

Харьковский национальный университет радиоэлектроники

Академия наук прикладной радиоэлектроники

ПРИКЛАДНАЯ РАДИОЭЛЕКТРОНИКА

Научно-технический журнал

Главный редактор

Бондаренко М. Ф.

Зам. главного редактора

Дохов А.И.

Чурюмов Г.И.

Редакционный совет

Гузь В.И., Довбня А.Н., Егоров А.М., Калугин В.В.,
Ковтуненко А.П., 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., Роллинг 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

- Лукин К.А., Коновалов В.М. Когерентная компенсация мощных мешающих отражений в локаторах с периодическими сигналами 3
- Олейников В.Н., Евсеев Д.Б., Юдин С.В., Горячий Д.А., Литвин-Попович А.И. Радиолокационные наблюдения отражений от атмосферных неоднородностей в тропосфере, обусловленных термиками 15
- Лукин К.А., Канцедал В.М. Сравнение помехоустойчивости широкополосных корреляционных приемников шумовых и ЛЧМ импульсных радиотехнических систем в условиях воздействия различных видов непрерывных активных помех 23

ФОРМИРОВАНИЕ И ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ

- Лукин К.А., Щербаков В.Е. Метод формирования квазиортогональных хаотических кодовых сигналов для системы передачи/приема данных между транспортными средствами на автобане 35

ИНФОРМАЦИОННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ

- Гороховатская Н.В. Метрическая классификация с использованием метода ближайших соседей на основе описаний в виде множеств признаков 42

ИНФОРМАЦИОННО-ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ СИСТЕМЫ

- Выплавин П.Л., Кудряшев В.В., Паламарчук В.П., Лукин К.А. Экспериментальная оценка стабильности дифференциально интерферометрических измерений наземными шумовыми РСА 48

ЭЛЕКТРОННАЯ ТЕХНИКА И ПРИБОРЫ

- Оксанич А.П., Притчин С.Э., Петренко В.Р., Тербан В.А. Метод и устройство измерения диаметра слитка GaAs в процессе выращивания методом с жидкостной герметизацией 54
- Чурюмов Г.И., Экезли А.И. Моделирование частотных характеристик магнетрона с двумя выводами энергии 63
- Барсук И.В., Воробьев Г.С., Дрозденко А.А. К вопросу моделирования режимов работы трехэлектродной электронной пушки ЛБВ 72

МИКРОВОЛНОВАЯ ТЕХНИКА И ТЕХНОЛОГИИ

- Nerukh A.G., Zolotariov D.A., Nerukh D.A. Properties of decelerating non-diffractive electromagnetic airy pulses 77

ПРИБОРОСТРОЕНИЕ

- Волосюк В.К., Павликов В.В. Оптимальный аддитивный интерферометр и его потенциальная флуктуационная чувствительность 82

КРАТКИЕ СООБЩЕНИЯ

ИНФОРМАЦИОННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ

- Пустовойтов П.Е. Модель узла компьютерной сети с повторной передачей утерянных пакетов 87

ИНФОРМАЦИОННО-ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ СИСТЕМЫ

- Руженцев Н.В., Михайлов А.С. О необходимости учета микроклиматических особенностей при прогнозировании вертикального атмосферного ослабления в миллиметровом диапазоне волн 91
- Андрусевич А.А., Второв Е.П. Мониторинг процессов эволюции живучести РЭС при ее эксплуатации 95

ЭЛЕКТРОННАЯ ТЕХНИКА И ПРИБОРЫ

- Оксанич А.П., Седин Е.А. Разработка технологии получения кремниевых эпитаксиальных структур уменьшенной величиной концентрационной переходной области 100

МИКРОВОЛНОВАЯ ТЕХНИКА И ТЕХНОЛОГИИ

- Диденко Ю.В., Молчанов В.И., Олексенко А.О., Пацёра И.В., Татарчук Д.Д., Царенко Д.И. Экранирующие свойства композитных структур металл-диэлектрик в СВЧ диапазоне 104
- Жилякова Т.А., Кириченко А.Я., Голубничая Г.В., Горобченко О.А., Николов О.Т. Влияние содержания спирта и сахара на диэлектрическую проницаемость вин в микроволновом диапазоне 108

ПРИБОРОСТРОЕНИЕ

- Гапоненко Н.П., Марухняк М.С., Огренич Е.В. Проектирование штыревых радиаторов с оптимальными массогабаритными параметрами 112
- Шинкарук О.Н., Клепиковский А.В., Шайко-Шайковский А.Г. Методика оценки температурных напряжений в микрохолодильных устройствах для радиоэлектронной аппаратуры 116
- Кочина М.Л., Каминский А.А. Аппаратно-программный комплекс для исследования статодинамической устойчивости человека 120

КОГЕРЕНТНАЯ КОМПЕНСАЦИЯ МОЩНЫХ МЕШАЮЩИХ ОТРАЖЕНИЙ В ЛОКАТОРАХ С ПЕРИОДИЧЕСКИМИ СИГНАЛАМИ

К.А. ЛУКИН, В.М. КОНОВАЛОВ

В работе представлены методы подавления мощных помеховых отражений при использовании, как простых гармонических зондирующих сигналов, так и сложных сигналов, что позволяет значительно уменьшить динамический диапазон приемника для последующей обработки. Это особенно актуально для случаев, когда невозможно провести предварительную частотную селекцию мощной помехи. Для сложных сигналов анализ проведен на примере сигналов с фазовой манипуляцией, хотя предложенный метод подавления помех пригоден и для радаров с любыми периодическими зондирующими сигналами. Предложенные устройства подавления не требуют применения точных, широкополосных, а, следовательно, дорогих фазовращателей. Представлены структурные схемы устройств подавления. Приведены результаты моделирования для монохроматических и сложных сигналов, иллюстрирующих предложенную методику.

Ключевые слова: динамический диапазон, компенсация помехи, компенсация мощных сигналов, компенсация, автоматическая компенсация, схема компенсации, малое доплеровское смещение, неподвижные отражатели.

ВВЕДЕНИЕ

При локации малоразмерных и малоподвижных объектов (с частотой доплеровского смещения зондирующего сигнала от долей до единиц Гц) на фоне неподвижных (за время измерения) крупноразмерных мешающих отражателей часто создается ситуация, когда на вход радиолокационного приемника поступает суммарный сигнал с динамическим диапазоном большим, чем у реального приемника. К числу таких задач можно отнести, например, обнаружение и дистанционный мониторинг сердечной и дыхательной активности живых организмов, оценка их эмоционального состояния или параметров движения. Многочисленные предварительные исследования в этой области [1-10] показали огромную перспективу создания таких устройств, но их разработка в настоящее время еще не доведена до уровня практического применения в значительной степени из-за отсутствия эффективного способа подавления на входе приемника мощных помех от неподвижных местных предметов. Спектры сигналов от указанных выше целей чаще всего смещены от спектра помех на единицы или даже доли герца, что также значительно усложняет задачу сепарации таких сигналов на входе приемника. Суммарный уровень сигнала на входе приемника (совместное отражение зондирующего сигнала от цели и от местных предметов) часто имеет большой динамический диапазон. Это может привести к насыщению входных каскадов приемника, вследствие чего полностью нарушается его нормальная работа, и слабый сигнал от цели не может быть ни обнаружен, ни отфильтрован от помех. В таких ситуациях возникает задача подавления сигнала

от мощных местных отражателей, с целью уменьшения динамического диапазона входного сигнала, еще до основного усиления и фильтрации пришедшего на вход локатора сигнала.

На рис. 1 показана одна из большого числа возможных ситуаций образования отраженных сигналов с большим динамическим диапазоном. Зондирующий сигнал от передатчика U_{tr} , отражаясь от стенки, создает мощную помеху U_w на входе приемника. Пройдя через стенку, ослабленный зондирующий сигнал попадает на цель (в нашем примере – человек). Отражаясь от цели, зондирующий сигнал приобретает дополнительный фазовый сдвиг, связанный не только со средним расстоянием до неё, но и с малыми перемещениями, связанными с биологической активностью цели – сердцебиением, дыханием, движением тела и т.д. Отраженный от цели сигнал U_{tar} снова проходит через стенку, еще более ослабляясь. Общее поглощение зондирующего сигнала за счет прохождения через препятствия может достигать значений 20–50 дБ и более [8]. Кроме того, диаграмма вторичного излучения цели может флуктуировать в пределах десятков дБ (типичное значение – до 40 дБ). Кроме того, ЭПР препятствий может значительно (на 20–40 дБ) превышать ЭПР цели.

В результате всех описанных трансформаций зондирующего сигнала динамический диапазон суммарного сигнала (от цели и от местных предметов), поступающего на вход приемника радара, может иметь значение до 100 дБ и выше. Обработать сигналы с таким динамическим диапазоном крайне сложно, если возможно вообще. В то же время львиная доля динамического диапазона входного суммарного сигнала обуславливается

отражениями от неподвижных мощных мешающих отражателей. Конечно, мощные сигналы от неподвижных местных предметов можно было бы легко подавить с помощью фильтрации, но для этого они должны пройти линейную обработку в приемнике вплоть до доплеровских фильтров, а это пока технически невозможно в силу очень большого динамического диапазона входных сигналов для рассматриваемого класса задач.

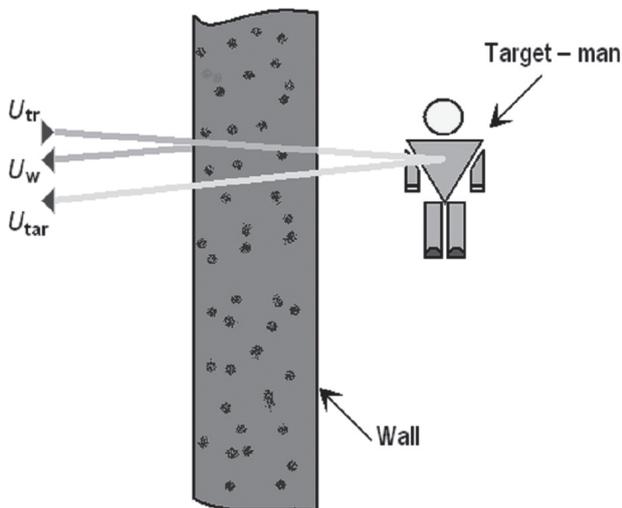


Рис. 1. Образование отраженных сигналов

В этой связи очень актуальна постановка задачи о компенсации помех от неподвижных местных предметов на самом входе приемника еще до каналов усиления маломощного полезного сигнала. Но так как, в общем, локатор хоть и с незначительной скоростью (по отношению к скорости регистрируемого процесса), но, все же, постоянно может находиться в движении по отношению к мощным отражателям, создавать, что называется вручную сигнал компенсации — задача абсолютно бесперспективная. Этот сигнал должен вырабатываться автоматически.

Существует множество устройств компенсации помех, например, с применением дополнительных приемных каналов и антенных устройств [11-13]; либо использующих априорно известную или предполагаемую помеху, либо с возможностью установки компенсационного комплексного сигнала в ручном режиме [14]. Большое количество работ, например, [15-20] посвящено созданию алгоритмов обнаружения радиолокационных целей на фоне пассивных помех, уже прошедших предварительную обработку радиоканалом. Есть также работы, в которых для целей подавления паразитных отражений используют системы связи, например [21]. Оригинальная технология подавления мешающих отражений описана в работе [22]. Предложенный метод позволяет производить последовательное подавление различных по мощности и по спектральному составу мешающих отражений с помощью адаптивных фильтров, граничные полосы пропускания которых меняются в зависимости от

вида помехи или различного набора таких помех. Такими помехами могут быть, например, совокупность сигналов, обусловленных отражением от земли и от дождя. Обычно, если первый вид помех имеет высокую интенсивность и узкий спектр, интенсивность которого концентрируется в области нулевых доплеровских частот, то второй вид помех имеет меньшую интенсивность, но более широкий спектр. Совокупный сигнал от цели и от мешающих отражений проходит через каскадно включенные режекторные фильтры с адаптивной автоматически устанавливаемой частотой режекции. В каждом фильтре цифровая схема обнаружения определяет среднюю частоту помехи в доплеровском канале для определенного типа мешающих отражений, и автоматически перемещает частоту режекции на эту частоту. Это позволяет эффективно подавлять помеховые составляющие суммарного сигнала и выделять полезный сигнал от цели. Но, к сожалению, предложенная схема начинает свою работу после квадратурного фазового детектора и не решает проблемы уменьшения динамического диапазона на самом входе приемника.

В работах [23-27] рассмотрены системы с автоматическим подавлением мешающих отражений на входе приемника с помощью программируемых аттенюаторов и фазовращателей. Работой устройства компенсации управляет процессор, задачей которого является подбор таких комплексных компенсирующих сигналов, которые в максимальной степени подавят паразитный сигнал с частотой близкой к нулю. По существу, процессор выполняет функцию оператора, который вручную подбирает необходимые параметры комплексного сигнала компенсации. В работе [26] показано, что подавление мешающих отражений может достигать 60 дБ, что более чем достаточно для рассматриваемого типа задач, т.к. при таком значении подавления помехи приемник уже может работать в линейном режиме. Полученные результаты говорят о перспективности поиска в этом направлении.

Описываемые в упомянутых работах методы подавления касаются в основном простейших зондирующих сигналов, чаще всего — непрерывных колебаний. Создание же широкополосных программируемых фазовращателей с очень малым дискретом изменения фазы для получения высокой степени подавления является невероятно сложной технической задачей, и их применение будет мало оправдано на практике ввиду значительной стоимости.

В данной статье авторы предлагают свою концепцию автоматической системы подавления сигналов на входе приемника от мощных местных отражателей. Предлагаемые решения не требуют начальной информации о фазе и амплитуде мешающего отражения. Более того, предлагаемый способ можно применить как для простых, так и для сложных сигналов.

1. КОМПЕНСАЦИОННЫЙ СИГНАЛ

Для пояснения предлагаемого принципа образования сигнала компенсации обратимся к векторному представлению непрерывных сигналов, пришедших на вход приемника, см. рис. 2.

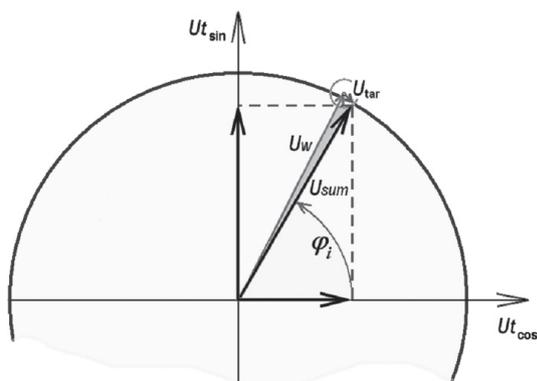


Рис. 2. Геометрическая интерпретация компенсационного сигнала

Амплитуда вектора суммарного сигнала U_{sum} является векторной суммой сигнала с большой амплитудой от мешающего отражателя U_w и слабого сигнала от цели U_{tar} . Очевидно, что при $U_w \gg U_{tar}$ фаза φ_i суммарного сигнала U_{sum} будет определяться в значительной степени фазой сигнала от мешающего отражателя U_w и в тем большей степени, чем больше уровень мешающего сигнала. Вклад в ошибку определения фазы суммарного вектора U_{sum} за счет вектора U_{tar} исчезающе мал и значение этой фазы определяется только параметрами вектора U_w при значительном отношении мощности сигнала, отраженного от стенки, к тепловому шуму приемника. Поскольку потенциал локатора выбирается из расчета получения достаточного превышения мощности сигнала от цели над мощностью теплового шума приемника (после оптимальной обработки), а мощность сигнала, отраженного от стенки, в свою очередь, значительно превышает мощность сигнала, отраженного от цели, то условие значительного превышения мощности сигнала от стенки над мощностью теплового шума приемника будет выполняться автоматически. Это означает, что фаза суммарного вектора U_{sum} с большой степенью точности (с максимальной ошибкой определения фазы $\sim U_{tar}/U_w$) не зависит ни от сигнала от цели, ни от теплового шума приемника, а фактически определяется только параметрами вектора U_w . Определив амплитуду проекций вектора U_{sum} на ортогональные оси $U_{t\cos}$ и $U_{t\sin}$, представляющие собой ортогональные компоненты зондирующего сигнала, мы узнаем соотношения между этими компонентами. Зная соотношение ортогональных компонент принятого сигнала, мы сможем сформировать новый сигнал с тем же соотношением ортогональных компонент, но уже зондирующего сигнала. Этот новый сигнал и будет сигналом компенсации с нужной фазой.

2. КОГЕРЕНТНАЯ КОМПЕНСАЦИЯ В ЛОКАТОРАХ С ГАРМОНИЧЕСКИМ ЗОНДИРУЮЩИМ СИГНАЛОМ

Запишем выражение для монохроматического зондирующего сигнала:

$$U_{tr}(t) = \sin(\omega_c \cdot t),$$

где ω_c – циклическая частота зондирующего сигнала, t – текущее время.

Тогда сигнал приемного устройства будет аддитивной смесью трех сигналов – сигнала от мощного отражателя, слабого сигнала от цели и шума приемника $\xi(t)$:

$$U_r(t) = A \cdot \sin[\omega_c \cdot (t + \tau_1)] + B \cdot \sin\{\omega_c \cdot [t + \tau_2(t)]\} + \xi(t), \quad (1)$$

где $\tau_1 = 2R_w/c$, $\tau_2(t) = 2R_{tar}(t)/c$, $R_{tar}(t)$ – расстояние до цели, которое может меняться со временем, R_w – расстояние до неподвижного мощного отражателя, которое мы считаем неизменным за время выработки компенсационного сигнала (время усреднения) T_{av} , c – скорость распространения ЭМ-волны, A – амплитудный множитель, учитывающий все составляющие в формуле радиолокации для неподвижного мощного отражателя, B – амплитудный множитель, учитывающий все составляющие в формуле радиолокации для цели.

Выберем T_{av} таким, чтобы

$$\int_0^{T_{av}} \sin\{\omega_c \cdot [t + \tau_2(t)]\} dt = 0.$$

Отметим, что т.к. по условию решаемой задачи $B \ll A$, спектральная плотность мощности шума приемника меньше спектральной плотности мощности сигнала от цели и, тем более, значительно меньше спектральной плотности мощности сигнала от неподвижного мощного отражателя $S_\xi < S_{tar} \ll S_w$, то сигнал, пришедший в приемное устройство, можно записать с большой степенью точности как

$$U_r(t) \cong A \cdot \sin[\omega_c \cdot (t + \tau_1)]. \quad (2)$$

Создадим из зондирующего сигнала две его ортогональные компоненты:

$$U_I(t) = \sin(\omega_c \cdot t) \text{ и } U_Q(t) = \cos(\omega_c \cdot t).$$

Определим коэффициенты кросскорреляции r_I и r_Q между этими компонентами и принятым сигналом. Значения этих коэффициентов мы в дальнейшем используем в процессе компенсации:

$$\begin{aligned} r_I &= \frac{1}{T_{av}} \int_0^{T_{av}} U_I(t) \cdot U_r(t) dt = \\ &= \frac{A}{T_{av}} \int_0^{T_{av}} \sin(\omega_c \cdot t) \cdot \sin[\omega_c \cdot (t + \tau_1)] dt = \\ &= \frac{A}{2} \cdot \left[2 \cdot \cos^2\left(\frac{\omega_c \cdot \tau_1}{2}\right) - 1 \right] = \frac{A}{2} \cdot \cos(\omega_c \cdot \tau_1), \end{aligned}$$

$$r_Q = \frac{1}{T_{av}} \int_0^{T_{av}} U_Q(t) \cdot U_r(t) dt =$$

$$= \frac{A}{T_{av}} \int_0^{T_{av}} \cos(\omega_c \cdot t) \cdot \sin[\omega_c \cdot (t + \tau_1)] dt =$$

$$= A \cdot \cos\left(\frac{\omega_c \cdot \tau_1}{2}\right) \cdot \sin\left(\frac{\omega_c \cdot \tau_1}{2}\right) = \frac{A}{2} \cdot \sin(\omega_c \cdot \tau_1),$$

r_I и r_Q – это постоянные коэффициенты, значения которых для выбранной несущей частоты не зависят от сигнала от цели, а зависят только от τ_1 , т.е. от расстояния до мощного отражателя. Меняется расстояние до отражателя (например, за счет передвижения локатора) – соответственно меняются и значения коэффициентов r_I и r_Q . С помощью этих коэффициентов и квадратурных компонент зондирующего (подчеркнем – именно зондирующего, а не принятого) сигнала можно воссоздать компенсационный сигнал, противофазный сигналу, отраженному от мощного отражателя, а не от цели. Действительно, сложив ортогональные компоненты зондирующего сигнала с соответствующими весовыми множителями, равными коэффициентам кросскорреляции r_I и r_Q , получим сигнал компенсации $U_{com}(t)$:

$$U_{com}(t) = U_Q(t) \cdot r_Q + U_I(t) \cdot r_I =$$

$$= \frac{A}{2} [\cos(\omega_c \cdot t) \cdot \sin(\omega_c \cdot \tau_1) + \sin(\omega_c \cdot t) \cdot \cos(\omega_c \cdot \tau_1)] =$$

$$= \frac{A}{2} \cdot \sin[\omega_c \cdot (t + \tau_1)]. \quad (3)$$

Как видно из выражения (3), сигнал компенсации с точностью до постоянного множителя совпадает с сигналом от неподвижного мощного отражателя – первое слагаемое в (1). Амплитуду компенсационного сигнала β мы можем установить, исходя из необходимого коэффициента подавления мешающего сигнала. Тогда окончательное выражение для принятого сигнала с учетом компенсации можем записать как

$$U_{r_{com}}(t) = U_r(t) - \beta \cdot U_{com}(t) =$$

$$= A \cdot \sin[\omega_c \cdot (t + \tau_1)] + B \cdot \sin\{\omega_c \cdot [t + \tau_2(t)]\} +$$

$$+ \xi(t) - \beta \cdot \sin[\omega_c \cdot (t + \tau_1)] =$$

$$= (A - \beta) \cdot \sin[\omega_c \cdot (t + \tau_1)] + B \cdot \sin\{\omega_c \cdot [t + \tau_2(t)]\} + \xi(t).$$

Очевидно, что, если $\beta \rightarrow A$, а время усреднения T_{av} выбрано так, что $\frac{1}{T_{av}} \int_0^{T_{av}} \xi(t) dt \rightarrow 0$, то

$$\lim_{\beta \rightarrow A} [(A - \beta) \cdot \sin[\omega_c \cdot (t + \tau_1)]] \rightarrow 0,$$

$$\text{а } U_{r_{com}}(t) \rightarrow B \cdot \sin\{\omega_c \cdot [t + \tau_2(t)]\} + \xi(t).$$

Другими словами, теоретически, в пределе при $\beta \rightarrow A$, можно добиться полной компенсации сигнала от мешающего мощного отражателя. Анализ влияния факторов, мешающих получить такую полную компенсацию, выходит за рамки данной работы, и будет представлен в последующих работах авторов.

Коэффициент подавления мешающего сигнала α на интервале усреднения может быть вычислен с помощью следующего выражения

$$\alpha = 20 \cdot \log\left(\frac{A}{A - \beta}\right), \text{ dB}. \quad (4)$$

Упрощенная схема радара, использующего монохроматические зондирующие сигналы с компенсацией сигнала от мощных отражателей, представлена на рис. 3.

Радар работает следующим образом. Зондирующий сигнал U_{tr} , с помощью передающей антенны Tx излучается в направлении цели. Аддитивная смесь сигналов, состоящая из слабого отраженного от цели сигнала и мощного мешающего отраженного сигнала, поступает на вход приемной антенны Rx . Основная часть энергии входного сигнала через ответвитель C поступает на вход сумматора Σ_1 .

Очень малая доля мощности входного сигнала снимается с ответвителя и подается на вход умножителей $Mix 1$ и $Mix 3$. Этого достаточно для уверенной работы схемы компенсации, т.к. по условию решаемой задачи мешающий сигнал значительно (на несколько порядков) больше полезного сигнала от цели. Благодаря такому подходу схема компенсации практически не ухудшает отношение сигнал/шум приемника.

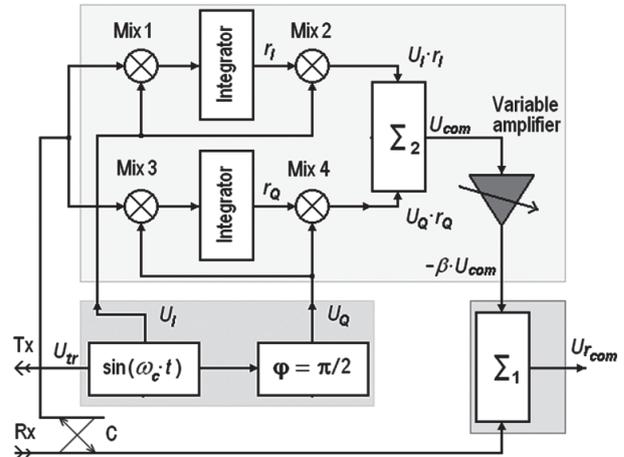


Рис. 3. Упрощенная схема радара с компенсацией сигнала от мощных отражателей

На другие входы умножителей $Mix 1$ и $Mix 3$ подаются квадратурные составляющие зондирующего сигнала U_I и U_Q . На выходе интеграторов получаем постоянные сигналы r_I и r_Q , амплитуды которых равны коэффициентам кросскорреляции между этими квадратурными компонентами и принятым суммарным сигналом приемника. Квадратурные сигнала U_I и U_Q , умножаясь на полученные постоянные сигналы r_I и r_Q , подаются на вход сумматора Σ_2 , с выхода которого получаем компенсирующий сигнал U_{com} . Этот сигнал проходит через усилитель-инвертор, коэффициент усиления которого можем устанавливать до начала предстоящего

поиска цели в конкретных условиях ее предполагаемого нахождения и в зависимости от необходимого значения, на который должен уменьшиться динамический диапазон входных сигналов для этих конкретных условий. В процессе локации пространства, где предполагается обнаружить цель на фоне неподвижных паразитных мешающих отражателей, сигнал на входе приемника, конечно, будет меняться, но коэффициент подавления паразитного сигнала будет оставаться неизменным и равным значению, выбранному с помощью усилителя-инвертора. Для задач, которые упоминались в начале этой статьи, часто бывает достаточно подавления на 20–40 дБ, чтобы приемник работал уже в линейном режиме усиления. С выхода усилителя-инвертора сигнал компенсации ($-\beta \cdot U_{com}$), противофазный мешающему сигналу, подается на второй вход сумматора Σ_1 . На выходе этого сумматора окончательно получим сигнал с компенсацией помех от местных неподвижных отражателей.

3. МОДЕЛИРОВАНИЕ КОМПЕНСАЦИИ ПРИ ПРИМЕНЕНИИ ГАРМОНИЧЕСКИХ ЗОНДИРУЮЩИХ СИГНАЛОВ

Для проверки работы и иллюстрации предложенного метода компенсации использовалось моделирование сигналов, пришедших от мощного мешающего отражателя, и сигнала со значительно меньшей амплитудой, пришедшего от подвижной цели. Движение цели имитировалось гармоническим колебанием с амплитудой Δl и круговой частотой Ω относительно средней точки расположения цели, находящейся на расстоянии R_t от радара.

На вход приемника радара поступает аддитивная смесь мощного сигнала, отраженного от стенки $U_w(t)$, значительно ослабленного сигнала от цели $U_t(t)$ и сигнала, обусловленного собственным шумом приемника $\xi(t)$:

$$U_r(t) = U_w(t) + U_t(t) + \xi(t), \quad (5)$$

причем $U_w(t) \gg U_t(t) > \xi(t)$.

Модельные сигналы отражения от цели (6), находящейся на расстоянии R_t от радара, и сигнала от мощного отражателя (7), находящегося на расстоянии R_w от радара, можно записать следующим образом:

$$U_t(t) = B \cdot \sin\{\omega_c \cdot [t + \tau_2(t)]\} = B \cdot \sin\left\{\omega_c \cdot t + 4\pi \cdot \left[\frac{R_t}{\lambda} + \frac{\Delta l}{\lambda} \cdot \sin(\Omega \cdot t)\right]\right\}, \quad (6)$$

$$U_w(t) = A \cdot \sin[\omega_c \cdot (t + \tau_1)] = A \cdot \sin\left[\omega_c \cdot t + 4\pi \cdot \frac{R_w}{\lambda}\right], \quad (7)$$

где λ — длина волны зондирующего сигнала. В модели выбирался малый индекс фазовой модуляции несущей зондирующего сигнала за счет движения цели, что соответствовало случаю малой амплитуды колебания цели по отношению к

длине волны зондирующего сигнала — $\Delta l/\lambda = 0.1$. (Это имитация малых перемещений цели, в нашем случае тела человека, например, за счет дыхания). Так, если частота зондирующего сигнала равнялась 5 ГГц ($\lambda = 6 \cdot 10^{-2}$ м), то амплитуда перемещения цели при этом составляла всего 6 мм.

Как видно из рис. 4, при малых амплитудах колебания цели $\Delta l \ll \lambda$ (малый индекс модуляции), спектр отраженного сигнала аналогичен спектру сигнала с амплитудной модуляцией.

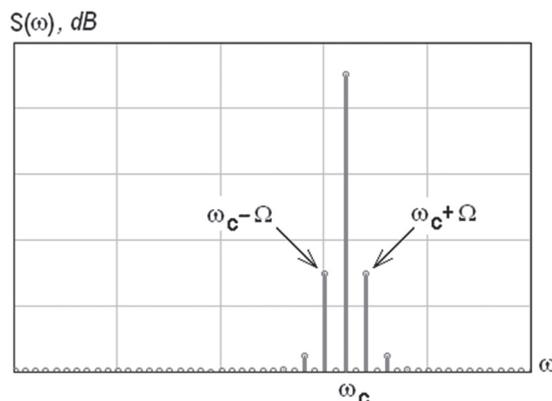


Рис. 4. Спектр относительных амплитуд сигнала от колеблющейся цели с частотой Ω

На рис. 5 представлен сигнал от цели (без сигнала собственного шума приемника) на фоне сигнала, отраженного от стенки, представляющего собой мощный маскирующий сигнал помехи, который мы должны подавить с помощью предлагаемого метода автоматической компенсации. Для наглядности уровни этих сигналов уравниены. Отчетливо видно, что за счет фазовой модуляции сигнала от цели происходит незначительная девиация частоты.

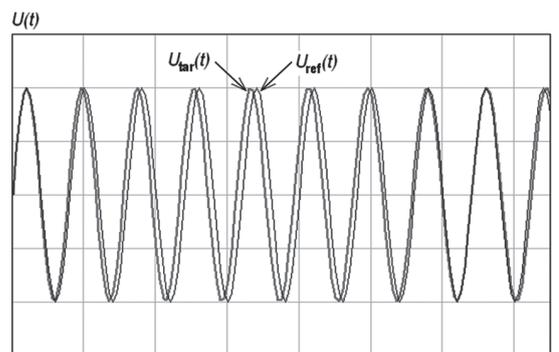


Рис. 5. Сигнал от цели (для наглядности, уровни этих сигналов уравниены и не показаны шумы приемника) на фоне сигнала помехи — отражение от стенки

На рис. 6 представлен сигнал от цели, но уже с сигналом теплового шума приемника (с отношением мощности сигнала к мощности шума $P_{tar}/P_n = 10$ дБ) на фоне сигнала помехи.

Здесь также для наглядности уровни сигналов уравниены. Несмотря на наличие шума, также достаточно отчетливо видна фазовая модуляция сигнала от цели.

