applied Radio Electronics: Sci. Journ. — 2014. — Vol. 13. — № 4. — P. 432–435.**

The paper presents a functional diagram of a meteorological radar, which by the accumulation of an echo signal from atmospheric inhomogeneities provides measures to calculate parameters of wind flow under any weather conditions.

*Keywords:* meteorology radar, echo signal, atmosphere, Doppler increment.

Fig. 01. Ref.: 4 items.

## METRICAL EVALUATION OF SPATIAL CONTENT FOR SEGMENTATION-BASED IMAGE RETRIEVAL

ALEXANDER KAGRAMANYAN, VLADIMIR MASHTALIR, VLADISLAV SHLYAKHOV

---

Interest in the image content analysis has been motivated by expansion of imaging in manifold scopes of activity, the availability of large image libraries, growth of multimedia applications, etc. One of the ways for partial elimination of a semantic gap between low-level visual features and high-level human concept is to analyze spatial properties of image parts specifically induced by segmentation. To provide a region-based image retrieval with a query 'ad exemplum' (to wide extent), a new metric to compare arbitrary nested partitions is proposed. Studied metrical properties of partially ordered quotient sets provide e.g. the objects search independent on the background.

*Keywords:* image segmentation, metric, nested partitions.

### INTRODUCTION

Tremendous growth of automated image processing applications including content-based image retrieval (CBIR) with queries 'ad exemplum' often aligns semantic matching with foreground scene of the research issues [1, 2]. Transition of a percept into the concept strongly depends on an approach to image understanding. Spatial content of an image may be extracted from a collective structure of homogeneous in appropriate feature space regions. Therefore, there is a great need for automatic tools which should to classify and retrieve image content on the base of segmentation.

There exists a demand to bridge a semantic gap between low-level features and human concepts [3]. Consideration of spatial image content in a metric quantic of collective structure of region families is an advance (though sufficiently small) over simple features analysis. Though for last years researches have actively explored this area, the fundamental problem of similarity measuring of two complex objects described by its partitions still remains unsolved. There arises a need for search metrics which will not be sensitive to varying acquisition, partial objects occlusions, colors transformations.

Thus, there are many reasons for the study of metrical properties of set partitions since they are models of arbitrary crisp clustering. Valid metric on quotient sets (clusters, segmentations) is a crucial issue of CBIR if segmentation should be used to organize image content according to categories that are meaningful to humans. It should be emphasized that metrics on partial ordered quotient sets are underlying tools of image content analysis as they comply with construction of a hierarchy either the top-down or the bottom-up approaches and one can explain wholes by decomposing them into smaller and smaller parts or alternatively one can construct wholes from smaller parts.

One more requirement for new developed similarity measures (to be a metric) is explained by possibilities to speedup a search. The information about distances between objects in the database is utilized

to discard entire sets of images at the search stage by applying of triangular inequality [4].

Our contribution consists in theoretical ground of nested partitions metrics to get novel features (spatial content of images) for content-based image retrieval. The rest of the paper is organized as follows: Section 2 gives the groundwork of the metrics on partitions, Section 3 presents metrics on nested partitions, Section 4 is devoted to metrical properties of partial ordered quotient sets, Section 5 includes discussion of experiments and results.

### 1. GROUNDWORK

Among the most promising metrics which particularly have desirable properties we can indicate the Earth Mover's Distance (EMD) [5], variation of information [6], Mirkin [7], van Dongen [8] metrics, and quite a few of related measures [9]. However, all of them are valid only for finite-dimensional sets and either have considerable computational complexity or have low-sensitivity under meaning changes of partitions. The partition metric introduced in [10] and extended in [11] to arbitrary measurable set has not these disadvantages. It includes similarity and dissimilarities measures of equivalence classes simultaneously with simplest computability and is most suitable to analyze partial ordered (relatively to inclusion) partitions. Consider necessary preliminaries to represent spatial content metrical evaluation.

Let  $\Omega$  be an arbitrary measurable set with a measure  $\mu(\Omega) < \infty$ , i.e. for any  $A \subset \Omega$  exists some number  $\mu(A)$  which is the measure (length, area, volume, mass distribution, probability distribution, cardinality, etc.). Let  $\mathcal{P}_\Omega$  be a power set in which all subsets are measurable also. Introduce the set  $\Pi_\Omega \subset \mathcal{P}_\Omega$  of finite (regarding the number of cosets) partitions of set  $\Omega$  s.t.  $\alpha \in \Pi_\Omega$ ,  $\alpha = \{A_i\}_{i=1}^n$ ,  $A_i \in \mathcal{P}_\Omega$ ,  $\Omega = \bigcup_{i=1}^n A_i$ ,  $\forall i, j \in \{1, 2, \dots, n\} : i \neq j \Rightarrow A_i \cap A_j = \emptyset$ .

With the key assumption of image retrieval on basis of the spatial content produced by any segmentation, the set  $\Omega$  is none other than a field of view. Quotient sets viz the sets  $A_i$  are ipso facto



This inequality can be used as validation criterion for disclosing of nested quotient sets.

Suppose now that that  $\beta$  is a query in CBIR. If  $\beta$  is answering the semantic purpose i.e. the region of interest is detected and the desired segmented image  $\alpha$  is embedded into it, there can be organized metric background independent search of objects. Indeed, since  $\alpha, \beta \in \mathbb{O}$  and  $\rho(\alpha, \beta) \leq \rho(\alpha, \mathbb{O}) + \rho(\mathbb{O}, \beta)$  from Proposition 1 we obtain

$$\sum_{i=1}^n [\mu(A_i)]^2 - \sum_{j=1}^m [\mu(B_j)]^2 - \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^m \mu(A_i \Delta B_j) \mu(A_i \cap B_j) \geq 0.$$

The equality holds only if  $\alpha \subseteq \beta$  so search images with minimal values of this criterion is the same that background independent objects retrieval.

### 3. METRICAL PROPERTIES OF NESTED PARTITIONS

Consider metrical properties of nested partitions. We shall use besides  $\alpha, \beta \in \Pi_\Omega$  one more partition  $\gamma = \{C_1, C_2, \dots, C_l\}$ . Denote by  $\alpha\beta$  an intersection of any quotient sets  $\alpha$  and  $\beta$ . At first consider properties of  $\rho(\alpha, \beta)$ ,  $S(\alpha)$  and  $G(\alpha)$ .

**Property 1.**

$$\forall \alpha, \beta \in \Pi_\Omega \Rightarrow \rho(\alpha, \beta) = S(\alpha) + S(\beta) - 2S(\alpha\beta).$$

$$\text{If } \alpha \subset \beta \text{ then } \rho(\alpha, \beta) = S(\beta) - S(\alpha).$$

**Property 2.**

$$\forall \alpha, \beta \in \Pi_\Omega \Rightarrow \rho(\alpha, \beta) = 2G(\alpha\beta) - G(\alpha) - G(\beta).$$

$$\text{If } \alpha \subset \beta \text{ then } \rho(\alpha, \beta) = G(\alpha) - G(\beta).$$

These properties follow from (2), Proposition 1 and functionals definitions. Next interrelationships between  $S(\alpha)$ ,  $G(\alpha)$  and measure of set to be partitioned are the corollary of the same definitions.

**Property 3.**  $S(\mathbb{O}) = \mu^2(\Omega)$ ,  $G(\mathbb{O}) = 0$ .

**Property 4.**

i)  $G(\alpha) = S(\mathbb{O}) - S(\alpha) = \mu^2(\Omega) - S(\alpha)$ ;

ii)  $S(\alpha) = S(\mathbb{O}) - G(\alpha) = \mu^2(\Omega) - G(\alpha)$ ;

iii)  $S(\alpha) + G(\alpha) = S(\mathbb{O}) = \mu^2(\Omega)$ .

For brevity of notation we shall write out properties for  $S(\alpha)$ . Properties of  $G(\alpha)$  can be easily obtained from equalities mentioned in Property 4.

**Property 5.** If  $\alpha \subset \beta$  then  $S(\alpha\beta) = S(\alpha)$ .

This property is the straightforward corollary of Proposition 1.

**Property 6.** The set  $\Pi_\Omega$  is open bounded set viz  $\rho(\alpha, \beta) < \mu^2(\Omega) \quad \forall \alpha, \beta \in \Pi_\Omega$ .

The statement means that the set is limited but does not contain its bounds. For arbitrary  $\alpha, \beta \in \Pi_\Omega$  from triangle inequality  $\rho(\alpha, \beta) \leq \rho(\alpha, \mathbb{O}) + \rho(\mathbb{O}, \beta)$  it follows

$$S(\alpha) + S(\beta) - 2S(\alpha\beta) \leq S(\mathbb{O}) - S(\alpha) + S(\mathbb{O}) - S(\beta)$$

whence it appears the inequality  $\rho(\alpha, \beta) + S(\alpha\beta) \leq S(\mathbb{O})$ .

Since by definition  $S(\alpha\beta) \geq 0$  we have  $\rho(\alpha, \beta) \leq \mu^2(\Omega)$  from property 3. At the same time we can reach the bounds of  $\Pi_\Omega$ , i.e. get the equality  $\rho(\alpha, \beta) = \mu^2(\Omega)$  in result of infinite comminuting of partition  $\alpha\beta$  tending to an unattainable in some sense partition, which

consists of zero measure cosets, what is impossible. Thus  $\rho(\alpha, \beta) < \mu^2(\Omega)$  what was required.

**Property 7.**

$$2S(\alpha\beta) \leq S(\alpha) + S(\beta) \leq S(\alpha\beta) + \mu^2(\Omega).$$

Correctness of the inequalities results from a metric non-negativity and inequality  $\rho(\alpha, \beta) + S(\alpha\beta) \leq S(\mathbb{O})$ .

As the implication of two above properties we can indicate for arbitrary partitions

**Property 8.**  $S(\alpha\beta) < \mu^2(\Omega)$ ,  $S(\alpha) < \mu^2(\Omega)$ .

**Property 9.** If  $\alpha \subset \beta$  then elements  $\mathbb{O}, \alpha, \beta \in \Pi_\Omega$  lay on one 'line' in the sense that

$$\rho(\alpha, \mathbb{O}) = \rho(\mathbb{O}, \beta) + \rho(\alpha, \beta),$$

i.e.  $\beta$  is located 'between'  $\mathbb{O}$  and  $\alpha$ .

Indeed, from inequality  $\rho(\alpha, \beta) + \rho(\beta, \mathbb{O}) \geq \rho(\alpha, \mathbb{O})$  considering  $\alpha, \beta \in \mathbb{O}$  from Property 1 we find  $S(\beta) - S(\alpha) + S(\mathbb{O}) - S(\beta) \geq S(\mathbb{O}) - S(\alpha)$  or  $0 \geq 0$  what proves required equality.