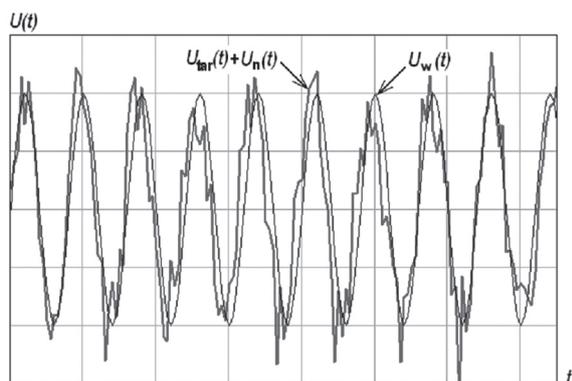


Рис. 6. Сигнал от цели совместно с сигналом теплового шума приемника на фоне сигнала помехи – отражение от стенки

А вот при добавлении мощного сигнала помехи к сумме сигнала от цели и шума приемника, картина резко меняется. Т.к. амплитуда помехи значительно превалирует над остальными сигналами, вид суммарного сигнала фактически будет определяться только сигналом помехи, что хорошо видно на рис. 7, и наличие доплеровского смещения частоты зондирующего сигнала уже не видно на демонстрационных рисунках модельного сигнала.

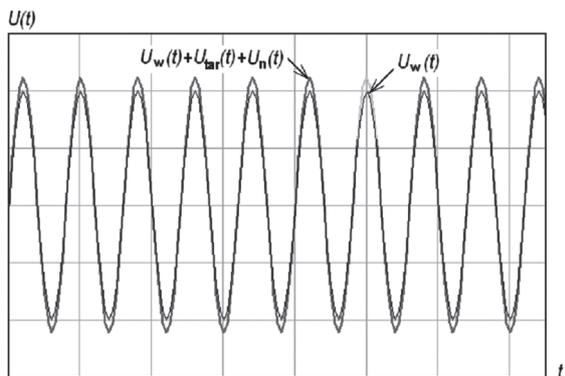


Рис. 7. Суммарный сигнал от цели, с шумом приемника ($P_{tar}/P_n = 10 \text{ dB}$) и сигналом помехи ($P_w/P_{tar} = 140 \text{ dB}$) на фоне только сигнала помехи – отражение от стенки; (для наглядности уровни сигналов уравниены)

На рис. 8 представлен нормированный амплитудный спектр полного сигнала приемника (5) до компенсации, а на рис. 9 – после компенсации. Весовой множитель β выбран соответствующим значению подавления помехи на 40 дБ.

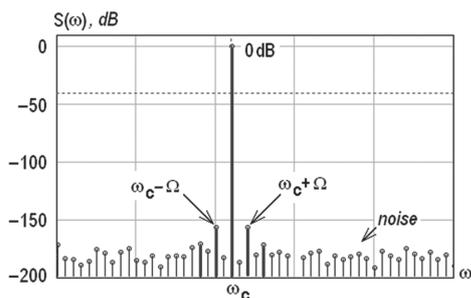


Рис. 8. Спектр полного сигнала приемника до компенсации

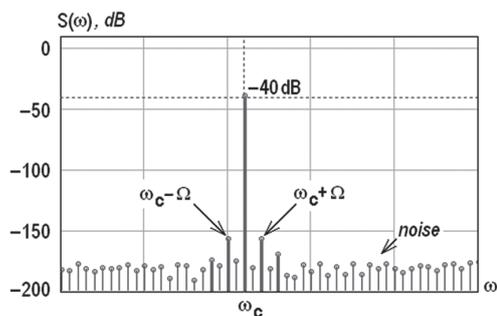


Рис. 9. Спектр полного сигнала приемника после компенсации

Как видно на рис. 9, помеха, как и планировалось, подавлена на 40 дБ. Спектр полезного сигнала остался без изменения. При неизменном весовом множителе α теперь вне зависимости от изменения амплитуды помехи (например, из-за движения локатора по отношению к стенке), она будет подавляться в очень широком диапазоне изменения её значений (в нашем примере на 40 дБ) до тех пор, пока амплитуда помехи значительно больше амплитуды сигнала.

4. КОГЕРЕНТНАЯ КОМПЕНСАЦИЯ СЛОЖНЫХ ПЕРИОДИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ НА ПРИМЕРЕ ФАЗОМАНИПУЛИРОВАННЫХ СИГНАЛОВ

Рассмотрим механизм компенсации для широкополосных периодических сигналов. Для последующего анализа в качестве примера такого зондирующего сигнала возьмем сигнал с фазовой манипуляцией, выражение для которого запишем как

$$U_{tr}(t) = M(t) \cdot \sin(\omega_c \cdot t),$$

где $M(t)$ – некая кодовая последовательность, элементы которой принимают одно из значений ± 1 . Такой зондирующий сигнал $U_{tr}(t)$ будет представлять собой сигнал с манипуляцией фазы между значениями $0 \text{ и } \pi$.

Сигнал приемного устройства по аналогии с выражением (1) для монохроматического зондирующего сигнала, можно записать как аддитивную смесь соответственно следующих сигналов – сигнала от мощного отражателя, слабого сигнала от цели и шума приемника

$$U_r(t) = A \cdot M(t + \tau_1) \cdot \sin[\omega_c \cdot (t + \tau_1)] + B \cdot M[t + \tau_2(t)] \cdot \sin\{\omega_c \cdot [t + \tau_2(t)]\} + \xi(t). \quad (8)$$

Учитывая, что и для фазоманипулированного сигнала выполняется то же условие $B \ll A$, по аналогии с выражением (2), можно упростить выражение (8)

$$U_r(t) \cong A \cdot M(t + \tau_1) \cdot \sin[\omega_c \cdot (t + \tau_1)]. \quad (9)$$

Из зондирующего сигнала создадим две его ортогональные компоненты также с фазовой манипуляцией. Но сигнал манипуляции необходимо задержать на время τ_1 , которое соответствует времени распространения зондирующего сигнала до мощного мешающего отражателя и обратно.

И хотя нам это время пока неизвестно, предположим, что мы его знаем, чтобы завершить вывод соответствующих выражений, аналогичных выражениям для монохроматического сигнала. К нахождению времени τ_1 мы вернемся несколько ниже. В этом случае выражения для ортогональных компонент, сформированных из зондирующего сигнала, должны иметь следующий вид

$$U_I(t) = M(t + \tau_1) \cdot \sin(\omega_c \cdot t)$$

и

$$U_Q(t) = M(t + \tau_1) \cdot \cos(\omega_c \cdot t). \quad (10)$$

Определим коэффициенты кросскорреляции r_I и r_Q между этими ортогональными компонентами и принятым сигналом

$$r_I = \frac{1}{T_{av}} \int_0^{T_{av}} U_I(t) U_r(t) dt = \frac{A}{T_{av}} \int_0^{T_{av}} M(t + \tau_1) \cdot \sin(\omega_c \cdot t) \times \\ \times M(t + \tau_1) \cdot \sin[\omega_c \cdot (t + \tau_1)] dt = \\ = \frac{A}{T_{av}} \int_0^{T_{av}} [M(t + \tau_1)]^2 \cdot \sin(\omega_c \cdot t) \cdot \sin[\omega_c \cdot (t + \tau_1)] dt.$$

Т.к. для любой бинарной последовательности с элементами ± 1 значение $[M(t + \tau_1)]^2 \equiv 1$ при любом τ_1 , то окончательно выражение для r_I примет следующий вид

$$r_I = \frac{A}{T_{av}} \int_0^{T_{av}} \sin(\omega_c \cdot t) \cdot \sin[\omega_c \cdot (t + \tau_1)] dt = \frac{A}{2} \cdot \cos(\omega_c \cdot \tau_1).$$

Аналогично получим выражение для r_Q

$$r_Q = \frac{1}{T_{av}} \int_0^{T_{av}} U_Q(t) U_r(t) dt = \frac{A}{T_{av}} \int_0^{T_{av}} M(t + \tau_1) \cdot \cos(\omega_c \cdot t) \times \\ \times M(t + \tau_1) \cdot \sin[\omega_c \cdot (t + \tau_1)] dt = \frac{A}{2} \cdot \sin(\omega_c \cdot \tau_1).$$

Сложив ортогональные компоненты зондирующего фазоманипулированного сигнала с соответствующими полученными весовыми множителями, равными коэффициентам кросскорреляции r_I и r_Q , получим сигнал компенсации $U_{com}(t)$:

$$U_{com}(t) = U_Q(t) \cdot r_Q + U_I(t) \cdot r_I = \\ = \frac{A}{2} \left[\cos(\omega_c \cdot t) \cdot M(t + \tau_1) \cdot \sin(\omega_c \cdot \tau_1) + \right. \\ \left. + \sin(\omega_c \cdot t) \cdot M(t + \tau_1) \cdot \cos(\omega_c \cdot \tau_1) \right] = \\ = \frac{A}{2} \cdot \sin[\omega_c \cdot (t + \tau_1)] \cdot M(t + \tau_1). \quad (11)$$

Как видно из выражения (11), сигнал компенсации, так же как и для монохроматического сигнала, с точностью до постоянного амплитудного множителя совпадает с сигналом от неподвижного мощного отражателя – первое слагаемое в выражении (8). Амплитуду компенсационного сигнала β мы также можем установить, исходя из необходимого коэффициента подавления мешающего сигнала. Тогда окончательное выражение для принятого фазоманипулированного сигнала с учетом компенсации можем записать как

$$U_{rcom}(t) = U_r(t) - \beta \cdot U_{com}(t) = \\ = A \cdot \sin[\omega_c \cdot (t + \tau_1)] \cdot M(t + \tau_1) + \\ + B \cdot \sin\{\omega_c \cdot [t + \tau_2(t)]\} \cdot M(t + \tau_2) + \xi(t) - \\ - \beta \cdot \sin[\omega_c \cdot (t + \tau_1)] \cdot M(t + \tau_1) = \\ = (A - \beta) \cdot \sin[\omega_c \cdot (t + \tau_1)] \cdot M(t + \tau_1) + \\ + B \cdot \sin\{\omega_c \cdot [t + \tau_2(t)]\} \cdot M(t + \tau_2) + \xi(t).$$

И для фазоманипулированного сигнала при $\beta \rightarrow A$

$$\lim_{\beta \rightarrow A} [(A - \beta) \cdot \sin[\omega_c \cdot (t + \tau_1)] \cdot M(t + \tau_1)] \rightarrow 0,$$

$$U_{rcom}(t) \rightarrow B \cdot \sin\{\omega_c \cdot [t + \tau_2(t)]\} \cdot M(t + \tau_2) + \xi(t).$$

Видно, что полная компенсация сигнала от мешающего мощного отражателя теоретически возможна и для широкополосного периодического фазоманипулированного сигнала. Коэффициент подавления мешающего сигнала α можно оценить с помощью выражения (4).

Как было ранее отмечено, подавление сложного сигнала может быть осуществлено только тогда, когда мы знаем время его задержки τ_1 , соответствующее времени распространения зондирующего сигнала до мощного мешающего отражателя и обратно.

5. ОПРЕДЕЛЕНИЕ ВРЕМЕНИ ЗАДЕРЖКИ СЛОЖНОГО ЗОНДИРУЮЩЕГО СИГНАЛА

Как уже отмечалось выше, при условии $B \ll A$, входной сигнал приемника с высокой степенью точности можно записать, как определено в (9). Очевидно, что этот сигнал фактически определяется сигналом от мощного мешающего отражателя. Каждая гармоника сигнала $M(t + \tau_1)$ несет в себе информацию о задержке τ_1 принятого сигнала, или, учитывая, что $\tau_1 = 2 \cdot R_w / c$, информацию о дальности R_w до источника мощной помехи. Как правило, период повторения зондирующего сигнала T_M выбирается с учетом однозначности определения дистанции на интервале рабочих дальностей радара, т.е. выбирают так, чтобы $T_M > \tau_1 \max$. В этом случае набег фазы $\omega_M \tau_1$ первой гармоники частоты повторения задержанного сигнала обусловленный распространением сигнала до источника мощного отражения и обратно, однозначно определяет значение задержки τ_1 .

Т.к. амплитуда принятого сигнала в основном определяется амплитудой сигнала от мощного отражателя и она по условию задачи значительно больше амплитуды полезного сигнала, выделить первую гармонику принятого модулирующего сигнала не составит особой сложности. Для этого входной сигнал (9) перемножим на квадратурные составляющие $U_I(t) = \sin(\omega_c \cdot t)$ и $U_Q(t) = \cos(\omega_c \cdot t)$ несущего колебания зондирующего сигнала

$$\begin{aligned}
 U_{MQ}(t) &= U_r(t) \cdot U_Q(t) = \\
 &= A \cdot \sin[\omega_c \cdot (t + \tau_1)] \cdot M(t + \tau_1) \cdot \cos(\omega_c \cdot t) = \\
 &= \frac{A}{2} \cdot M(t + \tau_1) \cdot \{ \sin(\omega_c \cdot \tau_1) + \sin[2 \cdot \omega_c \cdot (t + \tau_1)] \}. \\
 U_{MI}(t) &= U_r(t) \cdot U_I(t) = \\
 &= A \cdot \sin[\omega_c \cdot (t + \tau_1)] \cdot M(t + \tau_1) \cdot \sin(\omega_c \cdot t) = \\
 &= \frac{A}{2} \cdot M(t + \tau_1) \cdot \{ \cos(\omega_c \cdot \tau_1) - \cos[2 \cdot \omega_c \cdot (t + \tau_1)] \}.
 \end{aligned}$$

После фильтрации второй гармоники несущей частоты на выходе каждого квадратурного канала выделяем задержанный на время τ_1 сигнал фазовой манипуляции $M(t)$:

$$\begin{aligned}
 U_{MQ}(t) &\Rightarrow \frac{A}{2} \cdot \sin(\omega_c \cdot \tau_1) \cdot M(t + \tau_1), \\
 U_{MI}(t) &\Rightarrow \frac{A}{2} \cdot \cos(\omega_c \cdot \tau_1) \cdot M(t + \tau_1),
 \end{aligned}$$

где $\frac{A}{2} \cdot \sin(\omega_c \cdot \tau_1) = const$ – амплитуда сигнала $M(t + \tau_1)$ на выходе Q -канала, а $\frac{A}{2} \cdot \cos(\omega_c \cdot \tau_1) = const$, соответственно – на выходе I -канала.

Используя нижеследующий алгоритм, получаем сигнал $U_M(t)$ для последующего анализа:

$$U_M(t) = \begin{cases} U_{MI}(t), & \text{if } U_{MI}(t) \geq U_{MQ}(t) \\ U_{MQ}(t) & \text{else.} \end{cases}$$

Суть этого алгоритма заключается в том, что логическое устройство выбирает из двух квадратурных сигналов $U_{MI}(t)$ и $U_{MQ}(t)$ тот, амплитуда которого больше. При таком алгоритме обработки могут быть потери сигнала до 3 дБ, но учитывая, что амплитуда сигнала от мощного отражателя значительно превышает амплитуду сигнала от цели, такими потерями просто можно пренебречь.

Сигнал $U_M(t)$ отличается от сигнала $M(t + \tau_1)$ только неким постоянным амплитудным множителем k

$$U_M(t) = k \cdot M(t + \tau_1),$$

поэтому далее для простоты мы будем пользоваться сигналом $M(t + \tau_1)$ вместо $U_M(t)$.

Очевидно, что, как и сигнал манипуляции передающего устройства $M(t)$, который мы можем использовать в качестве опорного, так и пришедший с задержкой на время τ_1 сигнал $M(t + \tau_1)$ и выделенный с помощью вышеописанного алгоритма, можно представить в виде ряда Фурье [28]:

$$\begin{aligned}
 M(t) &= \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} [a_n \cdot \cos(n \cdot \omega_M \cdot t) + b_n \cdot \sin(n \cdot \omega_M \cdot t)], \\
 M(t + \tau_1) &= \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} \left\{ a_n \cdot \cos[n \cdot \omega_M \cdot (t + \tau_1)] + \right. \\
 &\quad \left. + b_n \cdot \sin[n \cdot \omega_M \cdot (t + \tau_1)] \right\},
 \end{aligned}$$

где: a_0 , a_n и b_n ($n=1, 2, \dots$) – коэффициенты Фурье функции как $M(t)$, так и $M(t + \tau_1)$, они одинаковые для этих функций, так как амплитудный спектр у этих функций одинаков, а отличаются они только фазовым спектром; ω_M – круговая частота повторения периодической функции $M(t)$, равная частоте первой гармоника ряда Фурье.

Первые гармоники сигналов $M(t)$ и $M(t + \tau_1)$ можно записать следующим образом

$$\begin{aligned}
 U_{O_M}(t) &= \sqrt{a_1^2 + b_1^2} \cdot \sin \left[\omega_M \cdot t + \arctg \left(\frac{a_1}{b_1} \right) \right] \\
 \text{и } U_{\tau_M}(t) &= \sqrt{a_1^2 + b_1^2} \cdot \sin \left[\omega_M \cdot (t + \tau_1) + \arctg \left(\frac{a_1}{b_1} \right) \right].
 \end{aligned}$$

Сигнал первой гармоники задержанной последовательности $U_{\tau_M}(t)$ отличается от сигнала первой гармоники опорной последовательности $U_{O_M}(t)$ только дополнительным фазовым множителем $\omega_M \cdot \tau_1$, который и несет информацию о времени задержке последовательности на время τ_1 . Измерив разность фаз между опорным сигналом $U_{O_M}(t)$ и задержанным $U_{\tau_M}(t)$, мы сможем однозначно определить время задержки τ_1 , что показано на рис. 10.

Получение значения времени задержки τ_1 является самостоятельной задачей, не зависящей от собственно процессов компенсации, поэтому τ_1 определяют до начала формирования компенсационного сигнала в соответствии с выражением (10) и учитывают его в дальнейшем при формировании этого компенсационного сигнала.

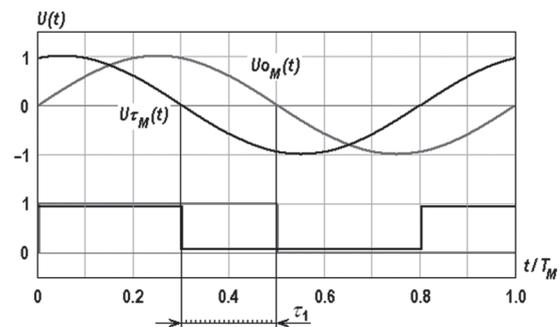


Рис. 10. Определение времени задержки τ_1 по разности фаз между сигналами

Упрощенная схема радара, использующего фазоманипулированные зондирующие сигналы с компенсацией сигнала от мощных отражателей, представлена на рис. 11.

На схеме условно выделены 5 блоков, выполняющие самостоятельные функции – В1...В5. Блок передатчика В5 предназначен для формирования зондирующего сигнала. Монохроматический сигнал на несущей частоте, генерируемый в блоке В3, перемножается с сигналом периодической кодовой последовательности с помощью перемножителя Мiх 9. Усиленный с помощью усилителя А1, полученный таким образом зондирующий сигнал U_{rr} , с помощью передающей

антенны T_x излучается в направлении цели. Аддитивная смесь сигналов, состоящая из слабого отраженного от цели сигнала и мощного мешающего отраженного сигнала, поступает на вход приемной антенны R_x . Основная часть энергии входного сигнала через ответвитель C поступает на вход сумматора Σ_1 . Как уже отмечалось, такая схема компенсации практически не ухудшает отношение сигнал/шум слабого полезного сигнала. Очень малая доля мощности входного сигнала снимается с ответвителя и подается на вход умножителей $Mix 1$, $Mix 2$ и $Mix 7$, $Mix 8$. На другие входы умножителей $Mix 1$ и $Mix 2$ подаются квадратурные составляющие зондирующего сигнала U_I и U_Q . На выходе интеграторов получаем постоянные сигналы r_I и r_Q , амплитуды которых равны коэффициентам кросскорреляции между этими квадратурными компонентами и принятым суммарным сигналом приемника. Квадратурные сигналы U_I и U_Q , умножаясь с помощью умножителей $Mix 3$ и $Mix 4$ на полученные кросскорреляционные коэффициенты r_I и r_Q , подаются на вход сумматора Σ_2 , с выхода которого получаем компенсирующий сигнал U_{com} . Этот сигнал через усилитель-инвертор с переменным коэффициентом усиления, на выходе которого получаем противофазный ($-\beta \cdot U_{com}$) мешающему сигналу, подаем на второй вход сумматора Σ_1 . На выходе этого сумматора окончательно получим входной сигнал, но уже со скомпенсированным сигналом мощного отражателя.

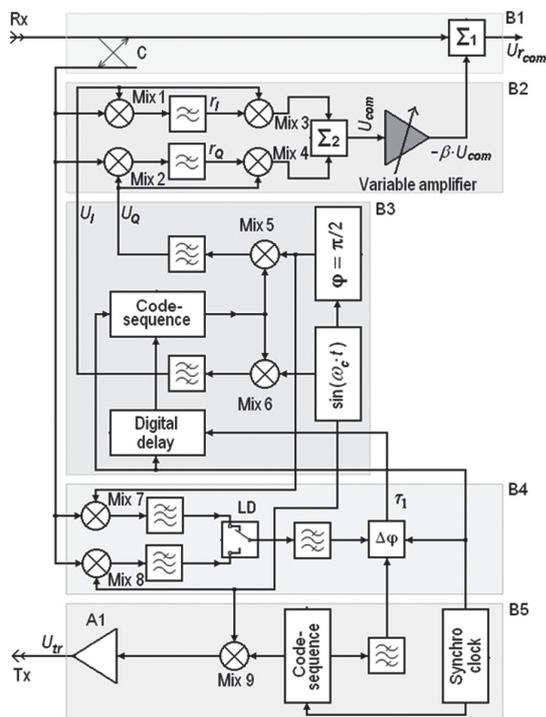


Рис. 11. Схема радара с применением когерентной компенсации широкополосных периодических фазоманипулированных сигналов

В блоке В4 выделения времени задержки τ_1 на квадратурных умножителях $Mix 7$ и

$Mix 8$ происходит перемножение входного сигнала с квадратурным сигналом несущей частоты. После фильтров высокой частоты, подавляющих вторую гармонику несущей частоты, сигналы подаются на логическое устройство LD, задачей которого является выбрать один из сигналов с наибольшей амплитудой. Далее через полосовой фильтр, который выделяет только первую гармонику модулирующего сигнала, он подается на измеритель разности фаз $\Delta\phi$. На второй вход измерителя разности фаз подается первая гармоника кодовой последовательности, используемой при формировании зондирующего сигнала. С выхода измерителя разности фаз получаем определенное количество тактовых импульсов пропорциональных искомому времени задержки τ_1 . Эти импульсы используются для формирования в блоке В3 цифровой задержки тактовых импульсов. Благодаря этому можем получить задержанную на τ_1 кодовую последовательность, которую используем для формирования квадратурных сигналов (10). Все устройства радара синхронизируются сигналами единого генератора тактовых частот.

Отметим, что для других видов широкополосных зондирующих сигналов схема радара должна быть несколько модифицирована, но идеология получения компенсационного сигнала при этом не поменяется.

6. МОДЕЛИРОВАНИЕ КОМПЕНСАЦИИ СЛОЖНЫХ СИГНАЛОВ

Для иллюстрации предложенного метода компенсации, использовалось моделирование сигнала, пришедшего от мощного мешающего отражателя и полезного сигнала, пришедшего от подвижной цели со значительно меньшей амплитудой. Движение цели имитировалось гармоническим колебанием цели с амплитудой Δl и круговой частотой Ω относительно средней точки расположения цели, находящейся на расстоянии R_l от радара.

На вход приемника радара поступала аддитивная смесь мощного сигнала, отраженного от стенки $U_w(t)$ и значительно ослабленного сигнала от цели $U_l(t)$:

$$U_r(t) = U_w(t) + U_l(t),$$

причем $U_w(t) \gg U_l(t)$.

Модельные сигналы отражения от цели (12), находящейся на расстоянии R_l от радара, и сигнала от мощного отражателя (13), находящегося на расстоянии R_w от радара, можно записать следующим образом:

$$U_l(t) = B \cdot M[t + \tau_2(t)] \cdot \sin\{\omega_c \cdot [t + \tau_2(t)]\} = \\ = B \cdot M\left(t + \frac{4\pi}{\omega_c} \cdot \left[\frac{R_l}{\lambda} + \frac{\Delta l}{\lambda} \cdot \sin(\Omega \cdot t)\right]\right) \times \\ \times \sin\left\{\omega_c \cdot t + 4\pi \cdot \left[\frac{R_l}{\lambda} + \frac{\Delta l}{\lambda} \cdot \sin(\Omega \cdot t)\right]\right\}, \quad (12)$$

$$U_w(t) = A \cdot M(t + \tau_1) \cdot \sin[\omega_c \cdot (t + \tau_1)] =$$

$$= A \cdot M\left(t + \frac{4\pi}{\omega_c} \cdot \frac{R_w}{\lambda}\right) \cdot \sin\left[\omega_c \cdot t + 4\pi \cdot \frac{R_w}{\lambda}\right], \quad (13)$$

где λ – длина волны зондирующего сигнала. В модели выбирался малый индекс фазовой модуляции несущей зондирующего сигнала за счет движения цели, что соответствовало случаю малой амплитуды колебания цели по отношению к длине волны зондирующего сигнала – $\Delta l/\lambda \ll 1$.

Ниже представлены результаты моделирования. На рис. 12 показана огибающая спектра сигнала, отраженного от цели, на фоне огибающей спектра сигнала, отраженного от мощного отражателя. Для наглядности на графике уровни этих сигналов выровнены. Как видим, огибающая спектра сигнала от цели в значительной степени деформирована за счет фазовой модуляции несущей, обусловленной подвижностью цели.

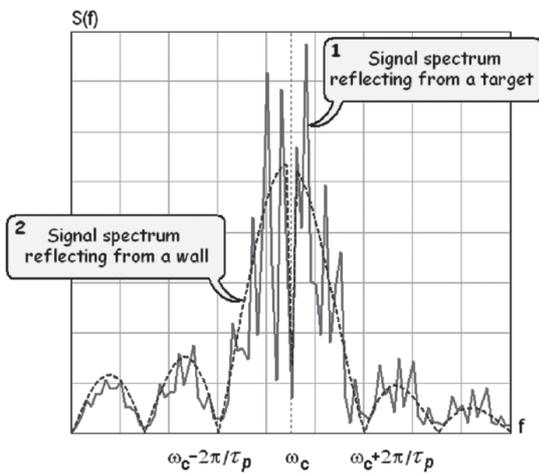


Рис. 12. Огибающая спектра сигнала отраженного от цели (без сигнала от стенки) – 1 и от стенки – 2; для наглядности, сигнал, отраженный от стенки, уменьшен в B/A раз

Заметим, что на рис. 12–15 τ_p обозначает длительность элементарного импульса сигнала $M(t)$, а ω_c – частоту несущего сигнала.

На рис. 13 представлена огибающая спектра сигнала, отраженного от цели на фоне огибающей спектра сигнала компенсации $U_{com}(t)$. Для наглядности на графике уровни этих сигналов выровнены. Как видим, огибающая спектра сигнала компенсации практически полностью совпадает с огибающей спектра сигнала, отраженного от стенки $U_w(t)$, т.к. в значительной степени спектр сигнала компенсации определяется сигналом, отраженным от стенки, ввиду значительного (как правило, на 30 – 60 дБ) превышения его амплитуды над амплитудой сигнала, отраженного от цели.

На рис. 14 представлена огибающая спектра суммарного сигнала (5) на фоне огибающей спектра сигнала компенсации $U_{com}(t)$. Как видим, огибающие спектров этих сигналов практически

идентичны, что позволяет провести вычитание из суммарного сигнала компенсации, значительно уменьшив влияние паразитного сигнала, отраженного от стенки, уменьшив, таким образом, динамический диапазон входных сигналов приемника.

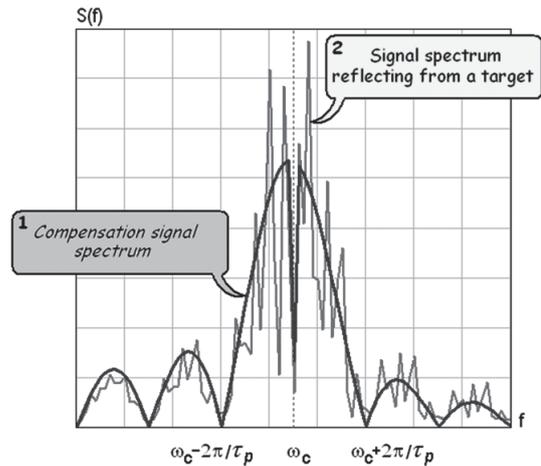


Рис. 13. Огибающая спектра сигнала компенсации – 1 на фоне огибающей спектра сигнала, отраженного от цели (без сигнала от стенки) – 2; для наглядности, сигнал компенсации уменьшен в B/A раз

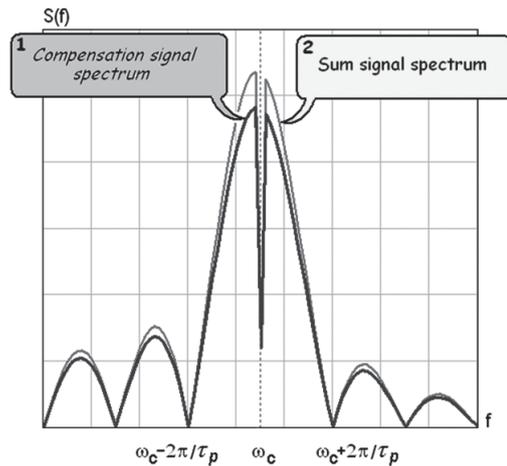


Рис. 14. Огибающие спектров сигнала компенсации – 1 и суммарного сигнала (от цели и от стенки), пришедшего на вход радара – 2

На рис. 15 показано как меняется огибающая спектра скомпенсированного суммарного сигнала в зависимости от степени подавления α . Амплитуда огибающей спектра скомпенсированного суммарного сигнала представлена в логарифмическом масштабе, чтобы было видно на одном графике влияние степени компенсации во всем диапазон изменений скомпенсированного сигнала. Для данного примера принято, что амплитуда отраженного от цели сигнала на 60 дБ меньше сигнала от стенки. Видно, что при значениях α , находящимся в диапазоне 0 – 20 дБ, огибающая спектра скомпенсированного суммарного сигнала определяется в основном сигналом отражения от стенки. При $\alpha = 40$ дБ начинает проявляться структура сигнала отражений от цели, а при $\alpha = 54$ дБ – огибающая спектра

скомпенсированного суммарного сигнала в значительной степени уже определяется только сигналом от цели – сработала компенсация.

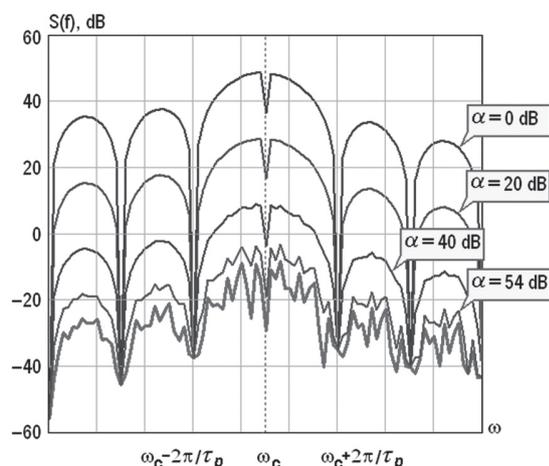


Рис. 15. Огибающие спектра суммарного сигнала $U_r(t)$ (от цели и от мощного отражателя) при разных уровнях его компенсации α . Для сравнения, самая нижняя кривая – огибающая спектра сигнала только от цели $U_r(t)$ (без сигнала от стенки)

ВЫВОДЫ

1. Предложен метод автоматического формирования сигнала компенсации мощных отражений от местных предметов для локаторов, использующих монохроматические сигналы. Причем компенсация происходит на входе приемника еще до начала обработки (в том числе и усиления) слабого входного сигнала.