**Property 10.**

$$\text{If } \alpha \subset \beta \text{ then } S(\alpha) \leq S(\beta), G(\alpha) \geq G(\beta).$$

The explanation of the property consists in follows: under partition splitting  $S(\alpha)$  decreases and  $G(\beta)$  increases. The property validation is established by Property 1 and metric non-negativity.

**Property 11.** If partition splitting leads to the fulfillment  $\lim_{n \rightarrow \infty} \max_{i \in \{1, \dots, n\}} \mu(A_i) = 0$  then

$$\lim_{n \rightarrow \infty} G(\alpha) = \mu^2(\Omega), \quad \lim_{n \rightarrow \infty} S(\alpha) = 0.$$

**Property 13.**

$$\text{If } \alpha, \beta \subset \gamma \text{ then } \rho(\alpha, \beta) + S(\alpha\beta) \leq S(\gamma).$$

**Property 14.**

$$\text{If } \alpha, \beta \subset \gamma \text{ then } S(\alpha\beta) < S(\gamma), \rho(\alpha, \beta) < S(\gamma).$$

**Property 15.**

$$\text{If } \alpha \subset \beta \subset \gamma, \text{ then } \rho(\alpha, \beta) + S(\alpha\beta) \leq S(\gamma).$$

**Property 16.**

If  $\alpha \subset \beta \subset \gamma$ , then  $\rho(\alpha, \beta) - \rho(\beta, \gamma) = \rho(\alpha, \gamma)$ , i.e. 'point'  $\beta$  lays on the 'line', which pass through points  $\alpha$  and  $\gamma$ , and is situated 'between' them.

Summarized induced 'geometry' of set  $\Pi_\Omega$ .

1.  $\Pi_\Omega$  belongs to a 'circle' with centre in  $\mathbb{O}$  and radius  $\mu^2(\Omega)$ .

2.  $\Pi_\Omega$  has 'diameter'  $\mu^2(\Omega)$  as  $\rho(\alpha, \beta) < \mu^2(\Omega)$ .

3.  $\Pi_\Omega$  is a sheaf of 'lines', which pass through  $\mathbb{O}$  but do not tend to infinity due to contingencies.

4.  $\Pi_\Omega$  contains 'lines' which intersect infinite times.

5. Infinite partition  $\sigma$  (as limits of uncountably infinite refinement) may be indicated which is nested into anyone other. Hence all 'lines' from  $\Pi_\Omega$  may begin from any point  $\alpha$  and  $\sigma$  belongs to all of them.

### OUTLOOK

Three expressions to evaluate similarities of nested partitions, relevant criterion of quotient sets nesting, search criterion of spatial content retrieval have been proposed. Multiple experiments with ground truth and algorithmic segmentations allow to affirm that obtained results provide the search of the images families of the cosets corresponding to the searched ob-

jects not depending on the background components, and in addition they make the retrieval not depending on segmentation technique. Both a query and image in database can be segmented with different levels of roughening or refinement (see Figure 3).



Fig. 2. Image, its partition and queries

## References

- [1] R. Datta, D. Joshi., J. Li, J.Z. Wang. Image retrieval: ideas, influences, and trends of the new age. *ACM Computing Surveys*, 40(2):1–60, 2008.
- [2] Y. Liu, D. Zhanga, G. Lua, W.-Y Ma. A survey of content-based image retrieval with high-level semantics. *Pattern Recognition*, 40(1):262–282, 2007.
- [3] M. Lew, N. Sebe, Ch. Djeraba, R. Jain. Content-based multimedia information retrieval: state of art and challenges. *ACM Trans. of Multimedia Computing, Communications, and Applications*, .2(1): 1–19, 2006.
- [4] P. Zezula, G. Amato, V Dohnal., M. Batko. Similarity Search. The Metric Space Approach. Springer Science+ Business Media, Inc., NY, 2006.
- [5] Y. Rubner, C. Tomasi, L. Guibas. The Earth Mover's Distance as a metric for image retrieval. *Int. Journal of Computer Vision*, 40 (2):99–121, 2000.
- [6] M. Meila Comparing clusterings by the variation of information. *Computational Learning Theory and Kernel Machines / B. Schölkopf, M.K. Warmuth (eds.)*, LNAI, Berlin Heidelberg, Springer-Verlag, 2777: 173–187, 2003.
- [7] B. Mirkin. Mathematical classification and clustering (Nonconvex optimization and its applications), Kluwer Academic Publishers, NY, 1996.
- [8] S. van Dongen. Performance criteria for graph clustering and Markov cluster experiments. Technical Report INS-R0012, Stichting Mathematisch Centrum, Amsterdam, 2000.
- [9] X. Jiang, C. Marti, C. Irniger, H. Bunke. Distance measures for image segmentation evaluation. *EURASIP Journal on Applied Signal Processing*. Article ID 35909:10.
- [10] D. Kinoshenko, V. Mashtalir, V. Shlyakhov. A partition metric for clustering features analysis. *Int. Journal 'Information Theories and Applications'*, 14(3):230–236, 2007.
- [11] V. Mashtalir, E. Mikhnova, V. Shlyakhov, E. Yegorova. A novel metric on partitions for image segmentation. *Proc. of IEEE Int. Conf. on Video and Signal Based Surveillance*, pp. 18-18, 2006.