2. Когерентный сигнал компенсации формируется квадратурными составляющими задающего сигнала передатчика, амплитуды которых пропорциональны соответствующим коэффициентам кросскорреляции между входным сигналом локатора и опорным.

3. Предложенный метод компенсации может значительно снизить требования к динамическому диапазону входных устройств РЛС практически без ухудшения соотношения сигнал/шум на входе приемника, что очень важно для весьма слабых сигналов от цели.

4. На примере фазоманипулированных зондирующих сигналов показана возможность применения предложенной методики не только для монохроматических сигналов, но и для сложных широкополосных сигналов.

5. Представлены результаты моделирования предложенного метода компенсации для монохроматического и фазоманипулированного сигналов. Результаты моделирования подтверждают работоспособность предложенных методов компенсации мощных паразитных сигналов.

6. Разработаны функциональные схемы предложенных систем компенсации.

7. Результаты работы могут быть полезны, например, при проектировании локаторов для мониторинга живых объектов на расстоянии или за оптически непрозрачными средами.

Литература.

- [1] Konstantin Lukin and Vladimir Kononov. Through Wall Detection and Recognition of Human Beings using Noise Radar Sensors. The RTO Sensors and Electronics Technology Panel (SET) Symposium held in the Banner Hall at the Defence Museum, Akershus Fortress in Oslo, Norway on 11-13 October 2004. SET-080.
- [2] К.А.Лукин и др. Шумовая радарная технология. Прикладная радиоэлектроника, том 8, 2009 г., №4 стр. 510-525.
- [3] Сытник О.В. Алгоритм обнаружения и идентификации малоподвижных целей. Радиофизика и радиоастрономия, 2003, т. 8, №2, стр. 199-206
- [4] Вязьмитинов И.А., Мирошниченко Е.И., Сытник О.В. Особенности построения РЛС для обнаружения людей под завалами. Радиофизика и электроника. Харьков, 2004. 9, №2. С. 452-462.
- [5] Вязьмитинов И.А., Мирошниченко Е.И., Сытник О.В. Особенности построения технических систем для обнаружения людей за оптически непрозрачными преградами. Вопросы подповерхностной радиолокации. Под ред. А. Ю. Гринёва. - М: Радиотехника, 2005. - Гл. 19. - С.373-407.
- [6] Vyzmitinov I.A., Myroshnychenko Ye.I., Sytnik O.V., Kopylov Y.A. Design problems of rescue-radar. Proceedings of the Fourth IASTED International Conference Antennas, Radar, and Wave Propagation, May 30 - June 1, 2007, Montreal, Quebec, Canada.
- [7] О.В. Сытник И.А. Вязьмитинов, Е.И. Мирошниченко, Ю.А. Копылов. Метод повышения эффективности РЛС для обнаружения людей за оптически непрозрачными преградами. «Журнал радиоэлектроники», №3, 2008.
- [8] Вязьмитинов И.А., Мирошниченко Е.И., Сытник О.В. Результаты исследований ослабления энергии электромагнитных волн оптически непрозрачными преградами. Радиофізика та електроніка. 2007. Т. 12, № 2. С. 426-434
- [9] Alexander M. Vergara; Olga Boric-Lubecke; Victor M. Lubecke. DC information preservation for cardiopulmonary monitor utilizing CW doppler radar. 2008 30th Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society (August 2008), pg. 1246-1249
- [10] Isar Mostafanezhad; Olga Boric-Lubecke; Victor M. Lubecke; Anders Host-Madsen. Cancellation of unwanted motion in a handheld Doppler radar used for non-contact life sign monitoring. 2008 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest (June 2008), 2008, pg. 1171-1174.
- [11] Теоретические основы радиолокации. Под ред. Ширмана Я.Д. М., изд-во «Советское радио», 1970, стр. 560.
- [12] Ширман Я.Д., Манжос В.Н. Теория и техника обработки радиолокационной информации на фоне помех. - М.: Радио и связь, 1981.
- [13] Радиоэлектронные системы: Основы построения и теория. Справочник. Изд. 2-е, перераб. и доп. / Под ред. Я. Д. Ширмана. - М.: Радиотехника, 2007. - 512 с: ил. стр. 435-439.
- [14] Hongwu Ren and Xingde Li. Clutter rejection filters for optical Doppler tomography. Optics Express, Vol. 14, Issue 13, pp. 6103-6112, 2006.
- [15] Котоусов А.С. Оптимальная компенсация структурно-детерминированных помех. Проблемы передачи информации, 1981, том XVII, вып. 3. стр. 44-49.

- [16] *Светлов А.Ю.* Адаптивные алгоритмы обнаружения радиолокационных целей на фоне пассивных помех в когерентно-импульсных РЛС. Диссертация на соискание ученой степени кандидата технических наук. Челябинск. 2006, с. 173.
- [17] *Шувалов А.В.* Анализ и синтез алгоритмов первичной обработки сигналов GPS/ГЛОНАСС в навигационных комплексах при воздействии структурно-детерминированных помех. Диссертация на соискание ученой степени кандидата технических наук. Москва. 2006, с. 164.
- [18] *Осавчук Н.А.* Анализ помехоустойчивости РЛС обнаружения и сопровождения воздушных целей на начальном этапе функционирования при действии преднамеренных помех. Диссертация на соискание ученой степени кандидата технических наук. Москва. 2006, с. 204.
- [19] *Гуменюк А.В.* Адаптивные фильтры подавления пассивных помех параллельной систолической структуры. Диссертация на соискание ученой степени кандидата технических наук. Москва. 2006, с. 121.
- [20] *Зиганшин Э.Г.* Обнаружение сверхширокополосных радиолокационных сигналов отраженных от сложных целей. Диссертация на соискание ученой степени кандидата технических наук. Москва. 2006, с. 170.
- [21] *Gregory A Roberts.* Clutter rejection using connectivity. United States Patent No 5345242. 06-Sep-1994.
- [22] *James K. Hsiao.* Digital mean clutter Doppler compensation system. United States Patent No 4,035,799. July 12, 1977.
- [23] *Raymond G. Martin.* Automatic phase and gain balance controller for a baseband processor. United States Patent No 4122448, 24-Oct-1978.
- [24] *Banerjee P. K., Sen Gupta A.* A clutter canceller for remote victim locator. International Union of Radio Science – URSI GA 2005, [http://www.ursi.org/Proceedings/ProcGA05/pdf/CP4.2\(0132\).pdf](http://www.ursi.org/Proceedings/ProcGA05/pdf/CP4.2(0132).pdf).
- [25] *Banerjee P. K., Sen Gupta A.* A clutter canceller for remote victim locator. IETE Technical review A. 2005, vol. 22, n° 2, pp. 109-116.
- [26] *G. Grazzini, M. Pieraccini, F. Parrini, F. C. Atzeni, C. A.* Clutter Canceller for Continuous Wave GPR. 4th International Workshop on Advanced Ground Penetrating Radar, IWAGPR 2007, 27-29 June 2007 pp. 212 – 216.
- [27] *Huey-Ru Chuang, Y.-F. Chen, and Kun-Mu Chen.* Automatic Clutter-Canceller for Microwave Life-Detection Systems. IEEE Transactions on instrumentation and measurement, vol.40, No.4. August 1991.
- [28] *Раушер К., Йансен Ф., Минихольд Р.* Основы спектрального анализа: Пер. с англ. С.М. Смольского / Под редакцией Ю.А. Гребенко – М.: Горячая линия–Телеком, 2006. – 224 с.: ил.

Поступила в редколлегию 9.01.2012

Лукин Константин Александрович, доктор физико-математических наук, профессор, IEEE Fellow, Академик АНПРЕ, заведующий отделом нелинейной динамики электронных систем ИРЭ НАН Украины. Область научных интересов: динамический хаос, генерация и обработка случайных сигналов, широкополосная шумовая радиолокация и радиосвязь.



Коновалов Владимир Михайлович, главный инженер отдела нелинейной динамики электронных систем ИРЭ НАН Украины. Область научных интересов: ближняя радиолокация с применением широкополосных сигналов, обработка сигналов, радиолокационные системы ближнего действия для мониторинга и управления.

УДК 621.396.96:621.391

Когерентна компенсація потужних заважаючих відбиттів у локаторах з періодичними сигналами / К.О. Лукин, В.М. Коновалов // Прикладна радіоелектроніка: наук.-техн. журнал. – 2012. Том 11. № 1. – С. 3-14.

В роботі представлені методи пригнічення потужних сигналів від паразитних пасивних відбивачів, які оточують локатор на прикладі, як гармонічних, так і складних зондувальних сигналів, що дозволяють значно зменшити динамічний діапазон приймача для подальшої обробки. Це особливо актуально для випадків, коли неможливо провести попередню частотну селекцію потужних перешкод. Для складних сигналів аналіз проводився на прикладі сигналів з фазовою маніпуляцією, хоча запропонований метод пригнічення сигналів перешкод придатний і для радарів з будь-якими періодичними зондувальними сигналами. Для запропонованих пристроїв пригнічення немає необхідності застосування точних, ширококутових, а, отже, дорогих фазообертачів. Представлені структурні схеми пристроїв пригнічення. Наведено результати моделювання для монохроматичних і складних сигналів, які ілюструють запропоновану методику.

Ключові слова: динамічний діапазон, компенсація перешкод, компенсація потужних сигналів, компенсація, автоматична компенсація, схема компенсації, мале доплерівське зміщення, нерухомі відбивачі.

Іл. 15. Бібліогр.: 28 найм.

UDC 621.396.96:621.391

Coherent Clutter Canceller in Radar with periodic signals / K.A. Lukin, and V.M. Kononov // Applied Radio Electronics: Sci. Journ. – 2012. Vol. 11. № 1. – P. 3-14.

Methods for clutter cancellation of powerful signals from surrounding passive reflectors are presented for both simple sinusoidal and complex FSK probing signals. The methods enable considerable reduction of dynamic range of the receiver for the subsequent processing of the received signals. The methods are extremely beneficial when Doppler filtration of nonmoving clutter cannot be implemented, i.e. for the extremely slow motion of a target. The related analysis has been carried out for sinusoidal and FSK signals, however the method suggested is to be valid for radars with periodic probing signals of any type. The block diagrams of the devices for clutter cancellation according to the method suggested are presented for both cases. Some results of computer modeling for monochromatic and FSK complex signals are presented to illustrate the methods suggested. Note that rather precise, wideband and expensive phase shifters are not needed for the suggested devices implementation.

Keywords: dynamic range, clutter cancelling, suppression of powerful signals, cancelling, automatic clutters cancelling, compensation circuit, small Doppler shift, fixed reflectors.

Fig. 15. Ref.: 28 items.

РАДИОЛОКАЦИОННЫЕ НАБЛЮДЕНИЯ ОТРАЖЕНИЙ ОТ АТМОСФЕРНЫХ НЕОДНОРОДНОСТЕЙ В ТРОПОСФЕРЕ, ОБУСЛОВЛЕННЫХ ТЕРМИКАМИ

В.Н. ОЛЕЙНИКОВ, Д.Б. ЕВСЕЕВ, С.В. ЮДИН, Д.А. ГАРЯЧИЙ, А.И. ЛИТВИН-ПОПОВИЧ

В работе рассматриваются результаты радиолокационных наблюдений конвективных термиков в нижней тропосфере. Проведен анализ суточного и годового хода численности термиков. Исследованы зависимость появления термиков от метеопараметров. Показано, что численность термиков имеет выраженную зависимость от температуры приземного воздуха и изменения температуры приземного воздуха во времени. Получены статистические характеристики радиолокационных отражений от термиков.

Ключевые слова: радиолокационные исследования, РЛС вертикального зондирования, диэлектрическая проницаемость, термический конвективный процесс, механизм образования, амплитудно-временная характеристика, зависимость, относительная численность.

ВВЕДЕНИЕ

Радиолокационные отражения от «ясного неба» регистрировались радиолокационными станциями фактически с начала развития этого направления радиотехники. В связи с неясной природой появления этих отражений, и отсутствием визуальных целей, от которых происходило отражение, эти явления получили название «ангел-эхо». Основной интерес к «ангелам» был вызван, прежде всего, проблемой обнаружения ложных целей радарными противоздушной обороны [1, 2]. Такие отражения присутствуют при проведении зондирования атмосферы как электромагнитными, так и акустическими колебаниями.

В результате экспериментальных исследований Дэвид Атлас (David Atlas) [3] подробно исследовал различные виды отражений от метеобразований, выделяя: отражения от восходящих потоков под кучевыми облаками; отражения в форме мантии, связанные с границами кучевых облаков; слоистые отражения, связанные с резким вертикальным градиентом или минимумом в вертикальном распределении влажности; аномальные слабые отражения, возникающие, вероятно, на границе областей с различной влажностью при контакте теплых влажных и холодных влажных воздушных масс. При этом он полагал, что полученные результаты дают однозначное эмпирическое подтверждение связи появления ангел-эхо с градиентом коэффициента преломления, вызванным метеорологическими причинами.

Значительный вклад в исследование отражений от атмосферных неоднородностей внёс А.А. Черников [4]. Им исследованы возможные источники отражений от ясного неба, характеристики отражающих объектов в атмосфере, предложено применение поляризационных измерений для идентификации источников рассеяния.

Источниками рассеяния зондирующего сигнала могут быть аэрозоли, насекомые, птицы, флуктуации коэффициента преломления атмосферы, вызванные флуктуациями её плотности,

температуры, влажности [1]. Возникновение градиентов диэлектрической проницаемости в нижней атмосфере может происходить в результате протекания термических конвективных процессов. В соответствии с современными представлениями конвективные движения в атмосфере являются результатом нагрева земной поверхности Солнцем. Они описываются различными проявлениями, одним из которых является возникновение нагретого объема воздуха у поверхности Земли, который под действием сил плавучести увлекается вверх, приводя к образованию восходящих потоков воздуха в атмосфере Земли. В процессе подъёма сферический объем нагретого газа сворачивается в вихревое кольцо. Таким образом, термик это термическая турбулентность, возникающая вследствие атмосферной конвекции, т.е. вертикального перемещения объемов воздуха, плотность которых отличается от плотности окружающего воздуха [5].

Конвективные термики являются базовыми элементами тонкой структуры пограничного слоя атмосферы и представляют существенный интерес для метеорологии. В естественных условиях развитие конвективных термиков во влажной атмосфере сопровождается процессом облакообразования, а также управляет процессом переноса природного аэрозоля. Под воздействием динамических процессов термики могут переносить вовлеченные загрязняющие вещества на значительные расстояния, что оказывает негативное влияние на экологическую обстановку окружающей среды.

Исследование характеристик радиолокационных отражений от атмосферных неоднородностей, обусловленных термиками, необходимо для решения фундаментальных и прикладных задач распространения радиоволн в атмосфере, физики атмосферных процессов, обеспечения экологического мониторинга, для создания надежных систем подавления мешающих радиолокационных отражений, обеспечения безопасности взлета и посадки летательных аппаратов.

1. МЕХАНИЗМ ОБРАЗОВАНИЯ КОНВЕКТИВНЫХ ТЕРМИКОВ

Механизм образования конвективных термик в настоящее время хорошо изучен [6]. Структура термик аналогична структуре осесимметричного турбулентного вихревого кольца (ТВК), поэтому для математического описания их движения используют соотношения, описывающие движение вихревого кольца в несжимаемой атмосфере. ТВК может переносить свою энергию без значительной диссипации на большие расстояния. ТВК представляет собой тороидальный объем завихренного газа, который движется в атмосфере перпендикулярно плоскости вихревого кольца. Вместе с тороидальным ТВК движется некоторый объем газа – атмосфера вихря, которая интенсивно обменивается массой с окружающей средой. В верхней части термика, вблизи его передней границы, течение весьма нестабильно, что приводит к образованию турбулентной зоны, которая имеет вид оболочки полусферического сегмента. Аномально высокие уровни эхо-сигналов при зондировании атмосферы объясняются отражением электромагнитных колебаний от резкой сферической или тороидальной границы термика [6]. В конвективных неоднородностях градиенты показателя преломления достигают 5-7 N-единиц/м [4].

На процесс подъема термика воздействуют динамические и орографические явления. Вертикальная скорость подъема термика зависит от альbedo земной поверхности, над которой появляются термики; чем больше альbedo, тем меньше прогревается земная поверхность и понижается вероятность образования термика с большой вертикальной скоростью. Вертикальная скорость движения термика зависит от разницы температур между восходящим и окружающим воздухом. Скорость подъема изолированного объема нагретого воздуха определяется как

$$\omega = \sqrt{\frac{4Rg(T - T')}{9T}},$$

где R – радиус кривизны переднего фронта объема нагретого воздуха ($R=2r$; r – радиус термика); T – средняя температура окружающего воздуха; T' – температура поднимающегося воздуха.

Температура воздуха в слое активной конвекции термика может превышать температуру окружающего воздуха на величину до 1,5 °С. Горизонтальные градиенты температуры достигают 0,05 °С/м [7]. По мере «всплывания» температура термика падает. По мере приближения к верхней границе распространения термик становится холоднее окружающего воздуха. На место поднимающегося термика поступает окружающий воздух, образуя нисходящий поток.

Результаты измерений, выполненные с помощью летательных аппаратов, показывают [7], что поперечные размеры конвективных термик увеличиваются с высотой и лежат в пределах от

десятков метров до сотен метров в диаметре, в зависимости от различных факторов: рельефа, скорости приземного ветра, освещенности, давления. Важной характеристикой движения ТВК является коэффициент роста его радиуса R с расстоянием L

$$\alpha = dR/dL.$$

Обычно диапазон изменения α лежит в пределах 10^{-3} – 10^{-1} [6].

2. ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНАЯ УСТАНОВКА

Для радиолокационных исследований термических конвективных процессов использовалась РЛС вертикального зондирования (РЛС ВЗ) S диапазона. Выбранный частотный диапазон РЛС позволяет регистрировать отражения, как от атмосферных неоднородностей диэлектрической проницаемости, так и от гидрометеоров.

Антенная система РЛС ВЗ представляет собой две прямофокусные параболические зеркальные антенны диаметром 1,8 м, снабженные защитными блендами, предназначенными для подавления отражений от земной поверхности. Ширина ДН – 4,5 град.

Передающее устройство РЛС выполнено на базе магнетрона с импульсной модуляцией в виде функционально законченного модуля.

Радиоприёмное устройство реализовано по супергетеродинной схеме с двойным преобразованием частоты и логарифмическим трактом ПЧ с динамическим диапазоном около 75 дБ.

Система цифровой обработки радиолокационной информации состоит из устройства аналогово-цифрового преобразования (АЦП) и сервера обработки радиолокационной информации. АЦП осуществляет дискретизацию сигнала с выхода приемника, с частотой 10 МГц и разрядностью 14 бит. Функции сбора обработки и хранения радиолокационной информации осуществляет сервер. Параметры РЛС ВЗ приведены в таблице.

Таблица

Основные технические характеристики РЛС ВЗ S диапазона

Рабочая частота	S диапазон
Импульсная мощность	0,5 кВт
Диаметр приемной и передающей антенн	1,8 м
Разрешение по высоте	60 м
Высотный диапазон зондирования:	
работа по атмосферным неоднородностям	до 5-6 км
работа по гидрометеорам	до 18-20 км

3. АНАЛИЗ РЕЗУЛЬТАТОВ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ НАБЛЮДЕНИЙ ТЕРМИЧЕСКИХ НЕОДНОРОДНОСТЕЙ АТМОСФЕРЫ

Анализ годового цикла непрерывных радиолокационных измерений (01.05.2010г.-01.05.2011г.) проведенных в Харькове с использованием радиолокационной станции вертикального

зондирования S диапазона показал наличие большого числа отражений от локальных невидимых в оптическом диапазоне атмосферных структур. Источники рассеяния сигнала в большинстве случаев связаны с отражениями электромагнитных колебаний от конвективных термических неоднородностей атмосферы (КТН) – термиков.

Амплитудно-временная характеристика огибающей рассеянного сигнала, рис. 1, отображает динамику отражения электромагнитных колебаний от неоднородностей диэлектрической проницаемости нагретого объема воздуха, проходящего через диаграмму направленности антенной системы РЛС ВЗ.

Характерной особенностью эхо-сигнала от таких неоднородностей являются ступенчатая форма огибающей, крутые передний и задний фронт, наличие доплеровского смещения частоты. Поскольку конвективный термик находится под влиянием ветра, турбулентности и других факторов, возможна интерференция рассеиваемого сигнала, рис. 1.

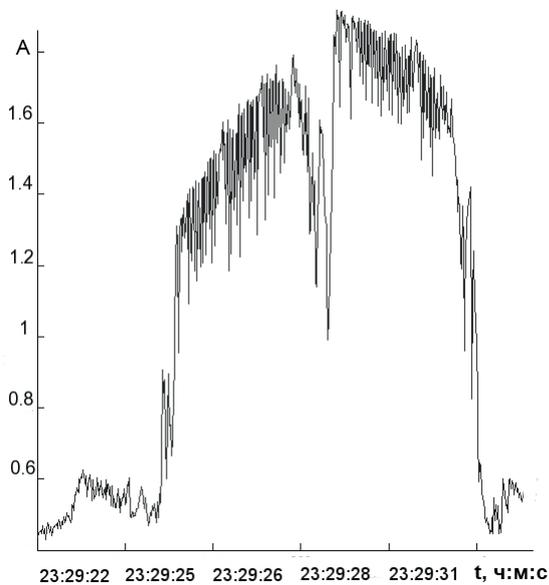


Рис. 1. Амплитудно-временная характеристика огибающей сигнала отраженного от КТН

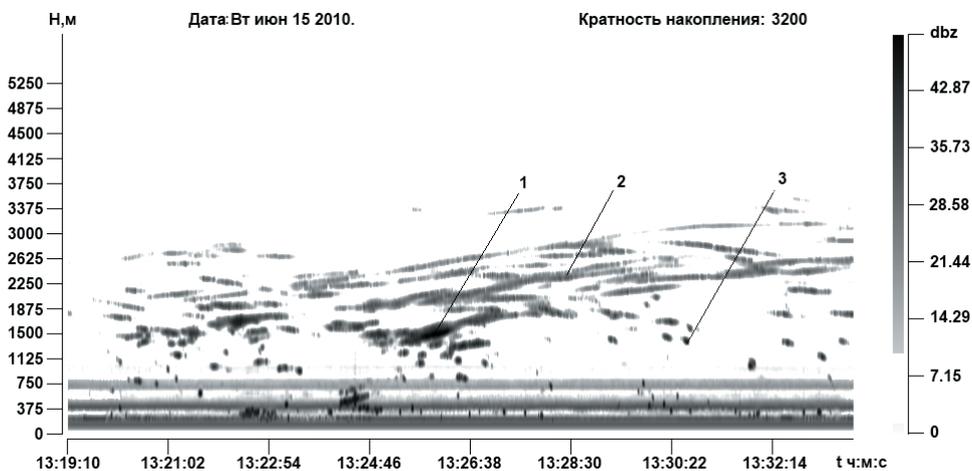


Рис. 2. Примеры регистрации отражений от КТН различных типов: 1 – ансамбль термиков, 2 – воздушная струя, 3 – изолированный термик

Типичный пример регистрации результатов радиолокационного зондирования в дневное время показан на рис. 2. Результаты приведены в виде высотно-временного поля, с яркостной шкалой в единицах отражаемости в пределах 0-60 дБ, шкала высот представлена в метрах, шкала времени – в формате часы-минуты-секунды.

Термические потоки образуются в нестабильных слоях и блокируются стабильными (в частности инверсиями). В случае устойчивой стратификации атмосферы термик зависает, совершая затухающие колебания. Численность термиков в ночной период наблюдения существенно увеличивается по сравнению с дневными наблюдениями.

Наблюдаются несколько основных форм конвективных элементов потока:

- изолированный термик приблизительно сферической формы с внутренней циркуляцией в виде вихревых колец, рис. 2, позиция 3;
- вертикальная или наклонная воздушная струя, вертикальный размер которой в несколько десятков раз превышает горизонтальный, рис. 2, позиция 2;

– конгломераты термиков – это слившиеся в процессе подъема в единый ансамбль изолированные термики, рис. 2, позиция 1.

Конфигурация поднимающегося конвективного элемента потока зависит от соотношения между временем тепловыделения $t_{ТВ}$ подстилающей поверхности и характерным временем подъема нагретого воздуха до высоты зависания t_3 вблизи уровня теплового равновесия в стратифицированной атмосфере. Если $t_{ТВ} \gg t_3$, то имеет место струйное течение, при обратном соотношении в атмосфере образуется объем конечных размеров – термик. Анализ результатов радиолокационных наблюдений отражений от КТН позволяет определить метеорологические и сезонные особенности текущей структуры атмосферы, при которых возникают благоприятные условия образования КТН в пограничном слое атмосферы и нижней части тропосферы. Суточная

зависимость численности и максимальной высоты КТН и связанных с ними метеопараметрами приведены на рис. 3.

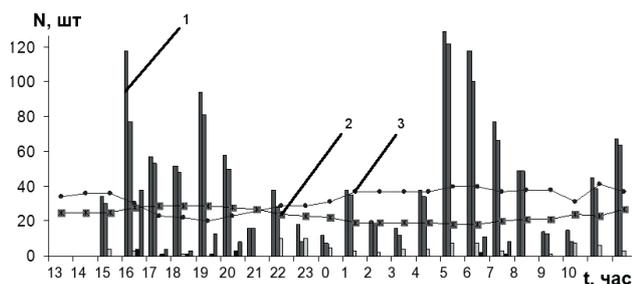


Рис. 3. Суточная зависимость количества КТН, температуры, влажности воздуха; 1 – численность; 2 – температура воздуха; 3 – относительная влажность воздуха

Зависимость численности носит двумодальный характер с выраженным ночным и дневным максимумами соответственно в 05-06 часа и 15-16 часов.

Дневной период формирования термиков начинается с восходом солнца, который сопровождается неравномерным нагревом поверхности

земли, при этом формируются термические потоки, активность которых нарастает и численность КТН достигает максимума к середине второй половины дня. С приближением заката солнца температура воздуха у земли начинает медленно уменьшаться, при этом уменьшается и численность КТН.

После захода солнца начинается ночной период формирования термиков, когда происходит выхолаживание приземного слоя воздуха и начинается формирование термических потоков в виде всплывающих термиков, рис. 4. Средняя скорость подъема всплывающих термиков составляет около 2 м/с. К восходу солнца численность ночных термиков снижается и при выравнивании температуры почвы и воздуха численность термиков падает до минимальной. При этом на регистрациях наблюдаются тонущие термики, рис. 5.

На рис. 6, рис. 7 приведены графики: годового хода температуры и выборка среднесуточных значений численности наблюдаемых КТН (в поле графиков рис. 7 а, б серым тоном выделены периоды проведения измерений).

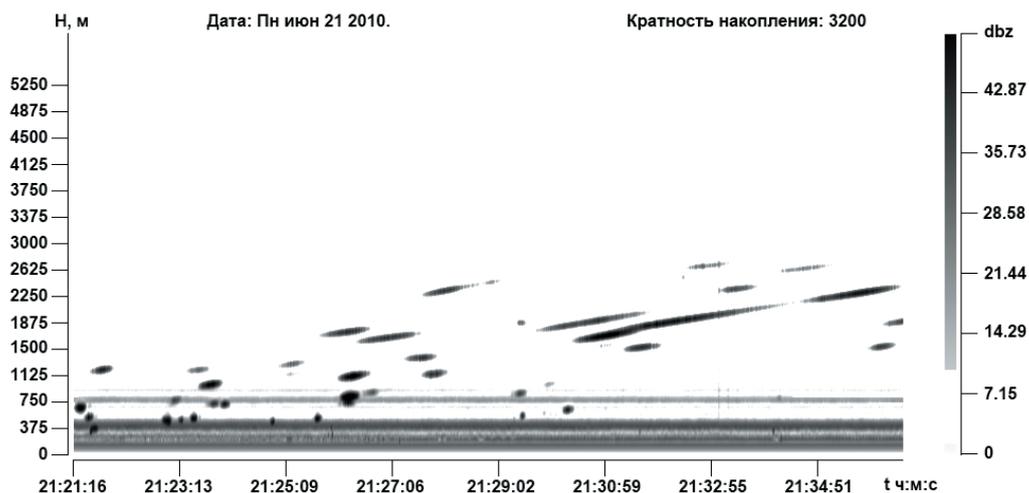


Рис. 4. Высотно-временная структура сигналов рассеянных от КТН. Подъем ансамбля всплывающих термиков в начале ночного периода их формирования

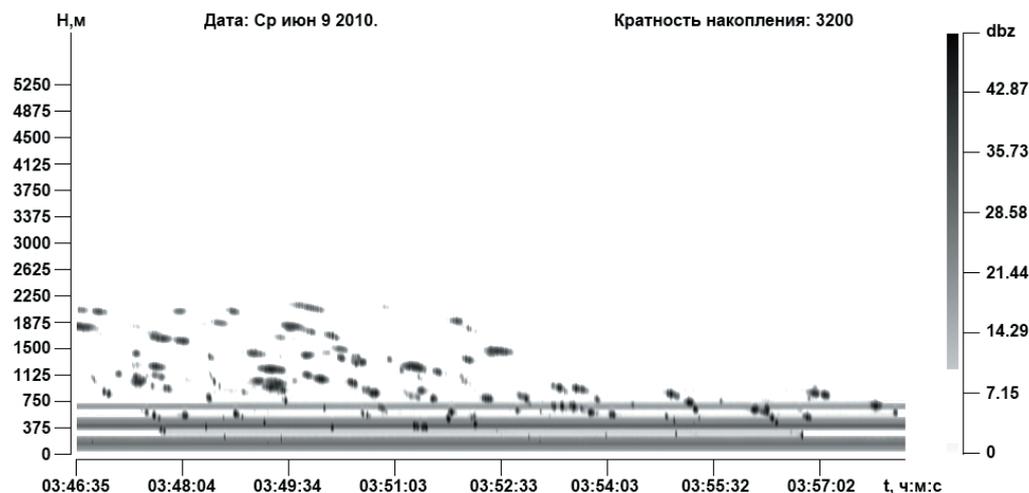


Рис. 5. Высотно-временная структура сигналов рассеянных КТН. Опускание ансамбля тонущих термиков в конце ночного периода их формирования

Сезонный пик численности наблюдаемых КТН приходится на май – июнь, что объясняется благоприятным для конвективных процессов соотношением температуры и влажности. В июле – августе наблюдался небольшой спад численности радиолокационных отражений от КТН, вызванный низкой влажностью воздуха. Начиная с сентября, наблюдается постепенный спад активности вплоть до полного ее исчезновения в конце ноября. Следует отметить, что радиолокационные отражения от КТН наблюдаются и в зимнее время года с отрицательными температурами, однако их появление эпизодично и связано с благоприятными погодными условиями, обеспечивающими необходимый для образования термиком прогрев подстилающей поверхности.

В первой половине марта образование КТН начинает носить регулярный устойчивый характер. Однако общая численность радиолокационных отражений от КТН заметно ниже, чем в теплое время года.

Анализ наблюдаемой зависимости относительной численности КТН от времени суток и температуры, представленной на рис. 8, показывает, что в основном отражения от КТН присутствуют в ночное время во всем диапазоне положительных температур, дневной пик относительной численности возможен в более узком диапазоне температур воздуха.