Поступила в редколлегию 8.12.2014



**Каграманян Александр Георгиевич**, кандидат технических наук, доцент кафедры естественных наук Харьковского национального университета им. В.Н. Каразина. Научные интересы: мультиалгебраические системы, мультигруппы, обработка и интерпретация видеoinформации.



**Машталир Владимир Петрович**, доктор технических наук, профессор, исполняющий обязанности ректора Харьковского национального университета радиоэлектроники. Научные интересы: обработка и распознавание изображений, модели и методы грануляции информации.



**Шляхов Владислав Викторович**, доктор технических наук, доцент, профессор кафедры высшей математики Харьковского национального университета радиоэлектроники. Научные интересы: модели и методы грануляции информации, мультиалгебраические системы.

УДК 519:616

**Метрическое оценивание пространственного содержания для поиска, основанного на сегментации изображений / А.Г. Каграманян, В.П. Машталир, В.В. Шляхов // Прикладная радиоэлектроника: науч.-техн. журнал. — 2014. — Том 13. — № 4. — С. 436–439.**

Интерес к анализу содержания изображений мотивируется расширением использования визуализации в различных предметных областях, наличием больших библиотек изображений, ростом мультимедиа приложений и т.д. Один из путей частичного устранения семантического разрыва между визуальными признаками низкого уровня и высоким уровнем человеческого восприятия является анализ пространственных свойств индуцированных сегментацией частей изображений. Для обеспечения поиска с запросом 'ad exemplum' на базе областей (в широком смысле) предложена новая метрика для сравнения произвольных вложенных разбиений. Изученные метрические свойства частично упорядоченных фактор-множеств обеспечивают, например, поиск объектов независимо от фона.

*Ключевые слова:* сегментация изображений, метрика, вложенные разбиения.

Ил.: 03. Библиогр.: 11 назв.

УДК 519:616

**Метричне оцінювання просторового змісту для пошуку, який базується на сегментації зображень / О.Г. Каграманян, В.П. Машталір, В.В. Шляхов // Прикладна радіоелектроніка: наук.-техн. журнал. — 2014. — Том 13. — № 4. — С. 436–439.**

Интерес до аналізу змісту зображень мотивується розширенням використання візуалізації в різних предметних областях, наявністю великих бібліотек зображень, зростанням мультимедіа застосувань та ін. Одним зі шляхів часткового усунення семантичного розриву між візуальними ознаками низького рівня і високим рівнем людського сприйняття є аналіз просторових властивостей індукованих сегментацією частин зображень. Для забезпечення пошуку із запитом 'ad exemplum' на базі областей (у широкому сенсі) запропонована нова метрика для порівняння довільних вкладених розбиттів. Вивчені метричні властивості частково впорядкованих фактор-множин забезпечують, наприклад, пошук об'єктів незалежно від фону.

*Ключові слова:* сегментація зображень, метрика, вкладені розбиття.

Іл.: 03. Бібліогр.: 11 найм.

## ИССЛЕДОВАНИЕ ДИНАМИЧЕСКИХ ПОТЕРЬ НА IGBT ТРАНЗИСТОРАХ ПРИ РАБОТЕ СИЛОВЫХ КАСКАДОВ НА ИНДУКЦИОННУЮ НАГРУЗКУ

*Н.Н. ЧЕРНЫШОВ, В.М. ПИСАРЕНКО, К.Т. УМЯРОВ, ХАНСАА А. ГАЗИ*

Научная статья посвящена анализу динамических потерь в импульсных преобразователях на IGBT транзисторах и исследованию влияния режимов работы резонансных преобразователей электрической энергии, расходуемой на потери. В ней учитывается возможность снижения динамических потерь на транзисторах и возможность использования устройства для восстановления гармонических сигналов посредством широтно-импульсной модуляции. Целью данной работы является развитие общей теории IGBT и MOSFET транзисторов в направлении физики процессов, происходящих в полупроводниковых приборах, и теоретическое исследование различных вариантов электронных схем.

*Ключевые слова:* динамические потери, инверсные диоды, частотная коммутация, силовой каскад, транзистор.

### ВВЕДЕНИЕ

Наиболее перспективным направлением современной электроники являются интеллектуальные силовые компоненты: интегрированные силовые микросхемы, ключи и модули. Это направление стремительно развивается благодаря совершенствованию технологии изготовления и значительному улучшению параметров мощных полевых транзисторов (MOSFET), биполярных транзисторов с изолированным затвором (IGBT), силовых драйверов более высокой степени интеграции.

Интеграция схем управления (драйверов, контроллеров) в силовые ключи и затем в исполнительные устройства стала необходимым шагом. Силовая электроника (Power Electronics) базируется на ключевых режимах преобразования энергии и связана с современными методами анализа и синтеза электронных цепей, которые обеспечивают эффективное преобразование, управление и регулирование электрической энергии с помощью силовых полупроводниковых приборов [1]. Основными приборами силовой электроники в области коммутируемых токов до 50 А являются: диоды (Diodes); тиристоры (Thyristors, SCR); биполярные транзисторы (BPT); биполярные транзисторы с изолированным затвором (IGBT); полевые транзисторы с изолированным затвором (MOSFET); силовые интегральные схемы (Power IC); интеллектуальные силовые интегральные схемы (Smart Power IC).

Основные приборы силовой электроники в области коммутируемых токов более 50 А:

- силовые модули на базе биполярных транзисторов;
- силовые модули на базе IGBT;
- тиристоры;
- запираемые тиристоры (GTO, IGCT);
- диоды.