Ночной максимум численности КТН рис. 9 в основном определяется отрицательной скоростью изменения температуры воздуха, то есть

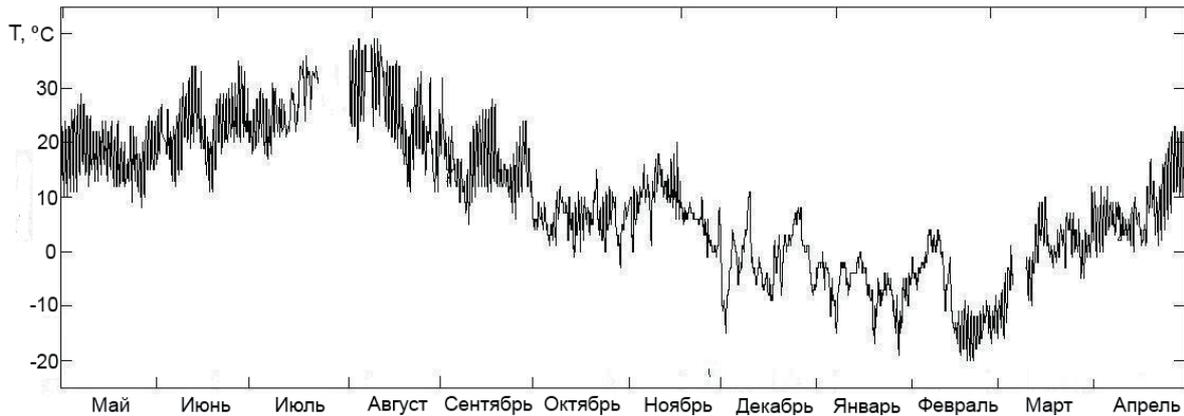
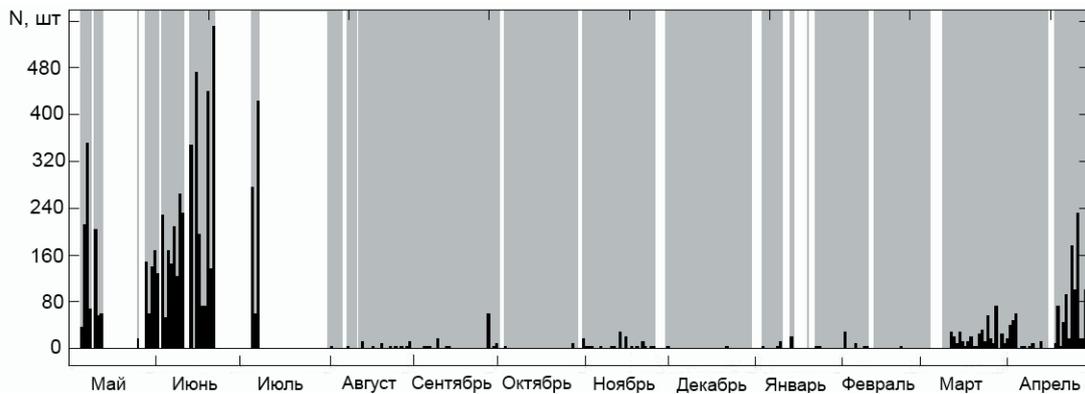
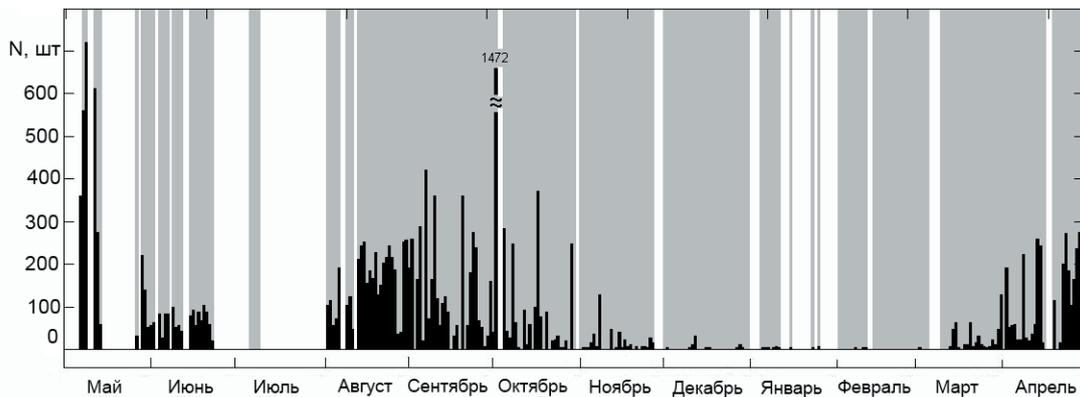


Рис. 6. Годовой ход температуры приземного воздуха



а



б

Рис. 7. Часовые значения численности наблюдаемых конвективных термиком для дневного (а) и ночного (б) максимумов

подъёмная сила термических потоков обеспечивается разницей температур нагретой в дневное время подстилающей поверхностью и остывающей ночной атмосферой.

Дневной максимум численности сопровождается положительной скоростью изменения температуры приземного воздуха (рис. 9), при этом термические потоки подпитываются энергией за счёт неравномерно нагретой подстилающей поверхности, температура приземного воздуха остаётся ниже температуры отдельных участков подстилающей поверхности.

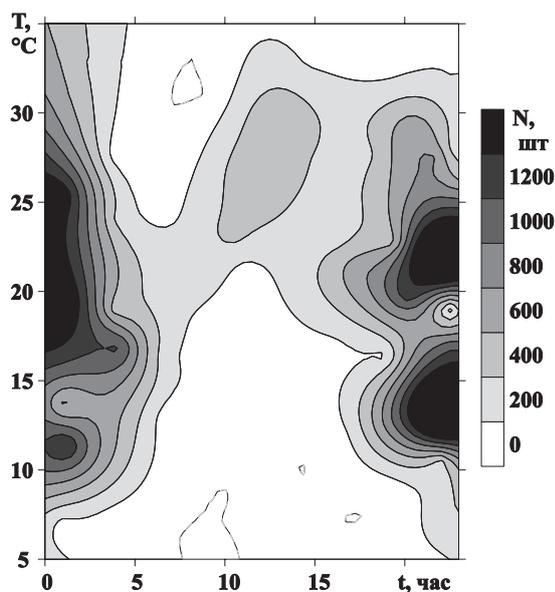


Рис. 8. Изолинии поверхности отображающей зависимость относительной численности КТН от времени суток и температуры приземного воздуха

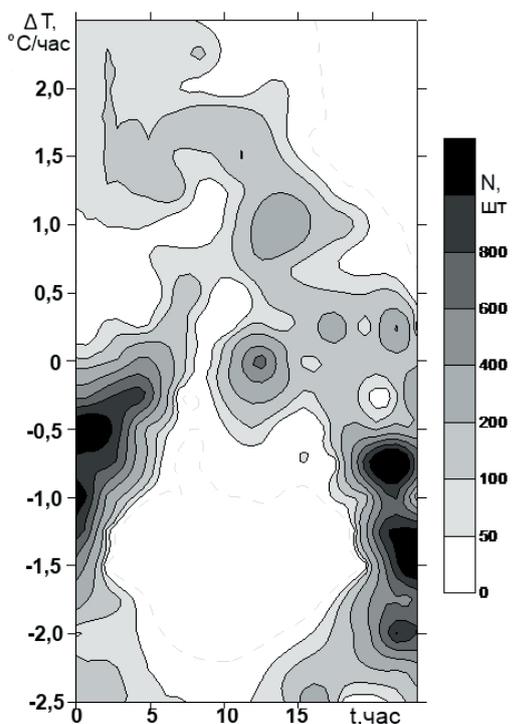


Рис. 9. Изолинии поверхности отображающей зависимость относительной численности КТН от времени суток и скорости изменения температуры приземного воздуха

Поведение наблюдаемой зависимости максимальной высоты отражений от КТН от времени суток и температуры приземного воздуха и изменения температуры приземного воздуха во многом повторяют характер аналогичных зависимостей для численности КТН.

Регистрации КТН в основном наблюдаются в области положительных температур приземного воздуха при отрицательной скорости изменения температуры приземного воздуха (ночной период), ярко выраженной зависимости максимального количества регистраций КТН от относительной влажности воздуха не наблюдается, что иллюстрируется на рис. 10. Повышение влажности воздуха приводит к увеличению градиента диэлектрической проницаемости на сферической границе термика, и соответственно к повышению его радиолокационной заметности. Наблюдаемая зависимость часовой численности КТН от изменения температуры приземного воздуха и температуры приземного воздуха имеет выраженный экстремум, рис. 11.

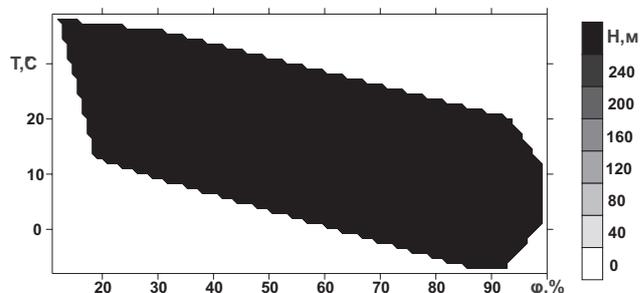


Рис. 10. Изолинии поверхности отображающей зависимость часовой численности КТН от температуры приземного воздуха и относительной влажности воздуха

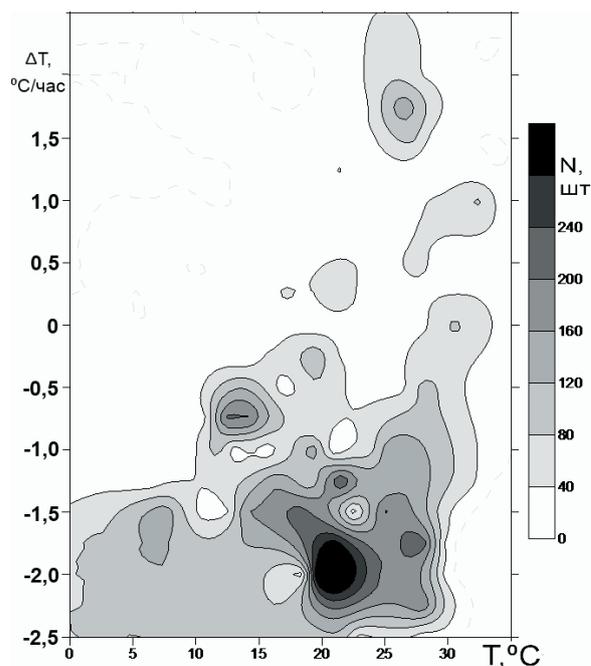


Рис. 11. Изолинии поверхности отображающей зависимость часовой численности КТН от скорости изменения температуры приземного воздуха и температуры приземного воздуха

Как отмечается рядом исследователей [3,4], отражения от термиков в основном наблюдаются при низких значениях скорости приземного ветра в пограничном слое атмосферы. Полученные в данной работе результаты не показали серьезных ограничений на численность отражений от КТН при скоростях приземного ветра до 12 м/с, однако следует отметить, что большие значения скорости ветра в анализируемый период практически отсутствовали.

Изучение естественных вариаций окружающей среды в пределах пограничного слоя атмосферы является важным фактором прогнозирования переноса загрязняющих веществ в атмосфере. Для реализации этого прогнозирования необходимо располагать мезомасштабной моделью пограничного слоя атмосферы, включающей описание переноса аэрозоля, которые можно получить на основе статистических характеристик радиолокационных сигналов отраженных от КТН. Далее представлены статистические характеристики отражений от КТН за одни сутки 11-12.05.2010.

Распределение высот КТН за анализируемый интервал времени рис. 12, имеет мультимодальное распределение с модами на высотах 1200 м, 2300 м и 2900 м. В основном КТН расположены на высотах до 2000 метров. В зависимости от метеоусловий максимум концентрации КТН может находиться и на других высотах, однако, изменение этих высот незначительное.

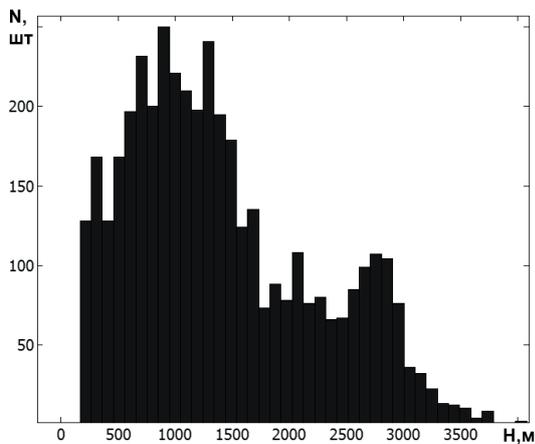


Рис. 12. Распределение отражений от КТН по высотам

Длительность отражения от КТН, рис. 13, зависит от ряда факторов: параметров антенной системы, высоты КТН, скорости приземного ветра. Распределение длительности отражений от КТН при уровне значимости 0,05 соответствует бета-распределению. Математическое ожидание и дисперсия длительности отражений соответственно равны 12.2 и 10.1 секунд.

Распределение толщины отражающей области КТН, рис. 14, при уровне значимости 0,05 соответствует нормальному распределению. Математическое ожидание и дисперсия толщины отражающей области КТН соответственно равны 140.4 и 38.1 м.

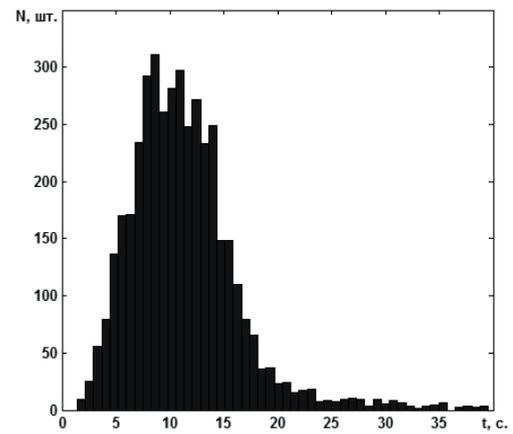


Рис. 13. Распределение длительности отражений от КТН

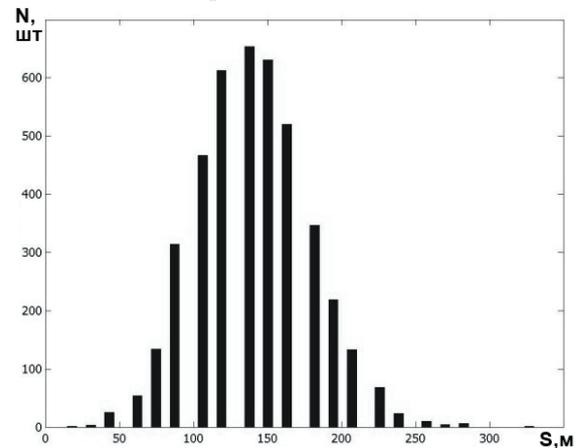


Рис. 14. Распределение толщины отражающей области КТН

На рис. 15 приведено поле корреляции зависимости длительности регистрации отражений от высоты.

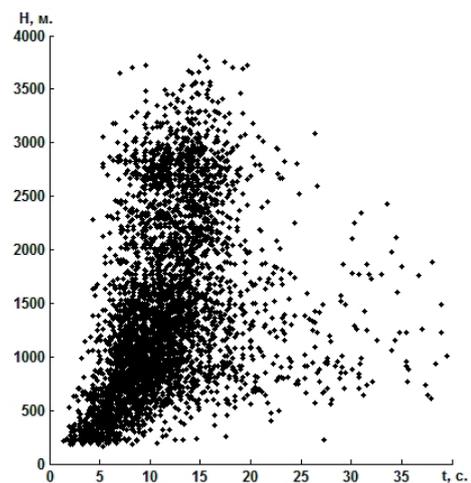


Рис. 15. Поле корреляции зависимости длительности отражений от высоты

ВЫВОДЫ

В результате обработки годового цикла радиолокационных наблюдений термиком в нижнем слое тропосферы, проведенных на РЛС ВЗ S-диапазона, получены следующие результаты.

Выявлены закономерности суточного распределения активности этих явлений. Зависимость

численности носит двумодальный характер с выраженным ночным и дневным максимумами соответственно в 02–03 часа и 14–15 часов.

Определены величины метеопараметров, при которых возникают благоприятные условия образования КТН в нижней части тропосферы. Обнаружена тесная связь численности КТН и изменения температуры воздуха во времени. Численность КТН имеет выраженную зависимость от температуры и скорости изменения температуры во времени – наибольшая численность наблюдается при $+20$ – $+25$ °C и падении температуры на $0,3$ – $0,5$ °C час.

Высота слоя существования КТН практически не превосходит 4000 метров. В основном КТН наблюдаются на высотах до 2000 метров.

Представленные в работе экспериментальные результаты радиолокационных исследований условий существования и физических характеристик локальных конвективных термиков имеют большое значение для экологического мониторинга атмосферных процессов.

Литература.

- [1] Baldwin M.W. Radar reflections from the lower atmosphere // *Proc. of the Institute of Radio Engineers* 1948. – № 36. – P. 363.
- [2] Colwell R. C., Friend A. W. The Lower Ionosphere // *Phys. Rev.* 1936. – № 50 – P.632.
- [3] Atlas D., Possible key to dilemma of meteorological “Angel echo’s”. // *Journal of Meteorology*, 1960. – № 17. – P. 95.
- [4] Черников А.А. Радиолокационные отражения от ясного неба. – Ленинград: Гидрометеиздат, 1979. – 45 с.
- [5] Crawford A.B. Radar reflections in the lower atmosphere. // *Proc. Inst. of Radio Eng.*, 1949. – № 37. – P. 404.
- [6] Русаков Ю.С. Динамика вертикального движения турбулентного вихревого кольца // *Известия Ан. Физика атмосферы и океана*. 1997. – Т. 37, № 6. – С. 1–11.
- [7] Browning K. A. Structure of the atmosphere in the vicinity of large-amplitude Kelvin-Helmholtz billows. // *Quarterly Journal of the Royal Meteorological Society*, 1972. – №98. – P. 685.
- [8] Atlas, D., Radar in Meteorology. Amer. Meteor. Soc., 1990. – P. 806.
- [9] Atlas D., Metcalf J.L., Richter J.H., Gossard E.E. The Birth of “CAT” and microscale turbulence. *J.Atmos. Sci*, 1970. – № 27. – P. 903.

Поступила в редколлегию 18.01.2012



Олейников Владимир Николаевич, к.т.н., профессор каф. РЭС, Харьковский национальный университет радиоэлектроники. Научные интересы: радиолокационные методы исследования атмосферных динамических процессов.



Евсеев Дмитрий Борисович, к.т.н., с.н.с. каф. РЭС, Харьковский национальный университет радиоэлектроники. Научные интересы: радиолокационные методы исследования атмосферных динамических процессов.



Юдин Станислав Владимирович, аспирант каф. РЭС, Харьковский национальный университет радиоэлектроники. Научные интересы: Метеорологическая радиолокация.



Литвин-Попович Андрей Игоревич, к.т.н., доцент каф. РЭС, Харьковский национальный университет радиоэлектроники. Научные интересы: цифровая обработка радиолокационных сигналов.



Гарячий Дмитрий Алексеевич, аспирант каф. РЭС, Харьковский национальный университет радиоэлектроники. Научные интересы: радиолокационные методы исследования атмосферных динамических процессов.

УДК 621.396.9

Радіолокаційні спостереження відбиттів від атмосферних неоднорідностей в тропосфері, обумовлених терміками / В.М. Олейников, Д.Б. Євсеев, С.В. Юдин, Д.О. Гарячий, А.І. Литвин-Попович // *Прикладна радіоелектроніка: наук.-техн. журнал.* – 2012. Том 11. № 1. – С. 15–22.

У роботі розглядаються результати радіолокаційних спостережень конвективних терміків в нижній тропосфері. Проведений аналіз добового і річного ходу чисельності терміків. Досліджені закономірності появи терміків від метеопараметрів. Показано, що чисельність терміків має виражену залежність від температури і зміни температури в часі. Отримані статистичні характеристики радіолокаційних відбиттів від терміків.

Ключові слова: радіолокаційні дослідження, РЛС вертикального зондування, діелектрична проникність, термічний конвективний процес, механізм утворення, амплітудно-часова характеристика, залежність, відносна чисельність.

Табл. 1. Лл. 15. Бібліогр.: 9 найм.

UDC 621.396.9

Radar observations of reflections from atmospheric inhomogeneities in the troposphere due to thermals / V.N. Oleynikov, D.B. Evseev, S.V. Yudin, D.A. Garyachiy, A.I. Litvin-Popovitch // *Applied Radio Electronics: Sci. Journ.* – 2012. Vol. 11. № 1. – P. 15–22.

The paper considers the results of radar observations of convective thermal inhomogeneities in the lower troposphere. An analysis of diurnal and annual variation of the number of convective thermal inhomogeneities is carried out. The dependence of the appearance of thermals upon meteorological parameters is researched. It is shown that the quantity of convective thermal inhomogeneities has a pronounced dependence on temperature and temperature changes in time. Statistical characteristics of radar reflections from convective thermal inhomogeneities are obtained.

Keywords: radar observations, vertical sounding radar, angel-echoes, dielectric constant, convective thermal process, mechanism of formation, amplitude-time characteristic, relative quantity.

Tab. 1. Fig. 15. Ref.: 9 items.

СРАВНЕНИЕ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ ШИРОКОПОЛОСНЫХ КОРРЕЛЯЦИОННЫХ ПРИЕМНИКОВ ШУМОВЫХ И ЛЧМ ИМПУЛЬСНЫХ РАДАРОВ ПРИ ВОЗДЕЙСТВИИ НЕПРЕРЫВНЫХ АКТИВНЫХ ПОМЕХ

К.А. ЛУКИН, В.М. КАНЦЕДАЛ

Приведены результаты анализа помехоустойчивости корреляционного приема последовательностей коротких шумовых и ЛЧМ импульсов с широкими спектрами при воздействии различных непрерывных активных помех. Изучены характер и степень воздействия этих помех на выходные сигналы исследуемых приемников при изменении отношения ширин спектров помехи и сигнала. Показано, что корреляционный приемник шумовых импульсов имеет лучшие показатели помехоустойчивости по сравнению с приемником ЛЧМ сигналов при наличии когерентной монохроматической помехи или ее комбинации с шумовой помехой.

Ключевые слова: взаимно-корреляционная функция, шумовой радар, импульсная радиотехническая система, помехоустойчивость, широкополосный корреляционный приемник, активная непрерывная помеха, шумовые сигналы.

ВВЕДЕНИЕ

Применение коротких шумовых импульсов с широким спектром связано с их уникальными свойствами и появлением новых технических возможностей генерации и обработки таких сигналов. Их использование способствует одновременно выполнению предъявляемых к радиотехническим системам (РТС) противоречивых тактико-технических требований по информативности, помехозащищенности и электромагнитной совместимости [1–9].

Помехоустойчивость характеризуется мерой потери информативности радиосистемы под воздействием помех в условиях ее эксплуатации. Для обеспечения требуемой информативности радиотехнических данных необходимо выполнить ряд требований, которые предъявляются к форме взаимно корреляционной функции (ВКФ) на выходе корреляционных приемников РТС [4, 5, 10]. Применение сигналов с широким спектром, в том числе и шумовых, позволяет получить узкий главный лепесток ВКФ и заметное уменьшение ее интенсивности в области «боковых лепестков» по мере удаления от главного лепестка. Как следствие, повышается разрешающая способность, точность измерения параметров сигнала и уменьшение аномальных ошибок при принятии решений в различных условиях наблюдения. Потенциальные информационные свойства непрерывного шумового сигнала при его приеме на фоне некоррелированных помех и обработке показаны в работе [4]. Избирательные преимущества реализуемой при этом структурной селекции уточнены в [5] в сравнении с ВКФ других видов сигналов в отсутствие помех.

Оценка помехоустойчивости РТС при воздействии активных помех должна начинаться с анализа функционирования их корреляционных приемников (корреляторов) в наиболее трудных помеховых условиях, когда на вход коррелятора поступает смесь сигнала и помех в основном луче диаграммы направленности антенны, в полосе

пропускания приемника и при малых значениях входного отношения сигнал/помеха [9]. При этом помехоустойчивость приемника определяется в предположении его линейности как оценка характера и степени искажений формы взаимно корреляционной функции (ВКФ) принимаемого и опорного сигналов на интервале возможных значений параметра сигнала при воздействии этих помех.

Анализ помехоустойчивости корреляционного приемника, например, в радиолокаторе, является первичным при исследовании устойчивости решения задач обнаружения сигналов, измерения их параметров и т.п. при воздействии помех и получении соответствующих результатов, широко представленных в литературе при использовании других видов сигнала [10,11]. Однако, используемые при этом методики оценки помехоустойчивости корреляционных приемников, их применение и полученные результаты опираются на анализ искажений ВКФ в области высокой корреляции при воздействии активных помех для различных моделей в основном детерминированных сигналов и больших значений входного отношения сигнал/помеха. Влияние же на помехоустойчивость боковых лепестков ВКФ рассматривается при малых значениях входного отношения сигнал/помеха, при которых появляются ложные обнаружения и аномальные ошибки измерений параметров сигнала. Это рассмотрение основано на приближенной теоретической модели поведения боковых лепестков ВКФ при воздействии белого шума и без учета влияния боковых лепестков сигнальной составляющей ВКФ [11]. Ключевым фактором оценки помехоустойчивости корреляционного приемника является определение условий встречного порогового проявления и разделения маскирующего и имитирующего воздействий маскирующей помехи [11, 12, 14].

Расширение полосы пропускания системы приема и обработки сигналов не только

увеличивает мощность внутренних шумов, но также изменяет условия постановки и характер воздействия внешних помех, повышает приоритет структурной селекции сигналов среди других видов селекции в обеспечении помехоустойчивости. Влияние широкой полосы пропускания корреляционного приемника на его помехоустойчивость проявляется в разнообразии видов воздействующих активных помех и увеличении пределов изменения их параметров, возможности их одновременного воздействия в различных сочетаниях, а также в изменении принятых до этого на практике соотношений спектральных характеристик помех и полезного сигнала.

Применение широкополосного шумового импульсного сигнала, стремление к понижению его импульсной мощности и разнообразие воздействующих видов активных помех вносят специфику и значительные сложности в получение достоверной аналитической оценки помехоустойчивости корреляционного приемника. Это обстоятельство и ограниченные возможности натурального эксперимента [9] обуславливают применение численных методов моделирования с уточнением методики оценки помехоустойчивости с учетом отмеченных выше особенностей.

Представленные ниже результаты компьютерного исследования помехоустойчивости таких приемников последовательностей шумовых и ЛЧМ импульсов являются дальнейшим развитием работ [2, 6, 8, 9].

Следует отметить, что выполненный в [12] сравнительный анализ технических характеристик корреляционных приемников шумовых и ЛЧМ сигналов не затрагивает количественных оценок помехоустойчивости этих приемников.

Целью работы является оценка и сравнение помехоустойчивости корреляционных приемников, согласованных с последовательностями коротких ЛЧМ и некоррелированных шумовых импульсов с широкими спектрами, при воздействии интенсивных различных видов непрерывных активных помех.

1. МЕТОДИКА ИССЛЕДОВАНИЙ

Предлагается методика компьютерной оценки помехоустойчивости широкополосных корреляционных приемников, которая предполагает вначале анализ характеристик их входных и выходных сигналов, а также внутренних шумов в отсутствие воздействия внешних активных помех. Затем для каждого вида сигнала осуществляется формирование заданных входных смесей сигнала, внутренних шумов и исследуемых видов помех, вычисление соответствующих оценок ВКФ и расчет статистических характеристик входных и выходных сигналов приемника в условиях воздействия этих помех. Полученные результаты подвергаются анализу с целью выявления типичных особенностей характера и степени изменений ВКФ под воздействием заданных видов

помех, а также сравнения помехоустойчивости исследуемых приемников. Методика позволяет одновременно исследовать поведение основного и боковых выбросов ВКФ при воздействии помех, учитывает вклад в оценку помехоустойчивости сигнальной составляющей ВКФ и применима для оценки помехоустойчивости РТС с различными рабочими диапазонами частот.

Выделение для анализа воздействия на приемник только активных помех предполагает линейность приемника, выполнение условий наблюдения одиночной неподвижной точечной цели, пренебрежения внутренними шумами приемника и искажениями сигнала в среде распространения.

Компьютерная модель (рис. 1) включает имитаторы сигнально-помеховой обстановки на входе корреляторов, алгоритмы функционирования многоканального коррелятора, статистической оценки характеристик его входных и выходных реализаций и показателей помехоустойчивости. Блок задания ИД отражает возможности модели при решении частных задач по формированию требуемых входных и опорных сигналов корреляционного приемника с учетом внутренних шумов и на основе сигналов имитаторов сигнально-помеховой обстановки. Данная методика базируется на методах спектрально-корреляционного анализа эргодических стационарных случайных сигналов. В основном она совпадает с методикой наших экспериментальных исследований, изложенной в [9], но имеет, помимо использования компьютерной модели, ряд других отличий, которые описаны ниже.

Алгоритм корреляционной обработки отличается от рассматриваемого в [9] алгоритма возможностью включения для обработки последовательности ЛЧМ импульсов и описывается выражением

$$B(\tau) = \left| \sum_{m=1}^M \int_0^T [s_{\text{эхо}}(t - mT - \tau) + N_j(t) + n_{\text{эхо}}(t)] \times \right. \quad (1) \\ \left. \times [s_{\text{оп}}(t - mT - \tau_i) + n_{\text{оп}}(t)] dt \right| / MT_{\text{и}}$$

Здесь $B(\tau)$ – оценка модуля ВКФ; $s_{\text{эхо}}(t)$ – принимаемые шумовые (ШИ) или ЛЧМ импульсы (ЛЧМИ); T – период повторения зондирующих импульсов; m – номер периода; τ – время распространения зондирующего сигнала до цели и обратно; τ_i – дискретное время запаздывания опорного импульса из интервала $[\tau_{\text{min}}, \tau_{\text{max}}]$, устанавливаемое с помощью коррелятора; $s_{\text{оп}}(t)$ – опорный шумовой импульс; $n_{\text{эхо}}(t)$ и $n_{\text{оп}}(t)$ – внутренние шумы приемного и опорного каналов корреляционного приемника с прямоугольными амплитудно-частотными характеристиками; $T_{\text{и}}$ – длительность импульса; M – количество импульсов в пачке; $N_j(t)$ – вид задаваемой непрерывной активной помехи $j = 1, 2, 3, 4, 5$ – ее условный номер.

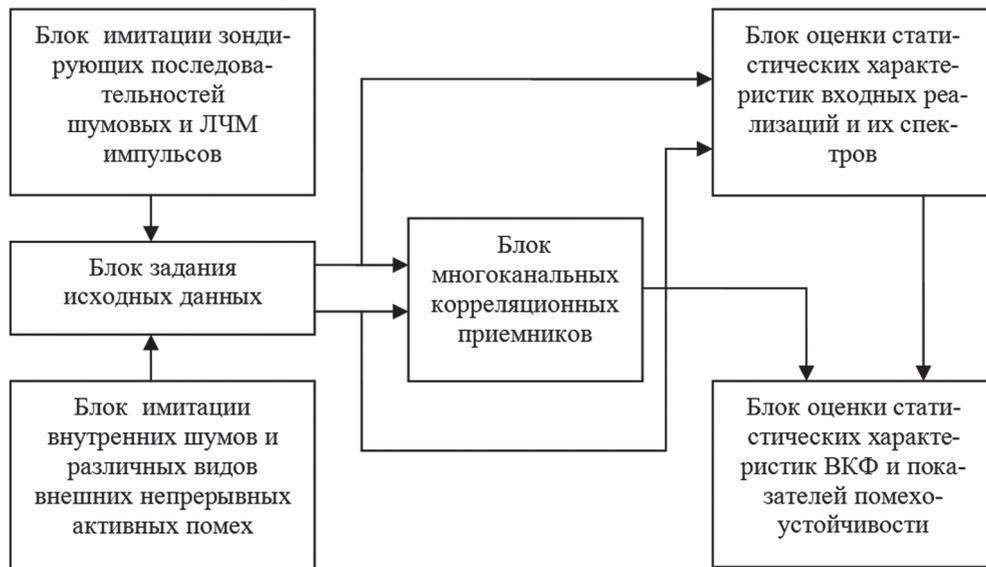


Рис. 1. Блок-схема компьютерной модели оценки помехоустойчивости широкополосных корреляционных приемников последовательностей шумовых и ЛЧМ импульсов в условиях воздействия непрерывных активных помех

Данный алгоритм соответствует многоканальному коррелятору с квадратурной обработкой сигналов и когерентным межпериодным накоплением и является оптимальным для случая приема последовательности некоррелированных импульсов, отраженных неподвижной точечной целью, на фоне гауссовой помехи с равномерным спектром в полосе пропускания приемника.

Параметры последовательностей одинаковой мощности ШИ с прямоугольным спектром и ЛЧМИ представлены в табл. 1 на промежуточной частоте. Число импульсов последовательностей M изменялось от 1 до 850.

Перечень имитируемых на входе корреляторов видов непрерывных помех расширен в сравнении с [9]: N_1 – шумовая заградительная по частоте помеха с равномерным спектром мощности и параметрами N_1 : ($\Delta f_{N_1} = 236$ МГц, $\Delta f_{N_1} / \Delta f_c = 1$); N_2 : ($\Delta f_{N_2} = 63$ МГц, $\Delta f_{N_2} / \Delta f_c = 0,27$) – шумовая помеха с сосредоточенным широким равномерным спектром, N_3 : ($\Delta f_{N_3} = 1$ МГц, $\Delta f_{N_3} / \Delta f_c = 0,004$) – шумовая помеха с сосредоточенным узким спектром; N_4 : ($\Delta f_{N_4} = 0$ МГц, $\Delta f_{N_4} / \Delta f_c = 0$) – монохроматическая помеха; N_5 : ($\Delta f_{N_5} = 87$ МГц, $\Delta f_{N_5} / \Delta f_c = 0,37$) – комбинированная непрерывная помеха – смесь, состоящая из равномошных и разнесенных по частоте помех N_4 ($f_{0п} = 85$ МГц) и N_2 ($f_{0п} = 140$ МГц). Параметры помех $N_1 - N_4$ средняя частота спектра $f_{0п}$, ширина спектра Δf_{N_j} ; отношение ширин

спектров помехи и сигнала $\Delta f_{N_j} / \Delta f_c$ представлены на промежуточной частоте $f_{0п} = 118$ МГц, совпадающей со средней частотой помех. При моделировании одиночных помех выполнялось условие $f_{0с(ши)} - f_{0N_j} = 0$ для выделения влияния различия $\Delta f_{N_j} / \Delta f_c$ и обеспечения максимальной эффективности их воздействия [11, 14]. В эксперименте параметры последовательности зондирующих шумовых импульсов фиксировались, а вид и параметры помех изменялись.

На рис. 2 представлены оценки ВКФ на выходах исследуемых приемников на периоде повторения импульсов в условиях без помех. Время запаздывания эхо-импульса по положению максимума ВКФ составляет 488 нс, что соответствует дальности точечной цели 72,3 м. Временной интервал $[\tau_{min}, \tau_{max}]$, на котором исследуется поведение ВКФ, показанный на рис. 1б, условно разделен на 4-е смежные области, являющиеся характерными. Это области: 1) высокой корреляции $[\tau_{и}, \tau_{и} + \Delta\tau / 2]$, где $\tau_{и}$ – время запаздывания от цели, $\Delta\tau = 1 / \Delta f_c$ – ширина интервала корреляции, 2) ближних «боковых лепестков» ВКФ (от границы интервала высокой корреляции до времени запаздывания, равного 10 интервалам корреляции); 3) дальних «боковых лепестков» ВКФ (от дальней границы области 2 до конца области существования сигнальной составляющей ВКФ); 4) выбросов только помеховой составляющей ВКФ (от границы области существования сигнальной

Таблица 1

Вид и параметры зондирующего сигнала

Вид внутримпульсной модуляции сигнала	Средняя частота спектра $f_{0с}$, МГц	Ширина спектра Δf_c , МГц	Длительность импульса $T_{и}$, нс	Период повторения импульсов $T_{повт}$, нс	База импульса $\Delta f_A T_{и}$
Шумовая или ЛЧМ	118	236	200	2250	~50

составляющей до границы интервала $[\tau_{\min}, \tau_{\max}]$. Значения τ_{\min} и τ_{\max} в эксперименте выбираются на периоде $T_{\text{повт}}$ так, чтобы обеспечить вычисление и анализ оценки ВКФ, обусловленной принятой смесью эхоимпульса и помехой.

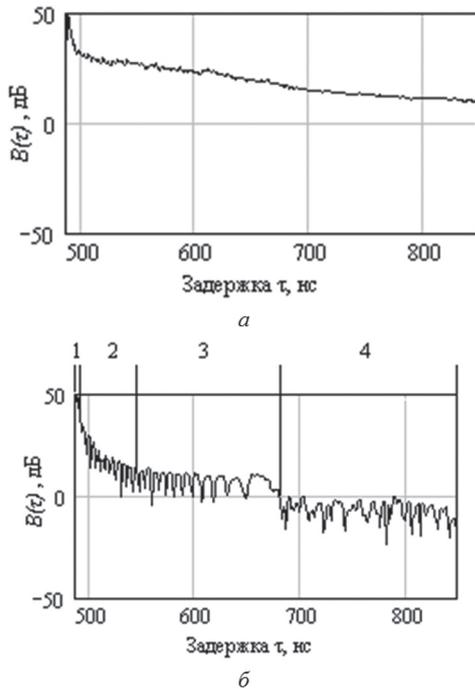


Рис. 2. Оценки взаимной корреляционной функции на выходах корреляторов с ШИ (а) и ЛЧМИ (б), усредненные на $M = 125$ периодах накопления в отсутствие активных помех для значений сигнал–шум 21 дБ

Для оценки характера и степени изменения формы ВКФ в условиях воздействия заданных видов помех при наблюдении точечной неподвижной цели используется следующая совокупность показателей помехоустойчивости корреляционного приемника [8, 9].

Показатели для области основного лепестка ВКФ:

- $(C/P)_{\text{вых}}$ — оценка выходного отношения сигнал/помеха как квадрат отношения усредненного максимального значения \bar{B}_{max} (область 1) к среднеквадратичному уровню $СКУ_{\text{пом}}$ выбросов помеховой составляющей ВКФ (область 4);

- $K_{\text{под}}$ — коэффициент подавления помехи, равный отношению $(C/P)_{\text{вых}}$ к входному отношению $(C/P)_{\text{вх}}$ при неизменном зондирующем сигнале (без учета множителя $1/\Delta f_c T_i$);

- $\Delta(\tau)$ — ширина интервала корреляции по уровню 0,7 относительно \bar{B}_{max} .

Показатели для областей вне основного лепестка ВКФ:

- $\bar{B}_{\text{max}}/\bar{B}_{\text{бли max}}$ — отношение усредненных максимальных значений основного лепестка и ближних боковых выбросов ВКФ (область 2);

- $\bar{B}_{\text{max}}/СКУ_{\text{бок}}$ — отношение усредненного максимального значения основного лепестка к среднеквадратичному уровню дальних боковых

выбросов ВКФ в области ее сигнальной составляющей (область 3);

- $\bar{B}_{\text{max}}/СКУ_{\text{пом}}$ — отношение усредненного максимального значения основного лепестка к среднеквадратичному уровню выбросов помеховой составляющей ВКФ (область 4).

На практике нормальное функционирование корреляционных приемников допускает наличие только маскирующего эффекта воздействия активных помех, когда боковые выбросы ВКФ создают только фон для выделения ее ослабленного основного лепестка. Поэтому ключевым фактором анализа помехоустойчивости корреляционного приемника является определение условий встречного порогового проявления и разделения маскирующего и имитирующего воздействий маскирующих помех.

Наиболее опасной помехой считается та помеха, применение которой ведет к максимальному изменению полезной информации на выходе корреляционного приемника.

Для характеристики устойчивости корреляционного приема по отношению к имитирующему эффекту воздействия заданной маскирующей помехи используется защитное значение входного отношения сигнал/помеха $(C/P)_{\text{вх пор}}$, при котором начинается пороговое проявление имитирующего воздействия помехи на ВКФ. В [9, 11] это условие характеризуется понятием порога помехоустойчивости корреляционного приемника. Методика позволяет исследовать зависимости порогового входного отношения сигнал/помеха от вида помехи, соотношений ее параметров с параметрами полезного сигнала при известном количестве периодов накопления M . Сравнение помехоустойчивости рассматриваемых корреляционных приемников проводится на основе сравнения характеров и представленных выше показателей изменений ВКФ при воздействии заданного вида помехи с известными соотношениями ее параметров с параметрами сигналов, а также пороговых значений $(C/P)_{\text{вх пор}}$. Отметим также, что в компьютерной модели сняты ограничения, вносимые аппаратно-программной реализацией корреляционных приемников [9], что позволило существенно повысить интенсивность помех и уточнить показатели помехоустойчивости исследуемых приемников.

2. ХАРАКТЕР ИЗМЕНЕНИЙ ВКФ ПРИ ВОЗДЕЙСТВИИ НЕПРЕРЫВНЫХ ПОМЕХ

При анализе воздействий заградительной шумовой помехи N_1 с отношением $\Delta f_{N_1}/\Delta f_c = 1$ на характер изменений ВКФ должно быть принято во внимание, что:

- эта помеха обладает, следуя информационному критерию [14], наибольшей энтропией (неопределенностью) из рассматриваемых видов помех, является наиболее универсальной и опасной с точки зрения радиоэлектронного подавления

(РЭП), поскольку обеспечивает принципиальную возможность маскировки полезных сигналов любой структуры [14];

– процедура обработки сигнала (1) при этом сохраняет оптимальность (с точки зрения обеспечения максимума выходного отношения сигнал/помеха [10]) и обеспечивает наилучшее ее подавление;

– показатели качества решаемых информационных задач в РТС с ШИ и ЛЧМИ, полученные известными аналитическими способами на основе анализа ВКФ в предположении белого шума на входе приемника [10], могут быть уточнены, если применять описанную выше методику исследования для этих условий наблюдения, в том числе с учетом боковых лепестков сигнальной составляющей ВКФ и при малых входных отношениях сигнал–помеха.

При ее воздействии, по мере снижения $(C/P)_{вх}$, в области боковых выбросов ВКФ на $[\tau_{min}, \tau_{max}]$ проявляются маскирующее или/и имитирующее ее воздействие, а искажение основного лепестка ВКФ перерастают в его подавление на фоне такого воздействия [9, 10].

В табл. 2 выборочно представлены изменения оценок $B(\tau)$ на интервале $[\tau_{min}, \tau_{max}]$ (столбцы 1 и 3) и в области существования ее сигнальной составляющей (столбец 2) для приемников ШИ и ЛЧМИ при воздействии помехи N_1 , отношении $(C/P)_{вх} = -10$ дБ и указанных количествах накапливаемых импульсов M .

Основные лепестки ВКФ для двух видов сигналов устойчиво наблюдались с сохранением ширины интервала высокой корреляции до значений $(C/P)_{вх} \sim (-10...15)$ дБ. Изменения формы $B(\tau)$ в большей степени касались ее боковых выбросов в областях 2 – 4 интервала $[\tau_{min}, \tau_{max}]$ и представляли собой их последовательности, сравнимых по ширине с основным лепестком и со случайными амплитудами, зависящими от $(C/P)_{вх}$. Так, для значений $(C/P)_{вх} > -10$ дБ наблюдалось маскирующее воздействие данной помехи. Изменения $B(\tau)$ при $(C/P)_{вх} < -10$ дБ

характеризуют начало проявления имитирующего воздействия помехи N_1 .

Первоначально возникает область имитирующего воздействия, обусловленная близкими боковыми выбросами $B(\tau)$. Дальнейшее снижение $(C/P)_{вх}$ при приеме последовательности ШИ до значения $(-19$ дБ) и последовательности ЛЧМИ – до $(-22$ дБ) вызывает при $M = 5$ заметное снижение максимального значения и уширение основного лепестка $B(\tau)$, а также пороговое увеличение имитирующих выбросов в области 4, превышающее их число и уровни в областях 2 и 3. Полное разрушение основного лепестка ВКФ достигается при значении $(C/P)_{вх} \sim 30$ дБ. Характер поведения боковых выбросов ВКФ существенно зависит от количества периодов накопления M , что иллюстрируется сравнением графиков столбцов 1 и 3 табл. 2. При этом следует отметить близость графиков столбца 3 для приемника ШИ и заметные отличия графиков для приемника ЛЧМИ при воздействии и в отсутствии помех, а также сближение графиков для приемников ШИ и ЛЧМИ при воздействии помехи с сохранением большей изрезанности $B(\tau)$ для приемника ЛЧМИ.

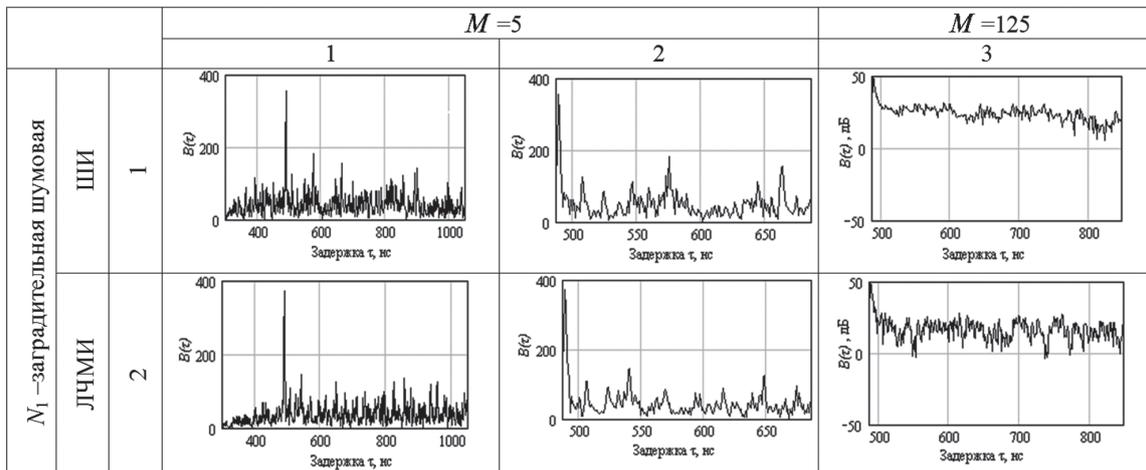
Рассмотрение воздействий помех $N_j(t)$, $j = 2-5$ с соотношениями $1 > \Delta f_{N_j} / \Delta f_c \geq 0$ на характер изменений ВКФ должно учитывать, что:

– эти помехи обладают в соответствии с информационным критерием меньшей энтропией, пропорционально ширине спектра помехи, и являются соответственно менее опасными, чем N_1 с точки зрения РЭП [14];

– процедура обработки сигнала (1) теряет оптимальность как вследствие неравномерности спектров мощности помех в полосе пропускания приемника, так и не всегда их гауссовой плотности распределения [10], что не обеспечивает эффективного их подавления и приводит к искажению ВКФ. При этом в выделенных для анализа ВКФ областях 1–4 интервала $[\tau_{min}, \tau_{max}]$ (рис. 1) наблюдается их разнообразное воздействие на ВКФ в зависимости от видов сигналов и помех, соотношений их параметров;

Таблица 2

Оценки ВКФ при воздействии непрерывной помехи, заградительной по частоте



– анализ изменений оценок ВКФ для таких условий наблюдения, выборочно представленных в табл. 3, и плотностей вероятности $p(B)$ распределения значений боковых выбросов $B(\tau)$ на рис. 2 позволяет выявить особенности воздействий рассматриваемых помех, в том числе при малых входных отношениях сигнал/помеха.

В табл. 3 представлены изменения характерных оценок $B(\tau)$ на интервале $[\tau_{\min}, \tau_{\max}]$ (столбцы 1 и 3) и в области существования ее сигнальной составляющей (столбец 2) для приемников ШИ и ЛЧМИ при воздействии помех $N_2 - N_5$, отношении $(C/\Pi)_{\text{вх}} = -10$ дБ (и -19 дБ, строка 3), указанных количествах накапливаемых импульсов M .

Изменение формы основных лепестков $B(\tau)$ для двух видов сигналов при воздействии помех $N_2 - N_5$ в основном связано с уменьшением их амплитуд при снижении $(C/\Pi)_{\text{вх}}$ и практически не зависит от видов сигналов, спектральных различий помех между собой, а также с сигналами. Можно отметить зависимость максимумов ВКФ приемников ШИ и ЛЧМИ от пьедесталов, создаваемых помеховыми составляющими ВКФ, а также несколько большие значения максимумов основных лепестков ВКФ при использовании последовательностей ЛЧМИ, воздействии помех N_2, N_3, N_5 и $M = 5$.

Изменение формы боковых выбросов $B(\tau)$ в случае воздействия помех $N_2 - N_5$ может быть представлено изменением пьедестала в виде последовательности лепестков и шумовой дорожки вдоль этого пьедестала.

Параметры такого представления — число, уровни и ширина лепестков пьедестала, а также отклонение выбросов шумовой дорожки от пьедестала — зависят от видов сигнала и помехи, сочетания значений $(\Delta f_{Nj \max} - \Delta f_{Nj \text{mix}}) / \Delta f_c$, $(C/\Pi)_{\text{вх}}$ и M . Так, ширина лепестков пьедестала для заданных видов сигнала и при фиксированном M

изменяется по мере уменьшения $(C/\Pi)_{\text{вх}}$ обратно пропорционально ширине спектра помехи $(\Delta f_{Nj \max} - \Delta f_{Nj \text{mix}})$ не только в обл. 4, но и в областях 3 и 2. Последовательность лепестков пьедестала с шумовой дорожкой при $(C/\Pi)_{\text{вх}} > 1$ определяет маскирующее, а при $(C/\Pi)_{\text{вх}} \ll 1$ — имитирующее воздействие помехи. Пьедестал, обусловленный помеховой составляющей ВКФ, способствует локальному проявлению имитирующего воздействия вблизи максимумов лепестков пьедестала на $[\tau_{\min}, \tau_{\max}]$, в отличие от имитирующего эффекта помехи N_1 на всем этом интервале. То есть, воздействие помех по мере уменьшения отношения $\Delta f_{Nj} / \Delta f_c$ может приобретать комбинированный характер, предполагающий наличие одновременно на интервале $[\tau_{\min}, \tau_{\max}]$ участков с маскирующим и имитирующим воздействиями.

Более детально особенности поведения боковых выбросов каждой наблюдаемой оценки ВКФ при обработке последовательностей импульсов раскрываются при анализе плотностей вероятности $B(\tau)$ распределения значений боковых выбросов ВКФ на рис. 3. Приведенные в табл. 3 и на рис. 3 характеристики для широкополосных корреляционных приемников ШИ и ЛЧМИ наглядно иллюстрируют разнообразие и особенности характеров воздействия на их выходные сигналы непрерывных активных помех с разными отношениями $\Delta f_{Nj} / \Delta f_c < 1$ в зависимости от видов сигналов, помех и соотношения их параметров.

Маскирующее воздействие сосредоточенной шумовой помехи N_2 ($\Delta f_{N2} / \Delta f_c = 0,27$) представлено строками 1, 2 табл. 3, которые отличаются от помехи N_4 (табл. 3), воздействия помехи N_1 для областей 2 – 4 шириной лепестков пьедестала. Их ширина несколько больше ширины основного выброса $B(\tau)$. При $M = 125$ характер изменений ВКФ практически не зависит от вида сигнала.

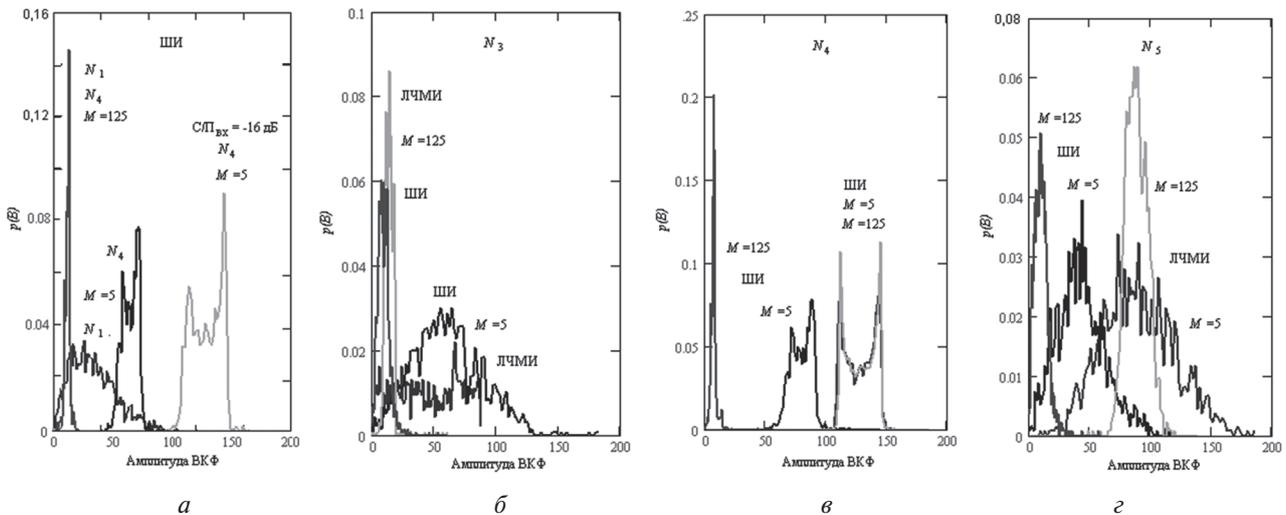


Рис. 3. Плотности вероятности $p(B)$ распределения значений боковых выбросов $B(\tau)$ для корреляционных приемников ШИ и ЛЧМИ при воздействии помех: а – N_1 – заградительной шумовой и N_4 – монохроматической; б – N_3 – узкополосной шумовой; в – N_4 – монохроматической; г – N_5 – комбинированной при отношениях $(C/\Pi)_{\text{вх}} = -10$ дБ и -16 дБ (а), $M = 5$ и $M = 125$

Таблица 3

Оценки ВКФ при воздействии различных видов непрерывных помех

			$M=5$		$M=125$
			1	2	3
N_2 — сосредоточенная шумовая	ШИ	1			
	ЛЧМИ	2			
N_3 — узкополосная шумовая	ШИ	3			
	ЛЧМИ	4			
N_4 — монохроматическая	ШИ	5			
	ЛЧМИ	6			
N_5 — комбинированная	ШИ	7			
	ЛЧМИ	8			

Воздействие узкополосной шумовой помехи N_3 ($\Delta f_{N_3} / \Delta f_c = 0,004$) отличается тем (табл. 3; строки 3, 4), что изменения «боковых лепестков» ВКФ характеризуется комбинированным маскирующим и имитирующим ее воздействием с различными пьедесталами для приемников ШИ и ЛЧМИ. Здесь приведены реализации $B(\tau)$ при приеме ШИ, соответствующие $(C/P)_{вх} = -19$ дБ, при котором имитирующее воздействие имеет место в окрестности максимумов пьедестала.

Проявление имитирующего воздействия в этом случае менее эффективно, чем для помехи N_1 , но при этом усложняется задание минимального возможного порога обнаружения. Особенность приемника ШИ (рис. 3б; N_3 при $(C/P)_{вх} = -10$ дБ) состоит в более сильном ослаблении помеховой составляющей ВКФ при увеличении M .

При воздействии монохроматической строки 5, б) равномерные пьедесталы формируются на всем интервале $[\tau_{min}, \tau_{max}]$ с шумовыми

дорожками, которые характеризуют маскирующее воздействие помехи. Уменьшение $(C/P)_{вх}$ до -16 дБ (рис. 3а) для N_4 повышает пьедестали и уширяет шумовую дорожку с ростом ближних «боковых лепестков», превышающих уровень шумовой дорожки. Увеличение количества периодов накопления M от 5 до 125 при фиксированном $(C/P)_{вх}$ характеризуется существенным улучшением формы боковых выбросов ВКФ приемника ШИ (табл. 3: строка 5; рис. 3 а и в) и ослаблением маскирующего воздействия. ВКФ для приемника ЛЧМИ имеет в этом случае более высокий пьедестал и более широкую шумовую дорожку и не зависит от изменения M (табл. 4, строка 6; рис. 3в). Пользуясь $p(B)$ на рис. 3в (для значений $(C/P)_{вх} = -10$ дБ), были рассчитаны приближенные уровни пьедесталов как математическое ожидание (МО) и среднеквадратическое отклонение (СКО) шумовых дорожек от уровня пьедесталов. Так, для приемника ШИ они составили: МО = 79,7 и СКО = 9,7 при $M = 5$; МО = 7,4 и СКО = 3,2 при $M = 125$. В тех же условиях для приемника ЛЧМИ эти параметры, равные МО = 128,7 и СКО = 12,2, не зависят от M .

Маскирующее воздействие комбинированной помехи $N_5 (f_{0N_5} - f_{0c}) = 10$ МГц, $\Delta f_{N_5} / \Delta f_c = 0,37$) на ВКФ (табл. 3, строки 7, 8) имеет сопоставимый характер воздействия для малых значений M и существенное различие при больших M . При этом основной вклад в изменение $B(\tau)$ для приемника ШИ дает шумовая помеха N_3 при $M = 125$, а для приемника ЛЧМИ такое изменение определяется вкладом монохроматической помехи N_4 при $M = 5$ (рис. 3з).

Таким образом, выбирая вид и параметры $((C/P)_{вх}, f_{0c} - f_{0N_j}, \Delta f_{N_j} / \Delta f_c)$ для непрерывных активных помех с $\Delta f_{N_j} / \Delta f_c < 1$, можно в случае РЭП управлять характером поведения боковых выбросов $B(\tau)$ на интервале $[\tau_{min}, \tau_{max}]$, создавая вопреки информационному прогнозу [14] сложную и динамическую (опасную) помеховую обстановку на входе исследуемых широкополосных корреляционных приемников, что требует оперативного анализа.

Проведенный анализ характеров изменений ВКФ при воздействии рассматриваемых видов помех подтвердил необходимость для их количественной оценки применения приведенной в методике исследования совокупности показателей помехоустойчивости.

Следует отметить также подобие результатов анализа изменений ВКФ на выходе приемника шумовых импульсов, полученных в настоящей работе и в [9]. В то же время, приведенные в таблицах 2 и 3 оценки ВКФ получены для отношения $(C/P)_{вх} = -10$ дБ, которое близко к пороговым отношениям $(C/P)_{вх пор}$ в [9] и указывает на наличие аппаратно-программных ограничений и потерь в экспериментальной шумовой импульсной РЛС. Целесообразно использовать оценки

плотностей вероятности $p(B)$ не только для интегрального учета поведения боковых выбросов $B(\tau)$ в целом на интервале $[\tau_{min}, \tau_{max}]$, но и для отдельного их анализа в обл. 2 – 4. Плотности вероятности $p(B)$, рассчитанные по оценкам $B(\tau)$, могут служить информативными и устойчивыми классификационными признаками видов воздействующих помех; для более точного задания порогов обнаружения или их текущего контроля в обл. 2 – 4, а также оценки вероятности ложного обнаружения и пропуска целей в заданном интервале наблюдения по времени запаздывания эхо-импульсов, применительно к конкретным помеховым условиям на входе корреляционных приемников последовательностей шумовых и ЛЧМ импульсов. Следует также отметить, что оценки плотностей вероятности $p(B)$ не всегда являются гауссовыми и это затрудняет применение известных [10] методик оценки показателей формы основного лепестка ВКФ для сильных сигналов и уровня ее боковых выбросов при малых значениях $(C/P)_{вх}$.

3. ОЦЕНКА ПОКАЗАТЕЛЕЙ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ

Зависимости показателей помехоустойчивости исследуемых приемников ШИ и ЛЧМИ для области высокой корреляции ВКФ $B(\tau)$ от вида и параметров сигналов и помех $N_1 - N_5$, $(C/P)_{вх}$ при $M = 125$ представлены на рис. 4, а на рис. 5 проиллюстрировано влияние усреднения ($M = 125$ и $M = 5$) для тех же условий.

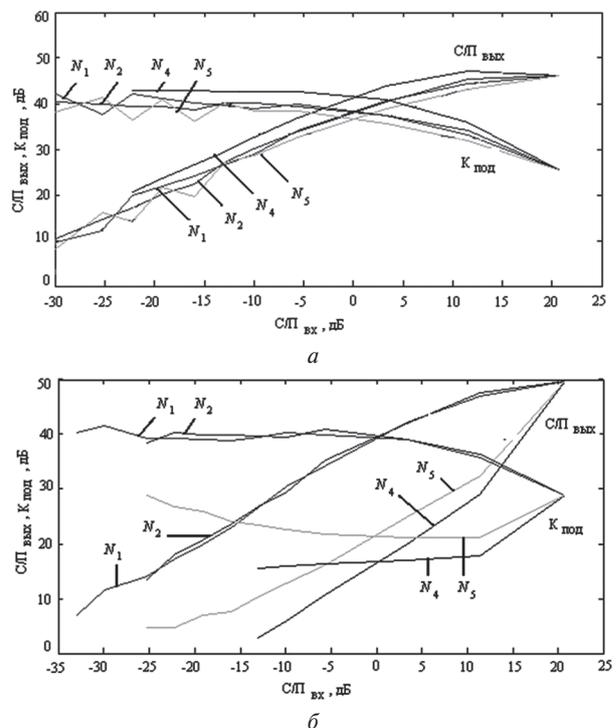


Рис. 4. Зависимости показателей помехоустойчивости корреляционных приемников шумовых (рис. 4а) и ЛЧМ (рис. 4б) импульсов в области основного лепестка ВКФ от $(C/P)_{вх}$ при $M = 125$ и воздействии рассматриваемых видов непрерывных импульсных помех $N_1 - N_5$

Изменения показателей помехоустойчивости при воздействии помех N_1, N_2, N_4, N_5 на приемник ШИ (рис. 4а) и шумовых помех N_1 и N_2 на приемник ЛЧМИ (рис. 4б) показали, что основные лепестки ВКФ для двух рассматриваемых видов сигналов имеют области устойчивости основного лепестка ВКФ при уменьшении $(C/P)_{вх}$ до значений $\sim (0 - 5)$ дБ.

При дальнейшем уменьшении $(C/P)_{вх}$ наблюдается практически линейное уменьшение показателей $(C/P)_{вых}$ с сохранением формы основных лепестков и стабилизация поведения коэффициентов подавления помехи $K_{под}$ независимо от указанных видов помех.

При этом соответствующее увеличение количества периодов накопления с $M = 5$ до $M = 125$ улучшает отношение $(C/P)_{вых}$ для семейства кривых, смещая его вверх и влево примерно на 15 дБ (рис. 5) независимо от их спектральных различий. Подавление основных лепестков в этом случае происходит при значениях $(C/P)_{вх}$ около -35 дБ. Значения $K_{под}$ для крайних установившихся кривых коэффициентов подавления отличаются на $K_{под}() - K_{под}() \approx 5$ дБ.