В основу создания высокочастотных IGBT транзисторов, способных коммутировать токи четвертого порядка на частотах до нескольких сотен кГц легли следующие факторы:

— применение ультрасовременных технологий для обеспечения прецизионной точности формирования полупроводниковых структур с точностью до нескольких десятков нм;

— поиск различных композиций полупроводниковых материалов с высокой подвижностью носителей заряда, позволивший снизить паразитные параметры приборов и решать, таким образом, проблемы быстродействия, а так же создать новые поколения транзисторов с высокими динамическими характеристиками;

— разработка MOSFET транзисторов, на основе которых были созданы IGBT транзисторы.

В импульсных преобразователях на IGBT транзисторах актуальной задачей является анализ динамических потерь и их влияния на режимы работы. Целью работы являются исследование возможности применения нестандартного подхода к реализации устройств для восстановления гармонических сигналов посредством широтно-импульсной модуляции и влияния длительности фронтов импульсов переключения IGBT и MOSFET на эффект спонтанной задержки переключения.

### 1. IGBT ТРАНЗИСТОРЫ

При создании первых прототипов IGBT транзисторов (первая половина 80-х годов прошлого века), силовые полупроводниковые коммутирующие приборы были представлены биполярными транзисторами, тиристорами и диодами. Общими их недостатками являлось токовое управление и сравнительно низкие частоты переключения, а также сложность в управлении. Полевые транзисторы, лишенные этих недостатков, в то время применялись в основном

в информационных технологиях и не были пригодны для работы с высокими напряжениями и токами. Создание IGBT транзисторов явилось попыткой объединить тело биполярного транзистора с системой управления полевым транзистором, что в итоге дало весьма качественные результаты. Самыми распространенными приборами в диапазоне до 50 А являются полевые транзисторы с изолированным затвором – MOSFET. Эти приборы обладают малыми статическими и динамическими потерями, незначительными затратами на управление, крайне небольшими временами переключения и работают на частотах до 1 МГц. Это позволило практически полностью вытеснить из низковольтных преобразовательных устройств (< 200 В) все остальные типы силовых полупроводниковых приборов [2].

Совершенствование технологии MOSFET расширило область применения приборов этого класса в диапазоне коммутируемых напряжений 600...1000 В и при мощностях до 10 кВт MOSFET заменили силовые биполярные транзисторы. В области средних напряжений (500...600 В и выше) предпочтительны биполярные транзисторы с изолированным затвором (IGBT – Insulated Gate Bipolar Transistors). В настоящее время IGBT обеспечивают коммутацию токов до 3600 А и напряжений до 6,5 кВ. При этом времена переключения биполярных транзисторов с изолированным затвором лежат в диапазоне 200...400 нс. МОП – управляемые приборы стимулировали развитие силовых модулей, в которых ключевые, а в некоторых случаях и информационные элементы, соединяются методами пленочной технологии на общей теплопроводящей изолирующей подложке, образуя всю или часть силовой схемы преобразовательного устройства. Силовые модули разделяются на обычные (стандартные) IGBT-модули и интеллектуальные. Стандартные модули выпускаются в одно-, двух-, четырех- и шестиключевом исполнении с обратными быстровосстанавливающимися диодами (FRD – Fast Recovery Diodes) или без них. Интеллектуальные силовые модули (IPM – Intelligent Power Modules) кроме силовой части схемы преобразователя (мостового одно- или трехфазного выпрямителя, мостового инвертора) содержат в едином корпусе также датчики, схемы драйверов, защиты, диагностики и источников питания [2].

Стандартные IGBT-модули можно условно разбить на два типа: паяной конструкции с изолированным основанием и прижимной (Press-Pack). Постоянные улучшения свойств силовых кристаллов, поиск новых решений и совершенствование существующих технологических процессов приводят к изменениям характеристик силовых ключей. Инновации связаны с внедрением новых широкозонных материалов, применение которых позволяет повысить экономическую эффективность производственных процессов.

## 2. ОПТИМИЗАЦИЯ РЕШЕНИЯ ФОРМИРОВАНИЯ ТРАЕКТОРИИ РАБОЧЕЙ ТОЧКИ

Наиболее оптимальным решением задачи формирования траектории перемещения рабочей точки транзистора при коммутационных процессах является введение в схему силового каскада дополнительных схмотехнических элементов, обеспечивающих состояния  $dI/dt$  при включении и выключении  $dV/dt$  (рис. 1). Форма генераций переходных процессов могут быть различными, и поэтому при расчете коммутационных потерь могут возникнуть сложности. В большинстве случаев генерация может быть описана как переходный процесс при коммутации LC-цепей с аналогичными параметрами и свойствами.

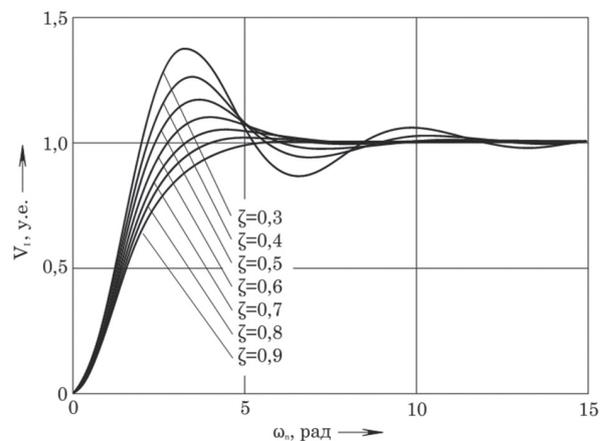


Рис. 1. Мгновенные значения тока и напряжения на транзисторе

## 3. ИССЛЕДОВАНИЕ ДИНАМИЧЕСКИХ ПОТЕРЬ НА IGBT ТРАНЗИСТОРАХ ПРИ РАБОТЕ СИЛОВЫХ КАСКАДОВ

В этом разделе расчеты приведены для условий работы IGBT при жесткой коммутации и постоянной величины напряжении питания. Потери мощности складываются из частных составляющих (рис. 2.)

Основная доля потерь на транзисторах приходится на статические потери в открытом состоянии ключа и динамические потери. Потери на транзисторе в открытом состоянии ( $P_{FW/T}$ ) определяются:

- величиной коммутируемого тока;
- коэффициентом заполнения импульса;
- температурой кристалла.

Динамические потери на транзисторе ( $P_{ON/T}$ ,  $P_{OFF/T}$ ) определяются следующими факторами:

- величиной коммутируемого тока;
- величиной удерживаемого напряжения;
- температурой кристалла;
- частотой коммутации.

Помимо потерь на силовых ключах, следует уделить внимание инверсным диодам, которые, являясь составной частью силового ключа, изменяют статическое и динамическое состояние.



Рис. 2. Составные части потерь на IGBT

Это приводит к дополнительным потерям энергии, дополнительному тепловыделению, которое влияет на особенности кристалла транзистора и является составной частью общих потерь мощности. Таким образом, при учете потерь мощности следует учесть, что максимальная температура перехода не должна превышать значение (150°C для модульного исполнения, либо 125°C для дискретного элемента) при всех возможных режимах работы преобразователя электрической энергии [3].

Потерями мощности на инверсных диодах в закрытом состоянии можно пренебречь, т. к. их величина составляет единицы мВт. Потери мощности при выключении напрямую связаны с процессом прямого восстановления. Поэтому при применении быстрых и ультрабыстрых диодов решающим фактором должен быть показатель времени обратного восстановления диода ( $\tau_{RR}$  — для большинства ультрабыстрых диодов составляет несколько десятков нс). Потери на диоде ( $P_{FW/D}$ ) в открытом состоянии определяются:

- величиной тока нагрузки ( $V_F = f(I_F)$ );
- коэффициентом заполнения импульса;
- температурой перехода.

Динамические потери на диоде ( $P_{F/D}$ ) определяются следующими факторами:

- величиной тока нагрузки;
- величиной удерживаемого напряжения;
- температурой кристалла;
- частотой коммутации.

Потери на IGBT и инверсных диодах в общем случае можно описать на примере двухтактной мостовой схемы силового каскада для преобразователя высокой мощности. На рис. 3. показан силовой каскад, выполненный по мостовой схеме с наличием инверсных диодов, работающий на индуктивно-реактивную нагрузку.

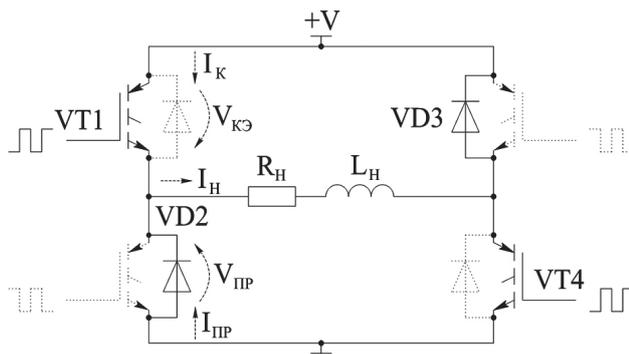


Рис. 3. Силовой каскад с инверсными диодами

Таким образом, для каждой конкретной рабочей точки в установившемся режиме работы силового каскада можно рассчитать потери на транзисторах [3].

Потери на IGBT:

Рассеиваемая мощность при включении

$$P_{ON/T} = f_S \cdot E_{ON/T}(V, I_{H\min}, T_{j/T}). \quad (1)$$

Рассеиваемая мощность при выключении

$$P_{OFF/T} = f_S \cdot E_{OFF/T}(V, I_{H\max}, T_{j/T}). \quad (2)$$

Рассеиваемая мощность, выделяемая на канале транзистора

$$P_{FW/T} = \frac{1}{T} \int_0^{\tau} I_K(t) \cdot V_{KЭ}(t) dt. \quad (3)$$

При условии введения в схему силового каскада это уравнение имеет вид

$$P_{FW/T} = I_{H\text{ср}} \cdot V_{KЭ\text{нас}}(I_{H\text{ср}}, T_{j/T})^{\tau}. \quad (4)$$

Потери на диодах:

Рассеиваемая мощность при выключении (рис. 4)

$$P_{OFF/D} = f_S \cdot E_{OFF/D}(V, I_{H\max}, T_{j/T}). \quad (5)$$

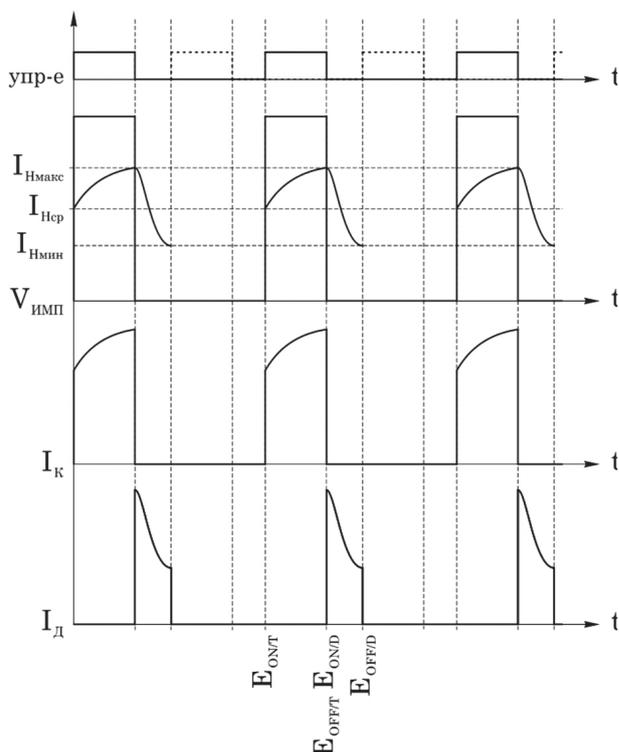


Рис. 4. Диаграммы токов на элементах мостовой схемы

Рассеиваемая мощность, выделяемая на переходе

$$P_{FW/D} = \frac{1}{T} \int_0^{\tau} I_{\text{ПР}}(t) \cdot V_{\text{ПР}}(t) dt. \quad (6)$$

После введения в схему силового каскада снабберов можно пренебречь токовыми всплесками, следовательно, это выражение может быть приведено к следующему виду

$$P_{FW/D} = I_{\text{Нср}} \cdot V_{\text{ПР}} \left( I_{\text{Нср}}, T_{j/T} \right) \frac{\tau_{DT}}{T}, \quad (7)$$

где  $\tau_{DT}$  – “мертвое” время, в течение которого происходит перенос тока через инверсный диод.

### ВЫВОД

В основу создания высокочастотных IGBT транзисторов, способных коммутировать токи четвертого порядка на частотах до нескольких сотен кГц легли следующие факторы: применение ультрасовременных технологий для обеспечения прецизионной точности формирования полупроводниковых структур с точностью до нескольких десятков нм и поиск различных композиций полупроводниковых материалов с высокой подвижностью носителей заряда. При создании IGBT транзисторов силовые полупроводниковые коммутирующие приборы были представлены биполярными транзисторами.

### Литература

- [1] А.К. Бельков. Новые биполярные и полевые транзисторы : справочник // под ред. Б. Л. Перельмана. – М.: МП «Символ-Р» / Журнал «Радио». Вып. 8, 1993. – 96 с.
- [2] C.G. Fonstad. Microelectronic Devices and Circuits. – New York : McGraw-Hill, Inc. – 1994. – 686 p.
- [3] N.N. Chernyshov, N.I. Slipchenko, A.M. Tsybal, K.T. Umyarov, V.L. Lukianenko. The photogalvanic effect within spin resonance in quantizing magnetic field // Фізична інженерія поверхні. – Т. 11, № 4, НФТЦ, Харків, 2013. – С. 427–430.

Поступила в редколлегию 2.12.2014

**Чернышов Николай Николаевич**, канд. техн. наук, старший научный сотрудник; старший научный сотрудник кафедры микроэлектроники, электронных приборов и устройств ХНУРЭ. Научные интересы: математическая физика, методы математического анализа, задачи теории поля, солнечной и ядерной энергетики.

**Писаренко Василий Михайлович**, канд. техн. наук, доцент; доцент кафедры микроэлектроники, электронных приборов и устройств ХНУРЭ. Научные интересы: схемотехника, математическая физика, методы математического анализа, численное и компьютерное моделирование.



**Умяров Камиль Тагирович**, доцент кафедры иностранных языков ХНУРЭ. Научные интересы: схемотехника, методы математического анализа, солнечная энергетика, терминоведение, теория термина, лингвистика, лексикография.



**Хансаа А. Гази**, асп. кафедры микроэлектроники, электронных приборов и устройств ХНУРЭ. Научные интересы: схемотехника, математическая физика, методы математического анализа, численное и компьютерное моделирование.

УДК 621.382.3

**Дослідження динамічних втрат на IGBT транзисторах під час роботи силових каскадів на індукційне навантаження** / М.М. Чернышов, В.М. Писаренко, К.Т. Умяров, Хансаа А. Гази // Прикладна радіоелектроніка: наук.-техн. журнал. – 2014. – Том 13. – № 4. – С. 440–443.

Наукова стаття присвячена аналізу динамічних втрат в імпульсних перетворювачах на IGBT транзисторах та дослідженню впливу режимів роботи резонансних перетворювачів електричної енергії, що витрачається на втрати. У ній враховується можливість зниження динамічних втрат на транзисторах і можливість використання пристрою для відновлення гармонійних сигналів за допомогою широтно-імпульсної модуляції. Метою даної роботи є розвиток загальної теорії IGBT та MOSFET транзисторів у напрямку фізичних процесів, що відбуваються в напівпровідникових приладах, і теоретичне дослідження різних варіантів електронних схем.

**Ключові слова:** динамічні втрати, інверсні діоди, частотна комутація, силовий каскад, транзистор.

Лл.: 4. Бібліогр.: 3 найм.

UDC 621.382.3

**Studying dynamic losses in IGBT transistors at the operation of power stages on induction load** / N.N. Chernyshov, V.M. Pisarenko, K.T. Umyarov, Hansaa A. Ghazi // Applied Radio Electronics: Sci. Journ. – 2014. – Vol. 13. – № 4. – P. 440–443.