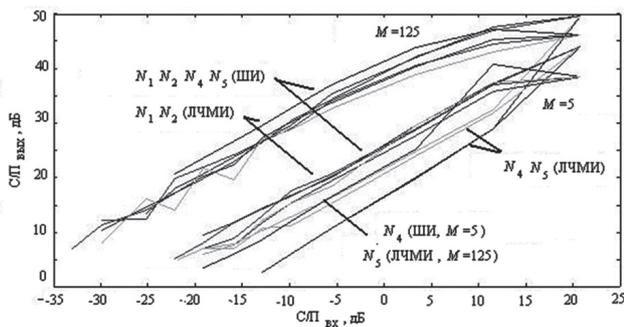


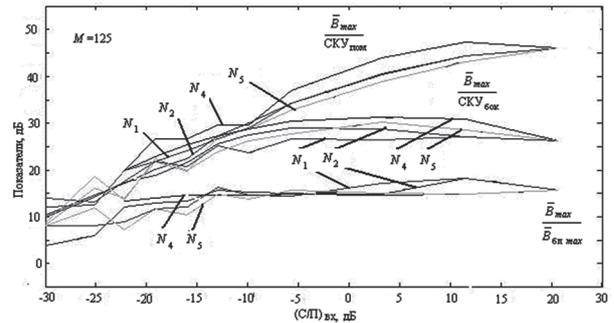
Рис. 5. Зависимости выходного отношения сигнал/помеха корреляционных приемников шумовых и ЛЧМ импульсов от $(C/P)_{вх}$ при $M = 5$, $M = 125$ и воздействии рассматриваемых видов непрерывных импульсных помех $N_1 - N_5$

В то же время, на рис. 4б наблюдаются существенные отличия в поведении показателей $(C/P)_{вх}$ и $K_{под}$ при воздействии одиночной монохроматической помехи N_4 или ее комбинации с шумовой помехой $N_2 - N_5$ на приемник ЛЧМИ. В этом случае происходит резкое ослабление $(C/P)_{вых}$ при уменьшении $(C/P)_{вх}$ ниже 12 дБ, причем при $(C/P)_{вх}$ дБ разность между $(C/P)_{вых}$ для помех N_1, N_2 и $(C/P)_{вых}$ для N_4 составляет приблизительно 20 дБ, а для $N_5 - 15$ дБ. Соответствующие значения $K_{под}(N_5)$ и $K_{под}(N_4)$ отличаются приблизительно на 20 дБ и 25 дБ. Кривые $(C/P)_{вых}$ для значений $(C/P)_{вх} < -12$ дБ при воздействии помех N_5 и N_4 разнесены на 5 дБ. Подавление основных лепестков $B(\tau)$ достигается при значениях $(C/P)_{вх}$ около -15 дБ и -25 дБ, соответственно. Поведение $(C/P)_{вых}$ в этом случае не зависит от M (рис. 5).

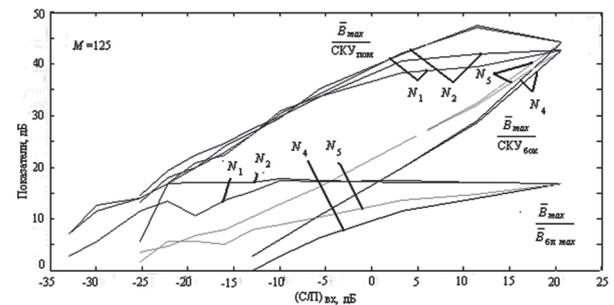
Зависимости показателей помехоустойчивости для области боковых выбросов ВКФ,

представленные на рис. 6, характеризуют, совместно с графиками табл. 3 и рис. 3, различное поведение боковых выбросов $B(\tau)$ в областях 2 - 4 в условиях воздействия помех N_1, N_2, N_4, N_5 с учетом их спектральных различий.

Области устойчивости $\bar{B}_{max}/\bar{B}_{бок max}$, $\bar{B}_{max}/СКУ_{бок}$ с их малыми изменениями (рис. 6а, кривые для обл. 2 и 3) и заметное уменьшение $\bar{B}_{max}/СКУ_{пом}$ (кривая для обл. 4) соответствуют маскирующему воздействию этих помех на приемник ШИ при уменьшении $(C/P)_{вх}$ до -10 дБ (при $M = 125$), а помех N_1, N_2 - на приемник ЛЧМИ (рис. 6б) при уменьшении $(C/P)_{вх}$ до 0 дБ.



а



б

Рис. 6. Зависимости показателей помехоустойчивости корреляционных приемников шумовых (рис. 6а) и ЛЧМ (рис. 6б) импульсов, характеризующих боковые выбросы ВКФ в области: 2 - ближних, 3 - дальних выбросов и 4 - выбросов ее помеховой составляющей от $(C/P)_{вх}$ при $M = 125$ и воздействии рассматриваемых видов непрерывных помех $N_1 - N_5$

На кривых $\bar{B}_{max}/СКУ_{бок}$ от $(C/P)_{вх}$ можно выделить две характерные точки. Первая определяется окончанием пологого участка их изменения и характеризует начало проявления имитирующего воздействия помех. Вторая находится в точках слияния кривых для областей 3, 4 и свидетельствует об уменьшении определяющего вклада сигнальной составляющей ВКФ в поведении ее выбросов для области 3. Далее наблюдается их спад с приблизительно одинаковой крутизной, учитывая встречный характер изменений основного лепестка и боковых выбросов ВКФ. То есть, в качестве оценки условий гарантированного начала порогового проявления имитирующего эффекта для каждого из рассматриваемых видов помех могут служить точки слияния зависимостей показателей $\bar{B}_{max}/СКУ_{пом}$ и $\bar{B}_{max}/СКУ_{бок}$.

Эти условия выполняются при $M = 125$ и снижении $(C/P)_{вх}$ до значений: -15 дБ для приемника ШИ при воздействии N_1, N_2, N_4, N_5 (рис. 6а) и -7 дБ для приемника ЛЧМИ при воздействии N_1 и N_2 (рис. 6б). Уменьшение показателей $\bar{B}_{max} / \bar{B}_{блmax}$ (рис. 6, кривые для обл. 2) до 0, при котором подавляется основной лепесток ВКФ, уточняет значения $(C/P)_{вх}$, определяющих крутизны порогового проявления имитирующих воздействий помех.

Приемник ЛЧМИ более чувствителен к виду помехи и различиям ее спектральных параметров и параметров сигнала, что выражается в специфическом изменении показателей помехоустойчивости и отсутствии областей устойчивости уровней боковых выбросов ВКФ. Так, влияние помех N_4, N_5 на приемник ЛЧМИ (рис. 6б) регистрировалось уже для значений $(C/P)_{вх} \gg 1$ (~ 20 дБ). В этом случае кривые показателей помехоустойчивости $\bar{B}_{max} / SKU_{пом}$, $\bar{B}_{max} / SKU_{бок}$ и $\bar{B}_{max} / \bar{B}_{блmax}$ круто изменяются, не пересекаясь, в отличие от их поведения для предыдущих случаев, когда применялись либо шумовой сигнал, либо шумовая помеха. При этом значения $\bar{B}_{max} / SKU_{бок}$ и $\bar{B}_{max} / \bar{B}_{блmax}$ спадают при уменьшении $(C/P)_{вх}$ практически линейно и с крутизной как у $\bar{B}_{max} / SKU_{пом}$. Значения показателей, не зависят от увеличения количества накаливаемых импульсов M при воздействии монохроматической помехи N_4 , а в случае комбинированной помехи N_5 зависят от M только в части влияния на корреляционную обработку ее шумовой компоненты (табл. 3: строки 6 и 8; рис. 3 в и г). Начало появления имитирующего воздействия помех N_4, N_5 в этом случае более правильно фиксировать точками окончания участка более пологого изменения $\bar{B}_{max} / \bar{B}_{блmax}$ и начала участков наибольшей схожести изменений показателей $\bar{B}_{max} / SKU_{бок}$ и $\bar{B}_{max} / \bar{B}_{блmax}$ (рис. 6б). Пороговые значения входного отношения сигнал-помеха в этом случае оцениваются значениями 5 дБ для N_4 и -5 дБ для N_5 .

Знание этих пороговых значений входного отношения сигнал-помеха $(C/P)_{вх пор}$ при воздействии маскирующей j -ой непрерывной помехи позволяет избежать проявления ее имитирующего воздействия. Следует также отметить, что определение условий возникновения имитирующего воздействия показателей помехоустойчивости на рис. 6 можно дополнить расчетом соответствующей вероятности с использованием плотностей вероятности $p(B)$ распределения значений боковых выбросов $B(\tau)$ в обл. 2 – 4. Оценки пороговых значений входного отношения сигнал-помеха $(C/P)_{вх пор}$ (N_j , вид сигнала) при $M = 125$, и значений $(C/P)_{вх}$, при которых подавляется основной лепесток $B(\tau)$, – начала и конца проявления имитирующего воздействия помех, характеризующих крутизну его порога, приведены в табл. 4.

Характер изменений кривых показателей помехоустойчивости на рис. 4а, 6а для приемника ШИ схож с изменениями аналогичных кривых, полученных в [9], но отличается диапазоном изменения $(C/P)_{вх}$, что указывает на наличие аппаратно-программных ограничений и потерь в исследуемой шумовой импульсной РЛС [9]. В случае воздействия помех N_3 с узким спектром ($\Delta f_{Nj} / \Delta f_c \ll 1$) и снижения $(C/P)_{вх}$ боковые выбросы ВКФ на интервале $[\tau_{min}, \tau_{max}]$ характеризуются тем, что они могут одновременно вызывать имитирующее и маскирующее воздействия помех.

Таблица 4

Пороговые значения входного отношения сигнал/помеха

Вид помехи	$(C/P)_{вх}$, дБ			
	Прием ШИ		Прием ЛЧМИ	
	Нач., $(C/P)_{вх пор}$	Кон.	Нач., $(C/P)_{вх пор}$	Кон.
N_1	-15	-30	-7	-25
N_2	-15	-30	-7	-25
N_4	-15	-35	5	-12
N_5	-15	-22	-5	-20

При этом подавление основного лепестка $B(\tau)$ осуществляется на фоне такого комбинированного воздействия. В связи с этим, для нахождения пороговых значений входного отношения сигнал-помеха требуется предложить методику экспериментального определения вероятности появления имитирующих боковых выбросов $B(\tau)$ на отдельных участках интервала $[\tau_{min}, \tau_{max}]$ с использованием оценок ВКФ и плотностей вероятности $p(B)$ распределения значений боковых выбросов ВКФ.

ВЫВОДЫ

1. Предложена методика компьютерной оценки помехоустойчивости широкополосного корреляционного приемника, которая позволяет более точно определить характер и степень его помехоустойчивости при воздействии активных непрерывных помех с произвольными плотностями распределения, его пороговые значения входного отношения сигнал/помеха, определяющие условия возникновения имитирующего действия рассмотренных видов помех при различном характере изменений основного и боковых выбросов ВКФ. Методика базируется на методах спектрально-корреляционного анализа стационарных эргодических случайных сигналов, использует анализ совокупности показателей изменения формы ВКФ в различных областях ее существования и учет различий между помехой и полезным сигналом. Показатели помехоустойчивости чувствительны к изменению вида полезного сигнала, активной помехи и соотношений их параметров в широких пределах, к количеству и взаимному расположению помех в полосе пропускания приемника, а также к потере оптимальности приемников.

2. Основное преимущество корреляционного приема шумовых сигналов по сравнению с корреляционным приемом ЛЧМ сигналов состоит в его устойчивости к монохроматическим помехам или к ее комбинации с шумовой помехой, что достигается когерентным накоплением выходного сигнала корреляционного приемника и впервые показано в [2, 6].

3. Показан выигрыш в помехоустойчивости корреляционного приемника шумовых импульсов при воздействии непрерывных активных помех, который состоит в: более широком (до 10 дБ) интервале значений входного отношения сигнал–помеха с устойчивым уровнем боковых выбросов ВКФ для всех рассмотренных видов помех (рис. 4 – 6); более низких значениях пороговых входных отношений сигнал–помеха (табл. 4); возможности улучшения показателей помехоустойчивости для области боковых выбросов при увеличении количества периодов когерентного накопления (рис. 5).

4. Полученные зависимости совокупности показателей помехоустойчивости от входного отношения сигнал/помеха, вида помех и соотношения спектральных параметров помехи и полезного сигнала показывают: наличие областей устойчивости формы основного лепестка ВКФ и ее боковых выбросов при уменьшении входного отношения сигнал/помеха до значений $\sim (0...5)$ дБ для приемника шумовых импульсов и до значений $\sim (0...-10)$ дБ для приемника ЛЧМ импульсов; существенный вклад боковых выбросов ВКФ в определение помехоустойчивости рассматриваемых приемников и большое разнообразие их характеров поведения ее боковых выбросов как в различных областях на интервале возможных значений времен запаздывания эхо-сигнала, так и для обоих типов приемников. При воздействии монохроматической и комбинированной помех на приемник ЛЧМ импульсов области устойчивости показателей отсутствуют. Получены значения пороговых входных отношений сигнал/помеха (табл. 4), отделяющие области имитирующего воздействия помех, а также значения входного отношения сигнал/помеха, приводящие к подавлению основного лепестка ВКФ.

5. Для реализации преимуществ шумового сигнала, при проектировании РТС целесообразно применять уплотненные пачки (последовательности) зондирующих импульсов с высокой частотой (коротким периодом) повторения в пачке, поскольку статистическая независимость зондирующих шумовых импульсов устраняет неоднозначность измерения дальности, характерную для РТС с регулярными зондирующими сигналами [1-3].

6. Анализ воздействия мощных активных непрерывных помех на рассматриваемые корреляционные приемники позволяет расположить помехи по признаку уменьшения их опасности для приемника шумовых импульсов в следующем порядке: а) смесь помех шумовой с широким спектром и когерентной монохроматической;

б) шумовые с широкими спектрами; в) шумовая с узким спектром и г) когерентная монохроматическая. В то же время, для приемника ЛЧМ импульсов порядок несколько изменяется — а) смесь помех шумовой с широким спектром и когерентной монохроматической, г) когерентная монохроматическая, б) шумовые с широкими спектрами, в) шумовая с узким спектром.

Полученные результаты могут быть использованы при создании помехоустойчивых корреляционных приемников в шумовых импульсных РТС в различных диапазонах частот. Они являются исходными для более точного определения минимально возможных порогов обнаружения, расчета вероятностей аномальной ошибки при измерении параметров сигнала и показателей качества решения других информационных задач РТС. Предложенная методика может быть применима также для оперативного анализа помеховой обстановки на входе корреляционного приемника, оценки его помехоустойчивости в процессе функционирования импульсной РТС, выявления опасных видов воздействующих помех и адаптации соответствующих средств его радиоэлектронной защиты.

Литература.

- [1] Лукин К. А. Шумовая радарная технология / К. А. Лукин // Радиоп физика и электроника: сб. науч. трудов. Харьков: ИРЭ НАНУ, 1999. — Т. 4, № 3. — С. 105–111.
- [2] Lukin K.A. The principles of Noise Radar Technology // Proceedings of the First International Workshop on the NOISE RADAR TECHNOLOGY, 18–20 Sept. 2002. Yalta, Crimea, UKRAINE, P. 13–22.
- [3] Лукин К. А. и др. Шумовая радарная технология // Прикладная радиоэлектроника, том 8, 2009, №4, С. 510–525.
- [4] Лукин К.А., Могила А.А., Александров Ю.А., Лукина Т.К. Оценка характеристик шумового радара методом функции неопределенности // Радиоп физика и электроника. Харьков. Ин-т Радиоп физики и электроники НАН Украины, 2001. — 6, № 3. — С. 327–337.
- [5] Lukin K.A., Kononov V.M., Mogyla A.A., Scherbakov V.E. Comparative analysis of conventional radar and noise radar performance // Journal of Applied Radio Electronics Kharkov, UKNURE, Vol.4, No. 1, 2005. — P. 31–36.
- [6] Lukin K.A., Mogyla A.A., Kovalenko N.P. and R.P. Kovalenko. Comparative study of SAR image generation using liner FM and Noise waveforms // Proceedings 4th European Conference on Synthetic Aperture Radar, 4–6 June 2002, Cologne, Germany. — P. 511–514.
- [7] Kantsedal V.M., Lukin K.A. Covert Operation of Surveillance Noise Radar // Proceedings of International Radar Symposium IRS 2006, 24–36 May, Krakow, Poland. pp. 477–480.
- [8] Lukin K.A., Kantsedal V.M., Kulyk V.V., Kononov V.M., Suschenko P.G. Results of Computer Imitation Modeling of Immunity of Correlator Affected by Active Continuous Interferences at the Processing of Wideband Noise or LFM Sequences of Pulses // MSMW'07, Kharkov, Ukraine, June 25–30, 2007. Symposium Proceedings. Vol. 1, pp. 487–489.

- [9] Лукин К.А., Канцедал В.М., Кулик В.В., Коновалов В.М., Могила А.А., Паламарчук В.П., Сущенко П.Г. Экспериментальная оценка помехоустойчивости шумового импульсного радиолокатора ближнего действия в условиях воздействия непрерывных активных помех // Радиопизика и електроника Харьков: ИРЭ НАНУ, 2011. – Т.2(16), № 2. – С. 77–89.
- [10] Теоретические основы радиолокации. Под ред. Я.Д. Ширмана. – М.: Советское радио, 1970. – 550 с.
- [11] Радиотехнические системы. Ю.П. Гришин, В.П. Ипатов, Ю.М. Казаринов и др. Под ред. Ю.М. Казаринова. – М.: Высш. шк., 1990. – 496 с.
- [12] Трифонов П.А. Влияние узкополосных помех на пороговые характеристики оценки параметров сверхширокополосных сигналов // Радиотехника (Журнал в журнале – Информационный конфликт в спектре электромагнитных волн № 19), 2007, № 7, С. 33–36.
- [13] A.G. Stove. Using Noise Modulation in Practical Radar Systems - Including a Comparison with FMCW Modulation // Proceedings of 11-th International Radar Symposium IRS-2010, VILNIUS, LITHUANIA JUNE 16-18, 2010. VOLUME 2, pp. 340–343.
- [14] Диксон Р.К. Широкополосные системы. Пер. с англ. / Под ред. В.И. Журавлева. – М.: «Связь», 1979. – 304 с.
- [15] Вакин С.А., Шустов Л.Н. Основы радиопротиводействия и радиотехнической разведки. М., Сов. радио, 1968, 448 с.

Поступила в редколлегию 25.01.2012



Лукин Константин Александрович, доктор физико-математических наук, профессор, Академик АН ПРЭ, IEEE Fellow, заведующий отделом нелинейной динамики электронных систем ИРЭ НАН Украины. Область научных интересов: динамический хаос, генерация и обработка случайных сигналов, широкополосная шумовая радиолокация и радиосвязь.



Канцедал Валерий Михайлович, кандидат технических наук, старший научный сотрудник, старший научный сотрудник отдела нелинейной динамики электронных систем ИРЭ НАН Украины. Область научных интересов: помехозащищенность широкополосной радиолокации, средства радиоэлек-

тронного противодействия радиотехнической разведке и защиты радиолокаторов от активных помех.

УДК 621.396.96: 621.391

Порівняння завадостійкості широкосмугових кореляційних приймачів шумових і ЛЧМ імпульсних радарів за умови впливу різних неперервних активних завад / К.О. Лукін, В.М. Канцедал // Прикладна радіоелектроніка: наук.-техн. журнал. – 2012. Том 11. № 1. – С. 23–34.

Наведені результати аналізу завадостійкості кореляційного прийому послідовностей коротких шумових і ЛЧМ імпульсів з широкими спектрами за умови впливу різних неперервних активних завад. Вивчено характер і ступінь впливу цих завад на вихідні сигнали досліджуваних приймачів при зміні співвідношення ширин спектрів завади і сигналу. Показано, що кореляційний приймач шумових імпульсів має кращі показники завадостійкості в порівнянні з приймачем ЛЧМ сигналів при дії монохроматичної завади або її комбінації з шумовою завадою.

Ключові слова: взаємно-кореляційна функція, шумовий радар, імпульсна радіотехнічна система, завадостійкість, широкосмуговий кореляційний приймач, активна неперервна завада, шумові сигнали.

Табл. 5. Лл. 6. Бібліогр.: 15 найм.

UDC 621.396.96: 621.391

Comparison of interference immunity of correlation receivers for wideband noise and LFM signals at the effect of CW active interferences / K.A. Lukin, V.M. Kantsedal // Applied Radio Electronics: Sci. Journ. – 2012. Vol. 11. № 1. – P. 23–34.

Results of analyzing interference immunity of correlation reception for wideband short noise and LFM pulse trains are presented for the case of different continuous active interferences. The character and the level of effects of these interferences on output signals of the receivers under investigation have been studied when varying the spectrum bandwidths ratios of the radar signal and interference. It is shown that noise pulse correlation receiver has higher interference immunity performance in comparison with LFM signals receiver in case of coherent single frequency interferences or its combination with a wideband noise interferences.

Keywords: cross-correlation function, noise radar, pulse radio system, interference immunity, wideband correlation receiver, active CW interference, noise signals.

Tab. 5. Fig. 6. Ref.: 15 items.

ФОРМИРОВАНИЕ И ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ

УДК 621.396.2.018.424

МЕТОД ФОРМИРОВАНИЯ КВАЗИОРТОГОНАЛЬНЫХ ХАОТИЧЕСКИХ КОДОВЫХ СИГНАЛОВ ДЛЯ СИСТЕМЫ ПЕРЕДАЧИ/ПРИЕМА ДАННЫХ МЕЖДУ ТРАНСПОРТНЫМИ СРЕДСТВАМИ НА АВТОБАНЕ

К.А. ЛУКИН, В.Е. ЩЕРБАКОВ

Предложен новый метод формирования квазиортогональных хаотических кодов, используемых в DSRC-системах передачи/приема данных между транспортными средствами на автобане. Метод разработан на базе дискретного хаотического кодирующего алгоритма рекуррентно-параметрического типа с двумя параметрами запаздывания. Проведено исследование статистических и корреляционных характеристик бинарных псевдослучайных кодов (БПС-кодов), сформированных согласно предложенному методу. Показано, что при соответствующем выборе параметров запаздываний и длины кода хаотический кодирующий алгоритм формирует непериодические сегменты БПС-кодов с равномерным распределением вероятностей, а по статистическим и корреляционным параметрам близким к характеристикам случайного процесса.

Ключевые слова: стандарт DSRC, пространственно-кодовое распределение CDMA каналов, квазиортогональный хаотический код, дискретный кодирующий алгоритм, фазовый портрет, бинарная псевдослучайная последовательность, автокорреляционная и взаимнокорреляционная функция.

ВВЕДЕНИЕ

Ранее авторами данной статьи была запатентована новая идея [1, 2] и позднее разработана новая концепция [3-5] построения самоорганизующейся мультиплексной системы связи между транспортными средствами на автобане (CARs-to-CARs системы), позволяющая осуществить передачу/прием данных между автомобилями, находящимися на 10 полосном автобане в радиусе до 2-х километров.

Основные отличительные особенности предложенной концепции CARs-to-CARs системы состоят в следующем [4]:

1. Концептуально CARs-to-CARs система разработана в рамках стандарта DSRC (Dedicated Short-Range Communications – специализированные системы ближней связи) и предложенного авторами метода мультиплексной передачи данных с множественным доступом, использующего *многочастотную несущую и пространственно-кодовое разделение каналов (MC-S-CDMA)*.

2. Концепция системы основана на применении разработанного авторами *метода формирования квазиортогональных хаотических кодовых сигналов*, имеющих достаточно низкую спектральную плотность мощности излучения и достаточно малые уровни боковых выбросов их автокорреляционных и взаимнокорреляционных функций.

3. *Ключевая идея* построения CARs-to-CARs системы состоит в том, чтобы в системе с кодовым распределением каналов *уникальный код* для каждого транспортного средства ассоциировать не с самим транспортным средством, а с *его текущим положением на автобане* [1, 2].

4. Применение в CARs-to-CARs системе *квазиортогональных хаотических кодовых сигналов* делает возможным создание необходимого числа независимых каналов связи в пределах выделенного частотного диапазона. Эти кодовые сигналы предоставляют также потенциальную возможность организации системы передачи/приема данных *без выделения частотного или временного канала для каждого транспортного средства*, и выполнения приема данных на *беспоисковой основе*.

5. Взаимная синхронизация квазиортогональных хаотических кодовых сигналов при осуществлении *синхронного режима* передачи данных обеспечивается с помощью сигналов GPS. Концепция предусматривает использование *дифференциальной системы GPS* совместно с WAAS (Wide Area Augmentation System – глобальная система распространения дифференциальных поправок), которые дают возможность каждому транспортному средству на автобане определять свое местоположение с точностью от нескольких метров до нескольких дециметров.

Иллюстрационные материалы особенностей концепции, подробно поясняющие авторскую идею и новый подход к построению CARs-to-CARs системы, а также ее основные технические характеристики приведены в работе [4].

Целью данной работы является разработка метода формирования квазиортогональных хаотических кодовых сигналов, используемых при практической реализации системы передачи/приема данных между транспортными средствами на автобане (CARs-to-CARs системы), и исследование статистических и корреляционных характеристик БПС-кодов, сформированных согласно методу.

1. ФОРМИРОВАНИЕ КВАЗИОРТОГОНАЛЬНЫХ ХАОТИЧЕСКИХ КОДОВЫХ СИГНАЛОВ

Одна из проблем, возникающих при разработке системы передачи/приема данных между транспортными средствами на автобане (CARs-to-CARs системы), состоит в трудности генерирования большого объема ансамблей действительно случайных двоичных, в том числе бинарных, последовательностей.

Известно [11] довольно много алгоритмов генерации псевдослучайных последовательностей (ПСП). На практике для генерации ПСП, как правило, используются рекуррентные алгоритмы. Двоичные последовательности на основе рекуррентных соотношений достаточно легко реализуются на ЭВМ в виде программ и схематически на основе быстродействующих многоуровневых двоичных сдвиговых регистров. Таким образом могут быть построены, например, так называемые М-последовательности. Однако самый большой недостаток данного метода — отсутствие математического аппарата, позволяющего получать алгебраические многочлены, порождающие последовательности максимального периода сколь угодно большой степени. Кроме того, их статистические свойства, как правило, далеки от свойств действительно случайного сигнала.

При разработке и практической реализации CARs-to-CARs системы очень важен выбор вида бинарных ПСП, удовлетворяющих требованиям не только хороших авто- и взаимокорреляционных свойств, но и большому набору значений их длин и в особенности больших объемов ансамблей кодовых сигналов [4, 6].

Известные классы ПСП как линейных (М-последовательности, последовательности Адамара, Голда, Касами и др.), так и нелинейных (последовательности Лежандра, бент-последовательности и др.) не удовлетворяют некоторым из перечисленных выше требований [12].

В последние годы в связи с бурным развитием возможностей цифровой техники эффективное кодирование информации осуществляется псевдослучайными последовательностями, сформированными при помощи алгоритмов реализуемых в виде программ. В свою очередь, развитие методов вычислительной математики привело к созданию специальных алгоритмов генерации последовательностей, так называемых псевдослучайных чисел, при разработке которых особое место занимают методы формирования хаотических целочисленных последовательностей, определенных на ограниченном интервале множества целых чисел.

Требования, предъявляемые к свойствам последовательности псевдослучайных чисел

Основные требования, предъявляемые к последовательностям псевдослучайных чисел (ППСЧ) [7, 9] следующие:

1) *высокое качество* — ППСЧ по статистическим критериям должна быть близка к случайному процессу и иметь возможно более длинный период;

2) *эффективность* — алгоритм формирования ППСЧ должен быть быстрым и занимать возможно меньший объем памяти;

3) *воспроизводимость* — при точном воспроизведении начальных условий алгоритма должна формироваться одна и та же ППСЧ на реализациях любой длительности, а незначительные изменения в начальной процедуре должны приводить к генерации качественно различных последовательностей;

4) *простота* — формула алгоритма должна быть проста в реализации и использовании.

Требования, предъявляемые к бинарным ПСП для CARs-to-CARs системы

Основные требования, предъявляемые к бинарным псевдослучайным последовательностям [6, 8, 11], которые могут быть использованы при практической реализации CARs-to-CARs системы, следующие:

1) бинарная последовательность должна быть сбалансированной, т.е. число «+1» отличается от числа «-1» не более чем на единицу;

2) вероятность появления блока из k одинаковых символов должна быть близка к $p(k) = 1/2^k$;

3) объем ансамбля бинарных последовательностей должен быть максимально большим;

4) автокорреляционная функция бинарной последовательности должна иметь один узкий пик и малые боковые выбросы;

5) должен быть обеспечен малый уровень взаимной корреляции между различными бинарными последовательностями;

6) бинарные последовательности должны быть воспроизводимы на приемном конце CARs-to-CARs системы, т.е. должна быть обеспечена возможность «точного» повторения генерируемой бинарной последовательности путем задания одних и тех же начальных условий;

7) должна быть обеспечена не слишком большая, приемлемая сложность формулы кодирующего алгоритма для его практической реализации.

2. ДИСКРЕТНЫЙ ХАОТИЧЕСКИЙ КОДИРУЮЩИЙ АЛГОРИТМ ФОРМИРОВАНИЯ БИНАРНЫХ ПСЕВДОСЛУЧАЙНЫХ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТЕЙ

На основе математической модели генерации автоколебаний в одномерном резонаторе с нелинейно отражающей поверхностью, динамика поля в котором описывается системой функционально-разностных уравнений с двумя запаздываниями [10] был разработан и

исследован дискретный хаотический кодирующий алгоритм формирования бинарных псевдослучайных последовательностей, который может быть отнесен к классу алгоритмов рекуррентно-параметрического типа с двумя параметрами запаздывания. Ранее на базе модели кольцевой автоколебательной системы с амплитудно-фазовой нелинейностью, фильтрацией и запаздыванием были рассмотрены алгоритмы генерации ПСП с помощью разностных уравнений с одним запаздыванием [12, 13].

Дискретный хаотический кодирующий алгоритм построен на основе дискретного функционального преобразования (отображения) с двумя запаздываниями, которое в самом общем виде записывается следующим образом:

$$X_n = F(X_{n-q}, X_{n-Q}, q, Q, M), \quad (1)$$

где X_n , X_{n-q} и X_{n-Q} – вычисляемые и задаваемые члены формируемой хаотической числовой последовательности на n -м шаге; n , q , Q , M – целые числа натурального ряда; $M = 2, 3, 4, \dots$, $Q = 2, 3, 4, \dots$; $n \geq Q + 1$; $1 \leq q < Q$; q и Q – первый и второй параметры запаздывания.

При $q < Q$ величина запаздывания Q определяет количество членов числовой последовательности $X_{n-1}, X_{n-2}, \dots, X_{n-Q}$, по которым в самом общем случае пересчитывается значение X_n согласно (1) и которые, следовательно, должны быть заданы в качестве начальных условий на первом шаге итерационного процесса генерации кодов; $F(X)$ – функция, которая описывает нелинейное хаотическое, в общем случае, преобразование начальных значений электромагнитного поля либо в автогенераторной резонаторной задаче с нелинейным отражением [10], либо в усилительных системах с запаздывающей обратной связью [12, 13].

Далее авторами был рассмотрен и исследован наиболее простой из возможных вариантов дискретного хаотического кодирующего алгоритма типа (1), для которого нелинейная функция F задана в виде линейного разностного уравнения с двумя запаздываниями, но с ограничением значений переменной по модулю M

$$X_n = \begin{cases} X_{n-q} + X_{n-Q} & \text{если } X_{n-q} + X_{n-Q} \leq M \\ X_{n-q} + X_{n-Q} - M & \text{иначе.} \end{cases} \quad (2)$$

Из теории функционально-разностных уравнений следует, что уравнение (2) с двумя запаздываниями эквивалентно системе Q уравнений с единичным запаздыванием. При этом дискретный алгоритм (2) определен на ограниченном множестве M целых чисел натурального ряда, принадлежащих замкнутому числовому интервалу $[1, M]$. При $q < Q$ фазовое пространство отображения (2) имеет размерность Q . Число состояний системы в фазовом пространстве для алгоритма, определенного на ограниченном

дискретном множестве, конечно и равно M^Q . Из (2) видно, что в процессе формирования хаотической числовой последовательности $\{X_n\}$ к значениям X_n превышающим M применяется операция возврата $X_n \rightarrow X_n - M$, реализуя тем самым, нелинейное преобразование переменной X_n аналогично тому, как это делается в известном алгоритме сдвига Бернулли. Поэтому отображение (2) можно классифицировать как реализацию отображения типа сдвиг Бернулли, но в многомерном фазовом пространстве. Понятно, что в нашем случае алгоритм генерации ортогональных кодов оказывается гораздо эффективнее и богаче по своим возможностям генерации требуемого количества ортогональных кодов в разнообразных ситуациях.

Формирование бинарной псевдослучайной последовательности осуществлялось путем клиппирования многоуровневой хаотической числовой последовательности относительно некоторого порогового значения равного $M/2$ в соответствии со следующим правилом:

$$Y_n = \begin{cases} -1, & \text{если } X_n \leq \frac{M}{2} \\ 1, & \text{если } X_n > \frac{M}{2}. \end{cases} \quad (3)$$

Поскольку каждое состояние автоколебательной системы дискретного алгоритма определено на конечном и ограниченном множестве целых чисел, то система рано или поздно попадает в первоначальное состояние и процесс становится периодическим. До выхода на период формируемая бинарная последовательность $\{Y_n\}$ является псевдослучайной. Появление периода в последовательности $\{Y_n\}$ фиксировалось при точном повторении начальных условий $X_{n-1}, X_{n-2}, \dots, X_{n-Q}$.

3. РЕЗУЛЬТАТЫ РАБОТЫ АЛГОРИТМА

Предложенный дискретный хаотический кодирующий алгоритм формирует практически некоррелированную хаотическую числовую последовательность с распределением вероятностей, близким к равномерному. На рис. 1, 2, 3, 4 представлены проекции фазовых портретов отображений хаотической числовой последовательности (ХЧП), полученные при заданных значениях параметров M , Q , q , и им соответствующие периоды повторения ХЧП (Period).

Ниже, в табл. 1 и табл. 2, представлен некоторый спектр периодов бинарных псевдослучайных последовательностей, которые были получены при разных значениях параметров M , Q , q .

В табл. 3 представлены периоды бинарных псевдослучайных последовательностей (БПС), которые были отобраны для формирования бинарных псевдослучайных кодов (БПС-кодов).

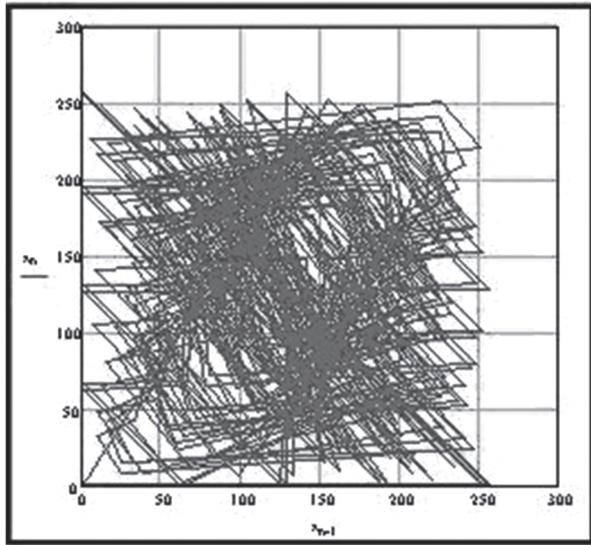


Рис. 1. Проекция фазового портрета отображений ХЧП при $M=256$, $Q=2$, $q=1$; Period=384

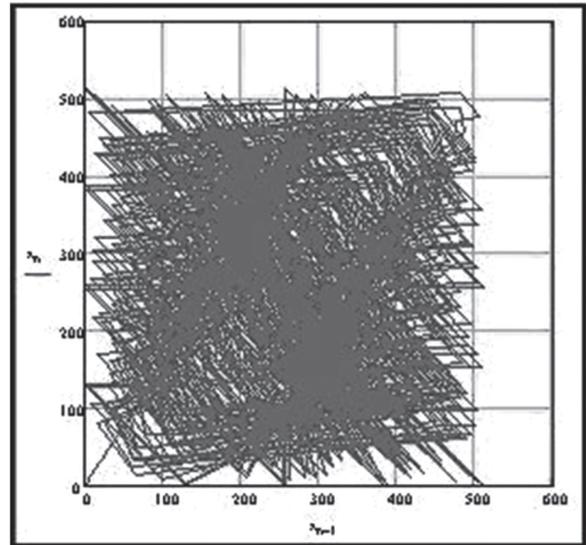


Рис. 3. Проекция фазового портрета отображений ХЧП при $M=512$, $Q=2$, $q=1$; Period=768

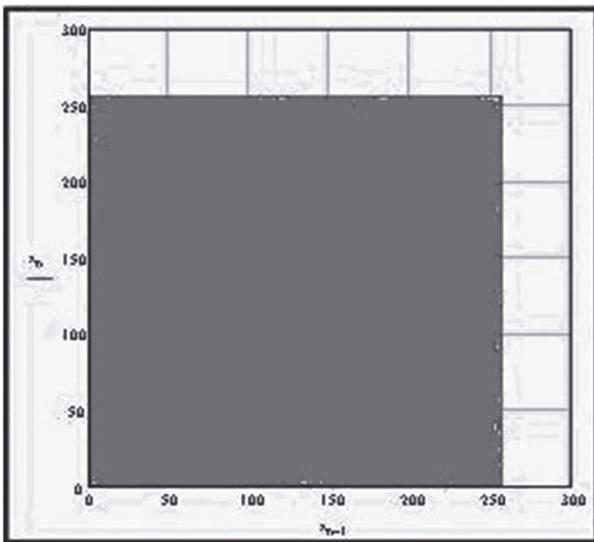


Рис. 2. Проекция фазового портрета отображений ХЧП при $M=256$, $Q=7$, $q=1$; Period=16256

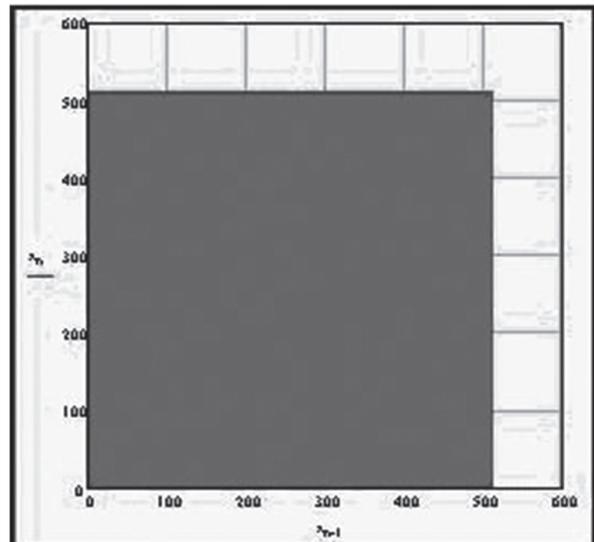


Рис. 4. Проекция фазового портрета отображений ХЧП при $M=512$, $Q=7$, $q=1$; Period=32512

Таблица 1

		Period/Ncodes при $M=256$									
Q/q	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	
2	384/3										
3	896/7	896/7									
4	1920/15	768/6	1920/15								
5	2688/21	3968/31	3968/31	2688/21							
6	8064/63	1792/14	1152/9	1792/14	8064/63						
7	16256/127	11904/93	16256/127	16256/127	11904/93	16256/127					
8	8064/63	3840/30	27776/217	1536/12	27776/217	3840/30	8064/63				
9	9344/73	59520/465	2688/21	65408/511	65408/511	2688/21	59520/465	9344/73			
10	113792/889	5376/42	130944/1023	7936/62	1920/15	7936/62	130944/1023	5376/42	113792/889		
11	196224/1533	262016/2047	249984/1953	196224/1533	76160/595	76160/595	196224/1533	249984/1953	262016/2047	196224/1533	

Таблица 2

Period/Ncodes при M=512										
Q/q	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
2	768/6									
3	1792/14	1792/14								
4	3840/30	1536/12	3840/30							
5	5376/42	7936/62	7936/62	5376/42						
6	16128/126	3584/28	2304/18	3584/28	16128/126					
7	32512/254	23808/186	32512/254	32512/254	23808/186	32512/254				
8	16128/126	7680/60	55552/434	3072/24	55552/434	7680/60	16128/126			
9	18688/146	119040/930	5376/42	130816/1022	130816/1022	5376/42	119040/930	18688/146		
10	227584/1778	10752/84	261888/2046	15872/124	3840/30	15872/124	261888/2046	10752/84	227584/1778	
11	392448/3066	524032/4094	499968/3906	392448/3066	152320/1190	152320/1190	392448/3066	499968/3906	524032/4094	392448/3066

Таблица 3

Period								
M	256	512			1024			2048
q/Q	7	6	7	8	6	7	8	6
1	16256	16128	32512	16128	32256	65024	32256	64512
2								
3	16256		32512			65024		
4	16256		32512			65024		
5		16128			32256			64512
6	16256		32512			65024		
7				16128			32256	

4. СТАТИСТИЧЕСКИЕ И КОРРЕЛЯЦИОННЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ БПС-КОДОВ

Оценка статистических и корреляционных характеристик бинарных псевдослучайных последовательностей, отобранных для формирования БПС-кодов, была проведена только для БПСП, представленных в табл. 3.

Компьютерное моделирование показало, что при соответствующем выборе параметров M, Q, q (согласно табл. 3) дискретный хаотический кодирующий алгоритм формирует бинарную псевдослучайную последовательность с распределением вероятностей, близким к равномерному $p(x) = 1/M$.

Подсчет блоков из k одинаковых импульсов на реализации из 16128 (16256, 32256, 32512, 64512 и 65024) бинарных элементарных импульсов соответственно показал, что вероятность появления блоков полностью подчиняется закону $p(k) = 1/2^k$.

Оценка корреляционных характеристик БПС-кодов, сформированных согласно предложенному методу, проводилась на основе анализа 126 (127, 252, 254, 504 и 508) сегментов размером 128 импульсов, последовательно генерируемых дискретным алгоритмом без какого-либо отбора,

в том числе и без отбора по сбалансированности кодов.

Максимальные значения уровней боковых выбросов автокорреляционной и взаимнокорреляционной функций произвольных 128-чиповых сегментов БПС-кодов не превышали значений

$$(1,4 \div 2,4) / \sqrt{N} = 0,12 \div 0,21 \text{ для } N = 128,$$

что соответствует разбросу максимальных уровней боковых выбросов корреляционных функций случайных последовательностей с равномерным распределением вероятностей [8, 9, 11].

На рис. 5, 6 и рис. 7, 8 представлены соответственно автокорреляционная и взаимнокорреляционная функции некоторых БПС-кодов.

Для оценки величины объема системы квазиортогональных бинарных кодовых сигналов был проведен анализ 128-чиповых сегментов БПС-кодов, сформированных согласно методу.

Анализ показал, что формируемый ансамбль БПС-кодов (Ncodes в табл. 1 и 2) действительно является большим, т.е. объем его, как правило, значительно превышает базу БПС-кода ($N=128$). Его величина, по меньшей мере, в несколько раз превышает объем системы сигналов M-последовательности, которые до настоящего времени обычно широко использовались в качестве кодирующих сигналов.

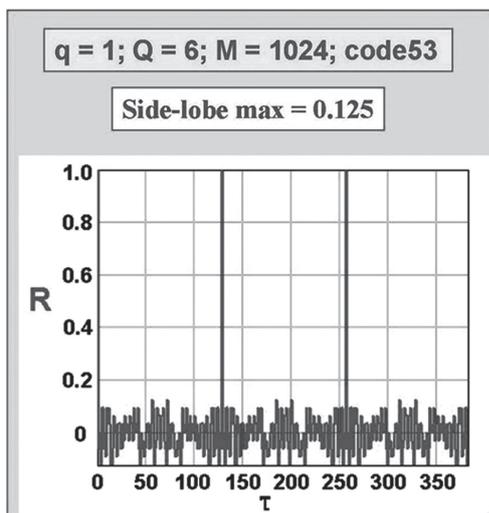


Рис. 5. Автокорреляционная функция БПС-кода №53 длиной $N=128$ для 3-х периодов кода

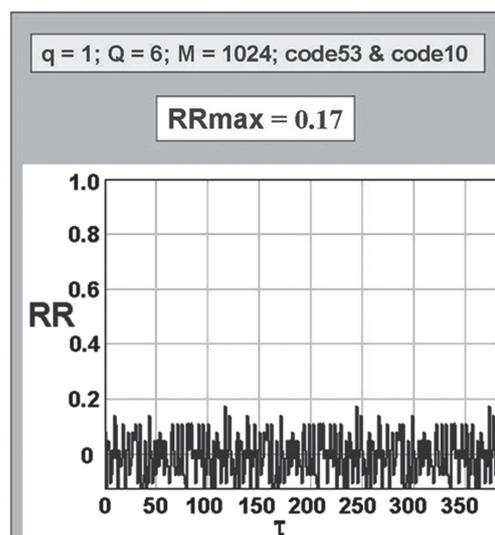


Рис. 8. Взаимокорреляционная функция БПС-кодов №53 и №10 длиной $N=128$ на интервале 3-х периодов повторения этих кодов

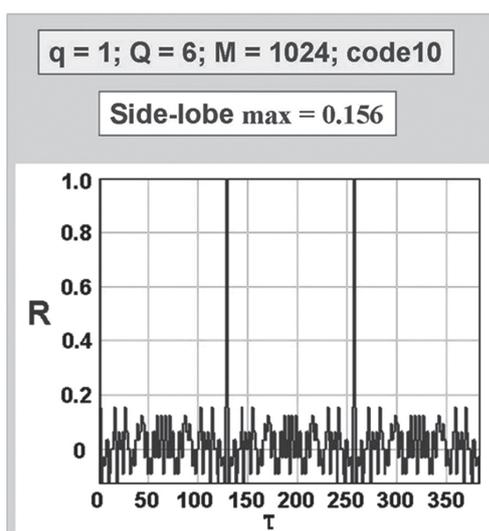


Рис. 6. Автокорреляционная функция БПС-кода №10 длиной $N=128$ для 3-х периодов кода

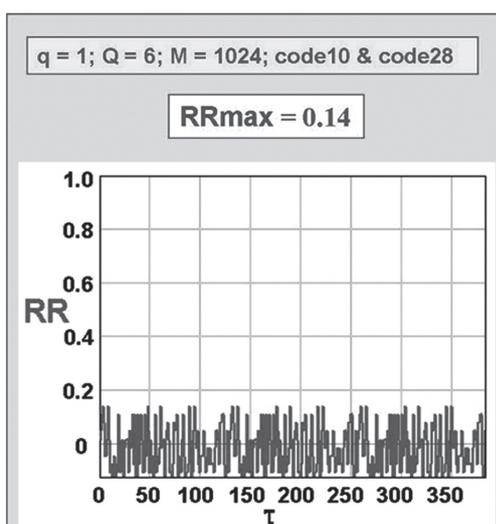


Рис. 7. Взаимокорреляционная функция БПС-кодов №10 и №28 длиной $N=128$ на интервале 3-х периодов повторения этих кодов

ВЫВОДЫ

1. Предложен новый метод формирования квазиортогональных хаотических кодовых сигналов, используемых при практической реализации CARs-to-CARs системы. Метод разработан на базе дискретного хаотического кодирующего алгоритма рекуррентно-параметрического типа с двумя параметрами запаздывания, позволяющего сформировать практически «неограниченное» семейство квазиортогональных бинарных кодовых сигналов.

2. Компьютерным моделированием исследована и проанализирована структура фазового пространства предложенного алгоритма. Найден спектр периодов циклических траекторий в фазовом пространстве, различающихся параметрами запаздывания. Проведено исследование статистических и корреляционных характеристик БПС-кодов, сформированных согласно методу.

3. Моделирование показало, что при соответствующем выборе параметров запаздываний и длины кода предложенный дискретный хаотический кодирующий алгоритм формирует БПС-коды с распределением вероятностей, близким к равномерному $p(x)=1/M$.

4. Корреляционные характеристики 128-чиповых сегментов БПС-кодов, сформированных дискретным хаотическим кодирующим алгоритмом, соответствуют корреляционным характеристикам случайного процесса с равномерным распределением вероятностей.

5. Показано, что квазиортогональные бинарные кодовые сигналы, сформированные согласно предложенному методу, полностью удовлетворяют требованиям, предъявляемым к кодирующим сигналам для CARs-to-CARs системы.

Литература.

- [1] *Konstantin Lukin, David Breed et. al.* Patent USA No.: US 6, 720, 920 B2, April 13, 2004.

- [2] *Konstantin Lukin, David Breed et. al.* Patent USA No.: US 7, 110, 880 B2, September 19, 2006.
- [3] *Konstantin Lukin, Valery Scherbakov, Vladimir Kononov, Ryan Breed.* Dedicated Short-Range Communication System for Vehicle-to-Vehicle Data Transmission on the Basis of Chaotic Waveform codes (DSRC-VVDT). // Proceedings of 16 International Conference on Microwaves, Radar and Wireless Communications – MIKON-2006, Krakow, Poland, May 22 – 24, 2006, Vol. 1, pp. 442 – 445.
- [4] *К.А. Лукин, В.Е. Щербаков, В.М. Коновалов, Д.С. Брид.* Метод построения самоорганизующейся системы связи между транспортными средствами на автобане. *Радиоелектронні і комп'ютерні системи*, №6 (25), 2007, Харків «ХАІ», с. 238 – 244.
- [5] *К.А. Лукин, В.Е. Щербаков, В.М. Коновалов, Д.С. Брид.* New Concept of Multiplex Broadband Wireless Communication for Vehicle-to-Vehicle Data Transmission on Highways. // Proceeding of the Sixth International Kharkov Symposium on Physics and Engineering of Microwaves, Millimeter and Submillimeter Waves – MSMW'07, Kharkov, Ukraine, June 25 – 30, 2007, Vol. 2, pp. 852 – 854.
- [6] *В.Е. Щербаков, К.А. Лукин.* Моделирование системы передачи/приема данных между транспортными средствами на автобане. *Радиоелектронні і комп'ютерні системи*, №7 (41), 2009, Харків «ХАІ», с. 288 – 294.
- [7] *Кнут Д.* Искусство программирования. Т.2. Получисленные алгоритмы = The Art of Computer Programming, vol.2. Seminumerical Algorithms. 3-е изд. М.: «Вильямс», 2007. С. 832.
- [8] *Hayes Brian* // American Scientists. 1999. V.87. №4. P. 296.
- [9] *Каханер Д., Моулер К., Нэш С.* Числовые методы и программное обеспечение. М.: Мир, 2001. С. 575.
- [10] *К.А. Лукин, Ю.Л. Майстренко, А.Н. Шарковский, В.П. Шестопалов.* Метод разностных уравнений в резонаторной задаче с нелинейным отражателем. 1989, ДАН СССР, т.309, с.327-331.
- [11] *Варакин Л.Е.* Системы связи с шумоподобными сигналами. М.: Радио и связь, 1985.
- [12] *Ю.В. Гуляев, Р.В. Беляев, Г.М. Воронцов, Н.Н. Залогин, В.И. Калинин, Э.В. Кальянов, В.В. Кислов, В.Я. Кислов, В.В. Колесов, Е.А. Мясин, Е.П. Чигин.* Информационные технологии на основе динамического хаоса для передачи, обработки, хранения и защиты информации. *Радиотехника и электроника*, 2003, т. 48, № 10. с. 1157 – 1185.
- [13] *Ю.В. Гуляев, В.Я. Кислов, В.В. Кислов, В.И. Калинин, В.В. Колесов, Р.В. Беляев, Г.М. Воронцов.* Широкополосные телекоммуникационные средства с кодовым разделением каналов на основе хаотических сигналов. *Радиотехника*, 2002, № 10, с. 3 – 15.

Поступила в редколлегию 20.01.2012

Лукин Константин Александрович, доктор физико-математических наук, профессор, IEEE Fellow, заведующий отделом нелинейной динамики электронных систем ИРЭ НАН Украины. Область научных интересов: динамический хаос, генерация и обработка случайных сигналов, широкополосная шумовая радиолокация и радиосвязь.



Щербаков Валерий Евгеньевич, ведущий инженер-исследователь отдела нелинейной динамики электронных систем ИРЭ НАН Украины. Область научных интересов: широкополосная радиолокация и радиосвязь, синтез и обработка хаотических и псевдослучайных сигналов.

УДК 621.396.2.018.424

Метод формування квазиортогональних хаотичних кодових сигналів для системи передачі/прийому даних між транспортними засобами на автобані / К.О. Лукін, В.Е. Щербаков // Прикладна радіоелектроніка: наук.-техн. журнал. – 2012. Том 11. № 1. – С. 35-41.

Запропонований новий метод формування квази-ортогональних хаотичних кодів, що використовуються в DSRC системах передачі/прийому даних між транспортними засобами на автобані. Метод розроблений на базі дискретного хаотичного кодуемого алгоритму рекурентно-параметричного типу з двома параметрами запізнювання. Проведено дослідження статистичних та кореляційних характеристик бінарних псевдовипадкових кодів (БПВ-кодів), сформованих згідно запропонованому методу. Показано, що при відповідному виборі параметрів запізнювань і довжини кода хаотичний кодуемый алгоритм формує неперіодичні сегменти БПВ-кодів з рівномірним розподілом ймовірності, а по статистичних та кореляційних параметрах близьких до характеристик випадкового процесу.

Ключові слова: стандарт DSRC, просторово-кодовий розподіл CDMA каналів, квазиортогональний хаотичний код, дискретний кодуемый алгоритм, фазовий портрет, бінарна псевдовипадкова послідовність, автокореляційна та взаємкореляційна функція.

Табл. 3. Іл. 8. Бібліогр.: 13 найм.

UDC 621.396.2.018.424

A method of forming quasiorthogonal chaotic code signals for the data transmission/reception system between vehicles on highway / K.A. Lukin, V.E. Scherbakov // Applied Radio Electronics: Sci. Journ. – 2012. Vol. 11. № 1. – P. 35-41.

A new method for generating quasi-orthogonal chaotic codes is suggested which are applied in the data transmit/receive units of the DSRC systems for cars on a highway. The method is based upon a discrete chaotic encoding algorithm of recurrent-parametric type with two delay parameters. Statistical and cross-correlation properties of binary pseudorandom codes (BPR-codes) generated according to the method suggested have been studied in detail. It is shown that at the proper choice of the delay parameters and the code length the chaotic encoding algorithm generates non-periodic segments of BPR-codes having a uniform distribution while its statistical and crosscorrelation parameters are close to those of a truly random process.

Keywords: DSRC standard, space-coded allocation of CDMA channels, quasiorthogonal chaotic code, discrete encoding algorithm, map phase portrait, binary pseudorandom sequence, autocorrelation and cross-correlation functions.

Tab. 3. Fig. 8. Ref.: 13 items.

МЕТРИЧЕСКАЯ КЛАССИФИКАЦИЯ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ МЕТОДА БЛИЖАЙШИХ СОСЕДЕЙ НА ОСНОВЕ ОПИСАНИЙ В ВИДЕ МНОЖЕСТВ ПРИЗНАКОВ

Н.В. ГОРОХОВАТСКАЯ

Исследуются возможности и свойства метода ближайших соседей в задаче метрической классификации видео-объектов, представленных описаниями в виде множества признаков. Приводятся результаты вычислительных экспериментов для различных баз данных, анализируются варианты и особенности применения подхода.

Ключевые слова: метрическая классификация, метод ближайшего соседа, описание в виде множества признаков, вероятность правильной классификации.

ВВЕДЕНИЕ

Решение прикладных задач распознавания образов часто сводится к отнесению анализируемого описания к некоторому классу [1–4]. Одним из эффективных практических подходов к распознаванию видео-объектов в компьютерном зрении есть сопоставление анализируемого описания с конечным набором эталонных описаний. Эти подходы называют метрическими [5]. Основу метрического подхода составляет построение описаний и синтез меры подобия для оценки их близости. Прикладные задачи такого плана встречаются в системах распознавания движущихся объектов [6] и метрического поиска в базах видеоинформации [7].

В ряде применений описание видео-объекта представляют как множество векторов с вещественными компонентами [2,3]. Это могут быть структурные описания в виде множеств дескрипторов характерных признаков (ХП), сформированных в результате применения технологий типа SIFT, SURF [2]. В системах распознавания на основе проекционных признаков объекты описывают в виде множества числовых функций или векторов. В этих пространствах метрическая классификация сводится к вычислению и оптимизации значения меры для сравнения конечных множеств на основе анализа подобия их элементов.

1. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Традиционная задача классификации состоит в следующем [5]. Имеется пространство объектов и конечное множество имен классов J . На множестве Z задана функция расстояния $\rho_Z: Z \times Z \rightarrow [0, \infty)$. Существует зависимость $j: Z \rightarrow J$, значения которой известны только на объектах заданного подмножества $Z^h \in Z$ в виде набора $Z^h = (z_i, j_i)_{i=1}^h$, $z_i \in Z^h$, $j_i = j(z_i)$, $j_i \in J$. Требуется построить отображение (метод классификации) $c: Z \rightarrow J$, аппроксимирующее зависимость $j(z)$ на все множество Z .

В соответствии с этим рассмотрим описание V анализируемого визуального объекта в

виде конечного множества $V = \{v_i\}_{i=1}^m$ элементов, где m – число элементов в описании, $V = S \times U$, $v_i = (s_i, u_i)$, S – множество пространственных характеристик, $s_i \in S$, $u_i \in U$, $U \subseteq R^n$, R^n – n -мерное вещественное векторное пространство. Например, для признаков SURF значение $n=64$, $u_i \in [-1, 1]$. Элементы $s_i \in S$ – это также числовые векторы конечной размерности, как правило, значительно меньшей n . В частности, для структурных признаков – это координаты $s_i = (x_i, y_i)$ или более сложные признаки типа аффинных инвариантов $s_i = f(\{x_i, y_i\})$ (f – некоторая функция построения признаков) [8]. Для проекционных признаков s_i равно непосредственно углу проецирования ϕ_i , $s_i = \phi_i$, или некоторой функции $s_i = f(u_i, \phi_i)$ от угла и значения признака [2].

Метрическая классификация объекта на основе описания V есть отображение $\mathfrak{R}: V \rightarrow \{V(j)\}$, где $\{V(j)\}_{j=1}^J$ – конечное множество эталонных описаний (база видеоданных), и реализуется через решение задачи оптимизации

$$c(V) = \arg \max_{j \in \{1, \dots, J\}} \mathfrak{R}[V, V(j)], \quad (1)$$

где $\mathfrak{R} \in R^1$ – мера подобия, $c(V)$ – класс объекта. Известные методы сопоставления описаний сосредотачиваются на вычислении и оптимизации по параметру j значения доли элементов описания V , нашедших соответствие (эквивалентность) в j -м эталоне [6–9].

Для определенности рассмотрим элементы пространства U . В качестве критерия при сопоставлении отдельных элементов $u_i \in U$ используем некоторую метрику $\rho(u_i, u_k)$, оценивающую различие u_i, u_k , $u_i \in U_1$, $u_k \in U_2$. Основным источником информации для анализа подобия и классификации есть матрица $\wp = \{\rho(u_i, u_k)\}$ соответствующих размеров.

Двумя главными факторами, от которых в решающей степени зависит качество классификации, как известно, являются подобие элементов внутри классов и различия между элементами

разных классов [3, 4]. В статистической теории классификации эти факторы отражаются значениями критериев внутриклассового разброса и межклассовых расстояний. В связи с этим будем различать две принципиально разных модели метрической классификации видео-объектов:

а) элементы внутри одного эталонного класса однородны (примерно одинаковы), и их различие связано лишь со случайными отклонениями в виде флуктуационных помех аддитивного типа;

б) эталонные классы состоят из конечных наборов данных, причем отдельные элементы могут быть близкими для разных эталонных классов.

При решении задач на основе второй модели учитывается состав эталонных множеств, что существенно сложнее и требует дополнительной обработки.

Задачи компьютерного зрения в большей степени описываются второй моделью и специфичны в том плане, что распределения признаков в пространстве U обычно неизвестны и бывают достаточно близкими для разных классов, а описания классов заданы в виде непосредственного представителя (эталона) или конечного множества как описания эталона. Именно для таких ситуаций представляется эффективным применение метода ближайших соседей [1,5]. Использование решений, опирающихся на представителей из эталонных классов, более эффективно, чем решение, основанное на одном представителе (хотя и самом близком в некотором аспекте). Появляется новая возможность интегрированного анализа решений соседей, что может быть использовано для улучшения качества классификации. Метод ближайших соседей может быть применен как к множеству элементов $u_i \in U$, так и непосредственно к множеству описаний $U(j)$ базы распознавания.

Цель работы – применение метода ближайших соседей при решении задач метрической классификации видео-объектов по их описаниям в виде множеств и исследование свойств метода в сравнительном аспекте с другими подходами.

Задачи исследования состоят в формализации процесса применения метода ближайших соседей в задачах классификации, проведении экспериментальных исследований для определения эффективности работы метода, а также анализе вариантов метода с точки зрения качества классификации.

2. ФОРМАЛИЗАЦИЯ И ПАРАМЕТРИЗАЦИЯ МЕТОДА КЛАССИФИКАЦИИ

Метод k ближайших соседей (КБС) относят к непараметрическим решающим процедурам, где без явного применения вероятностных оценок строятся решающие функции об отнесении объекта к классу [3, 5]. Суть метода КБС применительно к нашей задаче заключается в выделении среди всех имеющихся наблюдений базы некоторого числа k априорно известных объектов

(k ближайших соседей), похожих на новый неизвестный ранее объект с точки зрения расстояния $\rho(u_i, u)$ между элементами. На основе значений классов ближайших соседей выносится решение относительно нового объекта.

Если в пространстве, где осуществляется классификация, рассмотреть ячейку (шар) некоторого объема вокруг анализируемого объекта, в которой находится d объектов известных классов, причем d_i из которых принадлежит классу i , $d = \sum_i d_i$, то значение d_i / d можно считать оценкой апостериорной вероятности того, что состояние природы для анализируемого объекта есть класс i . Размер ячейки есть либо функцией от общего числа имеющихся данных, либо функцией от числа элементов, попавших в ячейку с заданным размером. Решение по максимуму величины d_i / d минимизирует уровень ошибки [3].

Определим имеющуюся базу $U^M = \{U(j)\}_{j=1}^J$ в виде конечного множества $Z^M = \{u_i, c_i\}_{i=1}^M$ пар (u_i, c_i) , $u_i \in U^M$, $c_i \in J$, где компонента u_i определяет значение признака, а c_i – значение его класса. Общее число M элементов базы определим как $M = \sum_{j=1}^J m(j)$, где $m(j)$ – число элементов базы, принадлежащих классу с номером j . Классифицируемый объект u в соответствии с методом КБС будет отнесен к классу, которому принадлежит большинство из его соседей – k ближайших к нему объектов из множества U^M , которое можно трактовать как обучающую выборку.

Для произвольного объекта u расположим объекты выборки $u_i \in U^M$ в порядке возрастания их расстояний до u :

$$\rho(u, u_{1u}) \leq \rho(u, u_{2u}) \leq \dots \leq \rho(u, u_{Mu}), \quad (2)$$

где через u_{qu} обозначается объект, который является q -м соседом элемента u в соответствии со значением ρ . Таким образом, произвольный объект порождает свою нумерацию $u_{1u}, u_{2u}, \dots, u_{Mu}$ выборки U^M и соответствующую нумерацию $c_{1u}, c_{2u}, \dots, c_{Mu}$ значений их классов.