The paper is devoted to analyzing dynamic losses in pulse transducers based on IGBT transistors and studying the influence of operation regimes of resonance converters of electric energy spent on the losses. The paper takes into account a possibility of reducing the transistor dynamic losses and that of using a unit for restoring harmonic signals due to pulse-width modulation. The aim of the paper is to develop the general theory of IGBT and MOSFET transistors in the direction of physics of processes occurring in semiconductor devices, and theoretical research of a variety of electronic circuits.

**Keywords:** dynamic losses, inverse diodes, frequency commutation, power stage, transistor.

Fig.: 4. Ref.: 3 items.

## НАГРАДА Европейской Микроволновой Ассоциации (ЕвМА 2014) академику АН ПРЭ ШИФРИНУ Якову Соломоновичу за выдающуюся профессиональную деятельность

**Яков Соломонович Шифрин** окончил Физический факультет Ленинградского государственного университета (1941 г.) и Радиофакультет Военной академии связи им. С.М. Буденного (1944 г.).

Ветеран Великой Отечественной войны. С 1948 по 1980 гг. Я.С. Шифрин служил в Военной инженерной радиотехнической академии (ВИРТА) им. Л.А. Говорова, пройдя путь от адъюнкта до профессора и начальника кафедры. После увольнения из Вооруженных Сил в 1980 г. Яков Соломонович работает в Харьковском национальном университете радиозлектроники профессором, заведующим кафедрой, главным научным сотрудником.

Проф. Я.С. Шифрин – создатель статистической теории антенн (СТА), которая признана во всем мире как теория, являющаяся краеугольным камнем в общей теории и практике антенн. За работы в области СТА удостоен в 1983 г. премией им. А.С. Попова Академии наук СССР с формулировкой «За работы в области статистической теории антенн, внесшие фундаментальный вклад в теорию и технику антенн».

Другими направлениями фундаментальных исследований Я.С. Шифрина и его школы являются исследование дальнего тропосферного распространения радиоволн, разработка достаточно общей теории антенн с нелинейными элементами и вопросы диагностики фазированных антенных решеток.

Яков Соломонович более 50 лет вел активную преподавательскую работу в ВИРТА и ХНУРЭ, подготовил свыше 20 докторов наук и более 50 кандидатов наук. Опубликовал свыше 250 открытых работ. Автор (или соавтор) 16 монографий. Проф. Я.С. Шифрин – организатор антенной науки в Украине. С 1991 г. проводит широкомасштабную работу по консолидации украинского антенного и микроволнового сообщества и его интеграции в мировую науку. Он президент созданной им в 1993 г. Украинской национальной ассоциации «Антенны». Принял активное участие в создании Восточно-Украинского объединенного отделения Международного общества радиоинженеров (IEEE) в 1995 г. и создал Харьковское объединенное отделение IEEE в 2000 г., соответственно. Инициатор и бессменный руководитель международных конференций по теории и технике антенн ICATT, проводимых регулярно начиная с 1995 г. Он же инициировал в 2002 г. международные конференции по сверхширокополосным и сверхкороткоимпульсным сигналам UWBUSIS.

Деятельность проф. Я.С. Шифрина признана мировым научным сообществом. Избран пожизненным действительным членом IEEE (Life Fellow IEEE). Помимо премии им. А.С. Попова и награды ЕвМА, заслуги Я.С. Шифрина перед Родиной и наукой отмечены 22 государственными наградами (4 ордена и 18 медалей), благодарностями Президента Украины, званием Заслуженный деятель науки и техники Украины, многими ведомственными наградами.



Председатель Совета директоров ЕвМА  
Вольфганг Хайнрих вручает медаль ЕвМА  
Якову Соломоновичу Шифрину.  
7 октября 2014 г., Рим, Италия



Именная медаль ЕвМА  
«За выдающуюся профессиональную деятельность  
2014 г.»

# ПРИКЛАДНАЯ РАДИОЭЛЕКТРОНИКА

Научно-технический журнал

Ответственный секретарь

*Е. Б. Исаева*

Корректор

*Б. П. Косиковская*

Перевод на английский язык

*К. Т. Умяров*

Компьютерный дизайн и верстка

*Е. Б. Исаева*

Рекомендовано засіданням Бюро Президії Академії наук прикладної радіоелектроніки  
(протокол № 4 від 25.12.2014 р.).

Рекомендовано Вченою радою Харківського національного університету радіоелектроніки  
(протокол № 40 від 5.12.2014 р.)

Свідоцтво про державну реєстрацію КВ № 6037 від 09.04.2002 р.

Журнал включений до списку фахових видань ВАК України  
з технічних наук  
(постанова президії ВАК України № 1-05/2 від 10.03.2010),  
з фізико-математичних наук (фізика)  
(постанова президії ВАК України № 1-05/5 від 1.07.2010)

Підписано до друку 25.12.2014. Формат 60 × 84 <sup>1</sup>/<sub>8</sub>.  
Папір офсет. Друк офсет. Умов.-друк. арк. 9,42. Облік.-вид. арк. 9,2.  
Тираж 300 прим. Ціна договірна.

Віддруковано в ТОВ «ДРУКАРНЯ МАДРИД»  
61024, м. Харків, вул. Ольмінського, 11. Тел.: (057) 756-53-25  
www.madrid.in.ua, e-mail: info@madrid.in.ua