Метод ближайшего соседа относит классифицируемый объект к классу, которому принадлежит ближайший объект из U^M , в соответствии с правилом: $c(u, Z^M) = c_{1u}$, где $c(u, Z^M)$ – функция определения класса объекта с использованием обучающего множества Z^M . Более общий метод КБС есть

$$c(u, Z^M) = \arg \max_{j \in J} \sum_{i=1}^M [c_{iu} = j] \omega(i, u), \quad (3)$$

где $[c_{iu} = j] = \begin{cases} 1, & \text{класс } u_{iu} \text{ равен } j, \\ 0, & \text{иначе,} \end{cases}$ $\omega(i, u)$ – весовая функция, которая отражает степень важности i -го соседа для классификации. В литературе функцию $\omega(i, u)$ называют функцией окна, в частности, она используется для интерполяции плотности распределения [3]. Полагают, что

функция $\omega(i,u)$ неотрицательна и не возрастает по i . По-разному задавая $\omega(i,u)$, получают различные варианты метрической классификации [1, 4, 5]. Этой же схемой описывают методы парзеновского окна и потенциальных функций. Функция $\omega(i,u)$, кроме степени важности соседа $u_{ii} \in U^M$, часто отражающейся величиной параметра i , может выражать также и значимость $\alpha(u_{ii})$ этого элемента внутри эталонного описания $U(j)$. Особенно это свойственно описаниям видео-объектов, где отдельные признаки для визуального анализа могут быть намного важнее других, и их участие в решении более значимо. Схема применения метода КБС для элементов описаний приведена на рис. 1.

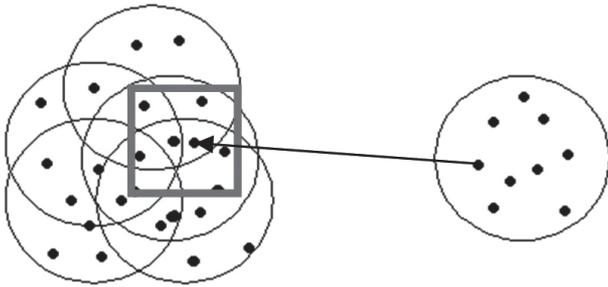


Рис. 1. Схема применения метода ближайших соседей

После классификации всех $u_i \in U$ решение $c(U, Z^M)$ о классе объекта примем по большинству среди классов $u_i \in U$

$$c(U, Z^M) = \arg \max_{j \in J} \sum_{i=1}^m [c(u_i, Z^M) = j], \quad (4)$$

где m – число элементов в описании U . Формулировка (4) соответствует задаче (1).

Ясно, что в общем случае достоверность решения (4) определяется числом γ элементов, которые формируют максимум. Значение $\gamma \in [1, m]$. Чем больше γ , тем в большей степени можно доверять принятому решению о классе объекта. В то же время, осуществление классификации в условиях искажений, связанных с потерей элементов, приводит к необходимости решения при $\gamma \ll m$. Обычно используют некоторый порог δ_γ для величины γ . Можно также ввести ограничения на число элементов γ_j , представляющих отдельный эталон при решении (4).

Для метода КБС важно, чтобы среди объектов из U^M отсутствовали выбросы, иначе классификация может потерять интерпретируемость. Поэтому приходится применять специальные методы отбора эталонов, т.е. тщательно анализировать множество U^M . Предварительная обработка U^M осуществляется в целях отсеивания неинформативных, периферийных, шумовых выбросов, что одновременно существенно снижает и временные затраты, т.к. метод КБС опирается на использование всех элементов выборки U^M , и размерность U^M есть одним из проблемных

вопросов [5,9]. Другим немаловажным способом сокращения объема вычислений есть использование эффективных структур данных для организации быстрого поиска ближайших соседей, например, kd -деревьев [4].

Принципиально важным для метода КБС есть подбор k . Этот этап является одним из основных при реализации метода. В ряде прикладных задач добиваются, чтобы число k было как можно меньше. С другой стороны, значение k определяет интегральные способности метода с точки зрения борьбы с помехами, и с увеличением k растет помехозащищенность, но и одновременно теряется свойство выявления локальных особенностей групп элементов из U^M . На практике k определяют по критерию скользящего контроля методом исключения объектов по одному [5].

В значительной мере на эффективность метода КБС влияет также и выбор метрики ρ . Традиционно, особенно в пространстве числовых векторов, применяют евклидово либо манхэттенское расстояния, хотя оптимизация выбора метрики с точки зрения согласования с типом используемых данных может значительно улучшить результаты классификации.

Проблемным вопросом метода КБС являются пространства большой размерности, где все объекты примерно одинаково далеки друг от друга, и выбор соседей становится практически произвольным [9]. Проблема решается путём отбора относительно незначительного числа информативных признаков путем селекции имеющегося набора. Например, в алгоритмах вычисления оценок строится множество наборов признаков (опорных множеств), для каждого формируется своя функция близости, затем по всем функциям производится голосование.

3. ВАРИАНТЫ И ОСОБЕННОСТИ ПРИМЕНЕНИЯ МЕТОДА

Рассмотрим некоторые подходы и особенности использования метода при вычислении подобия описаний.

Учет весов соседей. Модификации метода КБС связаны с обогащением моделей (3), (4) путем введения дополнительных параметров. Это могут быть априорно заданные веса элементов из U^M (объекты базы видеоданных имеют разную полезность с точки зрения классификации новых объектов), а также веса, вычисленные в процессе классификации и зависящие от распознаваемого объекта.

Так как в основе КБС лежит предположение о подобию близко расположенных объектов, можно считать, что ближайшие соседи оказывают различное влияние на результат. Например, допускается, что чем ближе сосед к классифицируемому элементу, тем существенней его влияние. Такое предположение реализуется путем введения весов ближайших соседей, которые учитывают значение близости [10]. Пример весовой функции:

$$\beta(i,u) = \frac{\exp[-\rho(u_i,u)]}{\sum_i \exp[-\rho(u_i,u)]}, \quad (5)$$

где $\exp[-\rho(u_i,u)]$ – функция экспоненты от расстояния, $u_i \in U^M$. Веса, определенные в соответствии с (5), удовлетворяют условию $\sum_i \beta(i,u) = 1$.

Вес $\beta_j(u)$ классифицируемого элемента за класс j в общем виде представляется как функция $\beta_j(u) = f(k, \delta_p, \beta(\{u_i\}_j), \{\alpha_i\}_j)$ от числа k используемых соседей, порога δ_p для эквивалентности элементов, веса $\beta(\{u_i\}_j$ в зависимости от номера i в списке соседей, вектора априорных весов $\{\alpha_i\}_j$, который учитывает значимость эталонного элемента-соседа внутри класса j .

Ограничение области решений. Обозначим для конкретных k, u множество ближайших соседей как $U(k,u) \subseteq U^M$. Традиционная схема основана на определении значения класса по наиболее мощному подмножеству $U(k,u)$. Модификация «с отказами» предполагает, что элемент u будет классифицирован только тогда, если все элементы $u_i \in U(k,u)$ принадлежат одному классу, в противном случае принимается решение об отказе от классификации [1]. Другими словами, решение выносится только в том случае, если все k элементов принадлежат одному и тому же классу. Понятно, что такой подход существенным образом повышает достоверность классификации, однако на практике предположение о доминировании представителей одного класса в выбранной окрестности классифицируемого объекта является не совсем приемлемым и обоснованным. Как вариант, решение может быть принято, если не менее чем $k' = \lambda k$, $\lambda \in [0,1]$ элементов принадлежат одному классу. При этом проблема выбора λ трудно формализуема и сходна с определением числа k . Как вариант, λ определяет долю от k , например, $\lambda = 0,5$.

Модели «элемент-множество» и «множество-множество». Используем правило КБС как основу для построения мер подобия, если эталон $U(j)$ рассматривать как целостный элемент базы (множество). Обозначим $U(k,u,j)$ множество КБС из класса j при фиксированных $k, u \in U$. Классификацию можно осуществить либо для элемента $u \in U$:

$$c(u) = \arg \max_{j \in J} \theta[U(k,u,j)], \quad (6)$$

либо для множества U в целом

$$c(U) = \arg \max_{j \in J} \chi[U, U(k,u,j)], \quad (7)$$

где функционал $\theta[U(k,u,j)]$ отражает подобие элемента классу, а функционал $\chi[U, U(k,u,j)]$ – подобие множеств U и $U(j)$. Особенностью соотношений (6), (7) есть то, что класс элементов обучающей выборки априорно задан. Модель (7) в силу использования принципа групповых решений может оказаться надежнее в условиях помех, чем (6). Рассмотренные схемы сопоставления проиллюстрированы на рис. 2.

Соотношение (7), в отличие от классического применения метода КБС типа (6), связанного построением аппроксимации для плотности распределения, не имеет непосредственной интерпретации, хотя и использует принцип анализа ближних соседей.

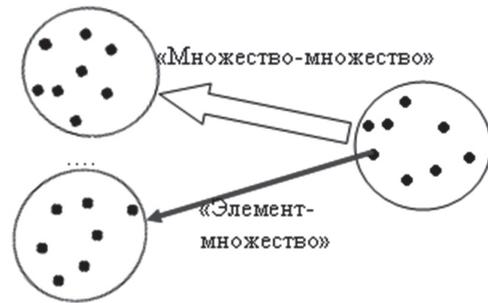


Рис. 2. Схемы сопоставления

4. РЕЗУЛЬТАТЫ ЭКСПЕРИМЕНТОВ

В первой части имитационных экспериментов выполнено моделирование метрического подхода на основе КБС применительно к описаниям в виде множеств случайных векторов. База эталонов сформирована следующим образом: сгенерировано 5 независимых классов, каждый из которых включает 10 векторов размерностью 64. Компоненты вектора с $k=1,3,5$ считаем независимыми случайными величинами с нормальным распределением $N(\mu, \sigma^2)$, где μ – математическое ожидание, σ^2 – дисперсия. Таким образом, классы задавались параметрами $\mu_i, i=1,5$ при общем для базы фиксированном значении σ^2 . В качестве классифицируемых описаний (10 векторов) сформированы векторы по аналогичному принципу. Действие помехи задавалось величиной дисперсии шума σ_s^2 , действующего на классифицируемое описание, значение σ_s^2 увеличивалось, начиная с 0. Цель экспериментов – оценка вероятности правильной классификации в зависимости от параметра k , а также от уровня шума σ_s^2 . При конкретно выбранных значениях $\mu_i = \{0,17; 0,33; 0,50; 0,67; 0,83\}$ до уровня $\sigma_s^2 = 0,15$ обсуждаемый метод (схема «элемент-множество») для $k=1,3,5$ обеспечивает безошибочную классификацию. При $\sigma_s^2 > 0,15$ вероятность правильной классификации начинает снижаться. При $\sigma_s^2 = 0,17$ значения вероятностей составили: 0,978 ($k=1$), 0,991 ($k=3$), 0,994 ($k=5$), а при $\sigma_s^2 = 0,2$ – 0,91 ($k=1$), 0,935 ($k=3$), 0,943 ($k=5$). Эта картина наблюдалась для разных метрик (Евклидова, манхэттенская, Чебышева). Как видим, увеличение k повышает вероятность правильной классификации, хотя при $k=3$ и $k=5$ отличается незначительно. Преимущества метода при $k > 1$ по сравнению с вариантом $k=1$ можно объяснить более общей и универсальной схемой анализа данных, для которой $k=1$ является частным случаем.

Другая серия испытаний проведена на множестве инвариантных признаков SIFT (размер вектора – 128) для изображений базы рыб [8] в целях сравнения эффективности двух методов, основанных: 1) на принципе голосования элементов объекта и 2) на основе КБС (с весами вида (5) и без них), в плане оценки их качества функционирования при влиянии аддитивных помех. Помеха моделировалась путем добавления к эталонным компонентам вектора SIFT значения нормально распределенной случайной величины с нулевым матожиданием и фиксированной дисперсией σ_a^2 . Значение σ_a^2 определяет соотношение сигнал–шум. В обоих методах использовалась модель сопоставления элемент–множество, параметр $k = 3$. Решение о классе в первом методе принималось по максимуму числа набранных голосов, во втором – по максимуму значения суммы весов ХП или наиболее часто встречающегося класса элементов объекта. В результате моделирования установлено, что до уровня $\sigma_a^2 = 0,1$ все три варианта обсуждаемых методов обеспечивают безошибочную классификацию. С дальнейшим повышением σ_a^2 вероятность снижается и при $\sigma_a^2 = 0,12$ достигает значения 0,97, а для варианта со взвешиванием – 0,94.

Эксперименты показали, что правило формирования весов решающим образом влияет на результаты классификации и должно быть как можно лучше согласовано с моделью данных, отражающую структуру и содержание эталонных множеств. Это в большей степени относится к описаниям SIFT, которые более неоднородны по составу, чем случайные вектора в первой серии экспериментов. Применение принципа КБС более эффективно в ситуациях, когда описания содержат повторяющиеся элементы, потеря отдельных из которых из-за действия помех компенсируется другими.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Метод ближайших соседей относится к непараметрическим подходам классификации и обладает рядом важных достоинств, в частности, отсутствием предположений о типе распределений признаков. Кроме того, метод считается устойчивым к аномальным выбросам, так как вероятность попадания аномальной записи в число ближайших соседей на практике весьма мала. Даже если это происходит, то влияние на голосование при $k > 2$ незначительно, и, следовательно, результат классификации не искажается.

Метрическая классификация на основе принципа КБС более эффективна в ситуациях структурированных описаний и может быть универсально применена для разнообразия признаков пространств.

В статье впервые показано, что применение принципа ближайших соседей в целях усовершенствования моделей метрической классификации

для описаний, представленных множествами, обеспечивает высокую вероятность правильной классификации в условиях помех. Весовые коэффициенты соседей должны быть согласованы с объектом распознавания, эффективность модификации повышается для структурированных описаний.

Практически важным результатом есть экспериментальное подтверждение предложенных модификаций как для множеств случайно сформированных векторов, так и для реальных видеоданных, полученных детекторами характерных признаков. Это говорит о целесообразности применения предложенных подходов для широкого класса прикладных задач.

Перспективой развития исследований может быть построение модификаций мер подобия для рассмотренного вида описаний, обладающих новыми свойствами в плане эффективности распознавания.

Литература.

- [1] Патрик Э. Основы теории распознавания образов/ Э. Патрик; пер. с англ. под ред. Б. Р. Левина. – М.: Сов.радио, 1980. – 408 с.
- [2] Шапиро Л. Компьютерное зрение/ Л. Шапиро, Дж. Стокман; пер. с англ. – М.: БИНОМ. Лаборатория знаний, 2006. – 752 с.
- [3] Duda R.O. Pattern classification/ Duda R.O., Hart P.E., Stork D.G. – 2ed., Wiley, 2000. – 738p.
- [4] Прикладная статистика: Классификация и снижение размерности: Справ. изд. / С.А. Айвазян, В.М. Бухштабер, И.С. Енюков, Л.Д. Мешалкин; под ред. С.А. Айвазяна. – М.: Финансы и статистика, 1989. – 607 с.
- [5] Воронцов К.В. Лекции по метрическим алгоритмам классификации [Электронный ресурс]/ Режим доступа: <http://www.ccas.ru/voron/download/MetricAlgs.pdf>.
- [6] Путятин Е.П. Нормализация изображений: достижения и нерешенные задачи/ Е.П. Путятин // Бионика интеллекта. – 2007. – Вып. 1(66). – С. 5-16.
- [7] Машталир В.П. Точечно-множественные методы обработки информации / В.П. Машталир. – Х.: Бизнес Информ, 2001. – 199 с.
- [8] Гороховатский В.А. Структурное распознавание изображений на основе моделей голосования признаков характерных точек / В.А. Гороховатский, Е.П. Путятин // Реестрация, зберігання і обробка даних. – 2008. – Т.10. – №4. – С.75-85.
- [9] Рассел С. Искусственный интеллект: современный подход; 2-е изд./ С. Рассел, П. Норвиг; пер. с англ. – М.: Изд. дом «Вильямс», 2006. – 1408 с.
- [10] Shepard, Donald. A two-dimensional interpolation function for irregularly-spaced data/ D. Shepard// Proceedings of the 1968 ACM National Conference. – 1968. – p. 517–524.



Поступила в редколлегия 27.01.2012

Гороховатская Наталия Владимировна, аспирантка кафедры Информатики ХНУРЭ. Область научных интересов: модели, методы, информационные технологии анализа и распознавания многомерных данных.

УДК 004.932.2:004.93'1

Метрична класифікація з використанням метода найближчих сусідів на основі опису у вигляді множин / Н.В. Гороховатська // Прикладна радіоелектроніка: наук.-техн. журнал. — 2012. Том 11. № 1. — С. 42-47.

Досліджуються можливості і властивості методу найближчих сусідів в задачі метричної класифікації відео-об'єктів, опис яких представлений у вигляді множини ознак. Наводяться результати обчислювальних експериментів для різних баз даних, аналізуються варіанти та особливості застосування підходу.

Ключові слова: метрична класифікація, метод найближчих сусідів, опис у вигляді множини ознак, ймовірність правильної класифікації

Л. 2. Бібліогр.: 10 найм.

UDC 004.932.2:004.93'1

Metric classification using the method of the nearest neighbours on the basis of descriptions in the form of sets of attributes / N.V. Gorohovatskaya // Applied Radio Electronics: Sci. Journ. — 2012. Vol. 11. № 1. — P. 42-47.

Features and properties of the method of the nearest neighbours in the problem of metric classification of video objects, represented by descriptions as a set of attributes are investigated. The results of numerical experiments for different databases are presented, options and features of the approach are analyzed.

Keywords: metric classification, nearest neighbour, description as a set of attributes, probability of correct classification.

Fig. 2. Ref.: 10 items.

ИНФОРМАЦИОННО-ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ СИСТЕМЫ

УДК 621.396.962.25

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНАЯ ОЦЕНКА АППАРАТУРНОЙ СТАБИЛЬНОСТИ НАЗЕМНОГО ШУМОВОГО РСА ДЛЯ ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНО-ИНТЕРФЕРОМЕТРИЧЕСКИХ ИЗМЕРЕНИЙ

П.Л. ВЫПЛАВИН, В.В. КУДРЯШЕВ, В.П. ПАЛАМАРЧУК, К.А. ЛУКИН

Дифференциально-интерферометрические измерения используются для мониторинга инженерных сооружений и выявления их структурных изменений. Для осуществления такого мониторинга в миллиметровом диапазоне длин волн была разработана аппаратура наземного шумового радара с синтезированной апертурой антенн. Работа направлена на оценку стабильности такой аппаратуры. Было проведено наблюдение за простой конструкцией. Экспериментально оценена погрешность измерений смещений объектов, проводимых с помощью этой аппаратуры. В работе представлены результаты таких экспериментов и приведены необходимые пояснения.

Ключевые слова: шумовой радар, формирование когерентных радиоизображений, дифференциальная интерферометрия.

ВВЕДЕНИЕ

Формирование когерентных радиоизображений с помощью радаров с синтезированием апертуры (РСА) и дифференциальная интерферометрия применяются во многих задачах дистанционного зондирования и мониторинга инженерных сооружений [1,2]. Для регистрации малых смещений с высокой точностью необходимо обеспечить соответствующую инструментальную погрешность используемой аппаратуры, т.е. погрешность измерений, вносимую самой измерительной аппаратурой. В частности, для реализации этого подхода можно использовать наземные шумовые РСА [2–4], которые позволяют регистрировать фазовую информацию, содержащуюся в отраженном сигнале. Формируемые радиоизображения являются когерентными: каждый элемент такого радиоизображения содержит как амплитудную, так и фазовую информацию, относительно фазы опорного сигнала.

Дифференциальная интерферометрия основана на сравнении двух когерентных радиоизображений одной и той же зоны обзора, полученных с одной и той же позиции, но в разное время. Если изменения в зоне обзора и в измерительном оборудовании, влияющие на фазу отраженных и принятых сигналов, отсутствовали, то разность фаз между аналогичными элементами (пикселями) когерентных радиоизображений будет равна нулю. Если в зоне обзора произошли некоторые изменения – они будут отражены на интерферограмме как сдвиг фазы в соответствующих пикселях. Изменение характеристик аппаратуры и/или ее положения во время измерений также повлечет сдвиг фазы в сформированных радиоизображениях. Это может препятствовать обнаружению механических смещений объекта.

На точность интерферометрических измерений влияют механические и электронные нестабильности измерительной аппаратуры. Влияние механических нестабильностей исследовано авторами ранее [5, 6].

Данная работа посвящена экспериментальному исследованию влияния нестабильностей электрических и электронных параметров аппаратуры наземного РСА на точность дифференциально-интерферометрических измерений на примере конкретного радара – наземного шумового РСА 8-мм диапазона длин волн, разработанного в ИРЭ им. А.Я. Усикова НАН Украины [2–4]. В этом РСА используются шумовые широкополосные сигналы 8-мм диапазона и когерентная обработка радарных откликов [7].

1. АППАРАТУРА НАЗЕМНОГО ШУМОВОГО РСА 8-мм ДИАПАЗОНА

Формирование когерентных радиоизображений выполнено с помощью двухпозиционного наземного шумового РСА [4]. В качестве антенн с синтезированной апертурой использованы ленточные сканеры [8, 9]. Формирование и сканирование луча осуществлено при последовательном использовании каждого положения одиночного излучателя антенны для передачи-приема сигнала согласно алгоритмам двухпозиционных РСА. Синтезирование апертуры реализуется последовательным перемещением излучающего/приемного элемента вдоль реальной апертуры антенны и последующей обработкой принятых сигналов.

Характеристики синтезированного луча предлагаемой антенны определяются длиной волны, физическими размерами апертуры, количеством положений при сканировании (шагом

сканирования) и амплитудно-фазовым распределением поля вдоль апертуры (весовой функцией), используемым при дальнейшей обработке данных. Технически эта антенна реализована следующим образом [8, 9]: в широкой стенке волновода, образующего апертуру антенны, сделана продольная щель вдоль всей апертуры, которая затем экранируется металлической лентой. В этой ленте прорезана вертикальная полуволновая щель. Для увеличения энергетической эффективности на внутренней стороне ленты на соответствующем расстоянии от щели установлен коротко замыкающий поршень. Перемещение такого излучателя вдоль реальной апертуры производится с помощью шагового двигателя, что позволяет добиться неподвижности щелей во время измерения. Движение ленты осуществляется вдоль прецизионных направляющих, что минимизирует неточность установки относительно широкой стенки волновода. Положение каждого излучателя контролируется с помощью системы синхронизации, использующей данные датчика угла поворота барабана, перемещающего ленту. Длина синтезированной апертуры каждой антенны достигает 0,7 м.

Для формирования зондирующего сигнала применяется частотная модуляция генератора управляемого напряжением (ГУН) с помощью низкочастотного шумового сигнала согласно режиму модуляции предложенному в [10]. Спектральная плотность мощности выходного сигнала передатчика может быть гауссовой или близкой к прямоугольной функцией в зависимости от параметров модулирующего сигнала. Часть мощности излучаемого сигнала ответвляется и используется в качестве опорного сигнала для когерентной обработки принятых сигналов. Принятый и опорный сигналы переносятся в диапазон промежуточных частот. Для дальнейшей оцифровки в 8-битном аналогово-цифровом преобразователе (АЦП), сигналы промежуточной частоты усиливаются. Используемый АЦП (GaGe CompuScore CS82G-1GHz-8M) позволяет оцифровывать сигналы с шириной спектра до 500 МГц. Стабильность частоты гетеродина обеспечивается использованием системы фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ). Долговременная относительная стабильность частоты гетеродинов, используемых для преобразования частоты принятого и опорного сигналов вниз, не превышает $\pm 3 \cdot 10^{-9}$ за 24 часа. Высокочастотная развязка приемного и передающего каналов обеспечивается используемой схемой преобразователя частоты. Сигнал гетеродина (9,12 ГГц) преобразуется в 8-мм диапазон путем отдельного 4-кратного умножения в опорном и приемном каналах РСА.

Основные характеристики аппаратуры наземного шумового РСА 8-мм диапазона длин волн приведены в табл. 1.

Таблица 1

Основные характеристики 8-мм наземного шумового РСА	
Диапазон рабочих частот, ГГц	36,5-37
Тактовая частота АЦП, ГГц	< 1,0
Ширина спектра мощности шумового сигнала по уровню -3 дБ, ГГц	0,5
Тип сигнала	Шум
Ширина луча излучателя антенны в угломестной и азимутальной плоскостях, град.	20 и 80
Длина синтезированной апертуры, м	0,7
Разрешение по азимуту на расстоянии 50м, м	0,3
Разрешение по дальности, м	0,3

2. ФОРМИРОВАНИЕ КОГЕРЕНТНЫХ РАДИОИЗОБРАЖЕНИЙ

Для пространственно-временной обработки сигналов, полученных с помощью описанного выше шумового РСА, используется прямой алгоритм (range-Doppler) формирования когерентных радиоизображений. Такой алгоритм предусматривает согласованную фильтрацию и когерентную пространственную обработку радиолокационных сигналов. В течение времени приема-передачи сигнала в отдельном положении излучателя антенны ленты остаются неподвижными, и поэтому формирование когерентных радиоизображений может быть осуществлено в два этапа: сжатие сигналов 1) по дальности и 2) по азимуту, суть которых кратко описана ниже.

Рассмотрим сжатие сигналов по дальности. Предположим, что на плоскости расположена точечная цель, имеющая координаты (x, y) . Обозначим расстояние от объекта до передатчика радара $l_{Tx}(x, y)$, а до приемника $l_{Rx}(x, y)$. Излучение и прием сигналов осуществляются в фиксированных положениях антенн $a \in [1..n]$. Общее время распространения радиолокационного сигнала на трассе «передающая антенна-отражатель-приемная антенна» $\tau_a(x, y)$ составляет:

$$\tau_a(x, y) = \frac{l_{Tx,a}(x, y) + l_{Rx,a}(x, y)}{c}, \quad (1)$$

где c — скорость распространения электромагнитных сигналов, которую в случае стационарной атмосферы полагаем постоянной и независимой от частоты.

Время (1) — это время запаздывания зондирующего сигнала относительно опорного за счет его распространения до цели и обратно.

Для согласованной фильтрации шумового сигнала используется корреляционная обработка. Оценка корреляции $\hat{R}_a(\tau, T)$ между опорным сигналом и эхо-сигналом $S_{Rx,a}(t + \tau_a(x, y))$ осуществляется через усреднение по времени:

$$\hat{R}_a(\tau, T) = \lim \frac{1}{T} \cdot \int_0^T S_{Tx,a}(t + \tau) \cdot S_{Rx,a}^*(t + \tau_a) dt,$$

где: T — время усреднения, τ — задержка эхо-сигнала, знак * означает комплексное сопряжение.

Координата $\tau = \tau_a$ максимума этой оценки (для случая точечного отражателя) соответствует времени запаздывания эхо-сигнала относительно опорного сигнала $S_{Tx,a}(t+\tau)$. Получение оценки $\hat{R}_a(\tau, T)$ для необходимых τ в каждом положении антенн РСА, называют сжатием сигнала по дальности [11].

Рассмотрим особенности обработки сигналов, связанные с использованием ленточных сканеров. Учет дисперсии сигнала, распространяющегося в прямоугольном волноводе ленточного сканера в ходе перемещения щели, выполнен с учетом постоянной распространения основной волны в волноводе. Постоянная распространения основной волноводной волны $h_{10}(\omega_i)$ на частоте ω_i спектральной составляющей сигнала равна [12]:

$$h_{10}(\omega_i) = 2\pi \sqrt{\frac{\epsilon\mu}{\lambda_i^2(\omega_i)} - \frac{1}{(2p)^2}},$$

где: λ_i — длина волноводной волны на частоте ω_i , ϵ, μ — относительные диэлектрическая и магнитная проницаемости среды, заполняющей волновод, p — размер широкой стенки волновода.

В ходе синтезирования апертур антенн щели в ленточных сканерах движутся синхронно, что упрощает учет набега фазы в волноводах приемной и передающей антенн. Набег фазы каждой спектральной составляющей на длине l_a волновода, соответствующей положению излучателей a , равен:

$$\varphi_a(\omega_i) = 2l_a h_{10}(\omega_i).$$

Учет фазовых набегов сигналов в волноводной части используемых антенн удобно выполнить при оценке кросс-корреляции $\hat{R}_a(\tau, T)$ удобно выполнить в спектральной области:

$$\hat{R}_a(\tau) = \sum_{\omega_{\min}}^{\omega_{\max}} S_{Tx,a}^*(\omega_i) \frac{S_{Rx,a}(\omega_i)}{e^{j\varphi_a(\omega_i)}} e^{j\omega_i \tau}.$$

Сжатие по азимуту представляет собой фокусировку луча синтезированной апертуры на каждый пиксель радиоизображения. Эта процедура использует сигналы, сжатые по дальности во всех положениях антенн. Фокусировка достигается путем компенсации фазовых набегов распространения сигналов во всех положениях антенн и их последующего суммирования. Учет времени распространения до каждой точки фокусирования, выполненный на центральной частоте сигнала, позволяет сформировать когерентное радиоизображение $I(x, y)$ следующим образом:

$$I(x, y) = \sum_{a=1}^A \hat{R}_a[\tau_a(x, y)] \cdot e^{j\omega_c[-\tau_a(x, y)]},$$

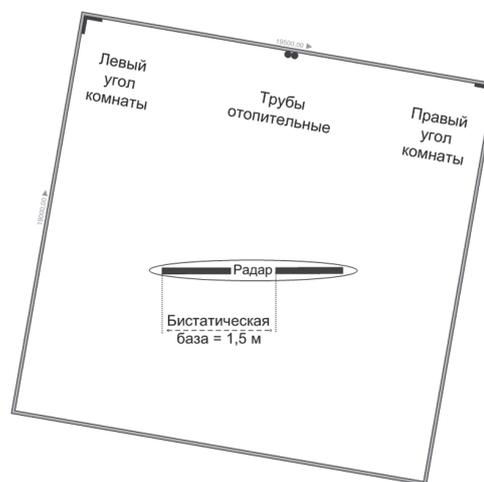
где ω_c — центральная частота спектра сигнала.

Таким образом, формирование когерентных радиоизображений предусматривает согласованную фильтрацию радиолокационного сигнала в каждом положении синтезированных антенн

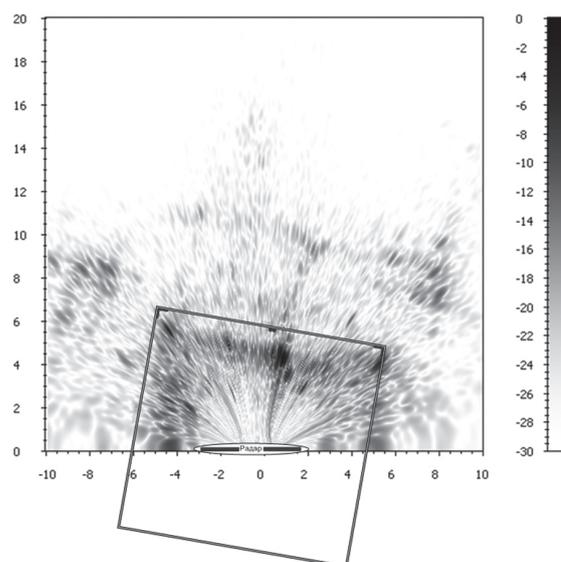
и когерентное накопление соответствующих оценок корреляционных функций, учитывающее фазы распространения сигналов до исследуемой точки.

3. ОПИСАНИЕ ЭКСПЕРИМЕНТА

Оценка стабильности работы наземного шумового РСА 8-мм диапазона проводилась с помощью изучения фазовых искажений, наблюдаемых на дифференциальных интерферограммах, сформированных с его помощью в отсутствие изменений в зоне обзора. В ходе эксперимента аппаратура была развернута внутри одного из помещений лаборатории Отдела нелинейной динамики электронных систем ИРЭ им. А.Я. Усикова НАН Украины. Антенны направлялись на левый верхний угол лаборатории, образованный стенами и потолком, однако, ввиду широкой диаграммы излучателей, в зону обзора радара попал еще один угол комнаты, а также вертикальные металлические трубы системы отопления (рис. 1).



а



б

Рис. 1. Условия проведения эксперимента: а — положение РСА внутри комнаты; б — когерентное радиоизображение, сформированное в плоскости потолка

Использовалась двухпозиционная конфигурация РСА с неизменным расстоянием между приемной и передающей антеннами равным 1,5 м. Минимизация влияния перемещений самих экспериментаторов обеспечена путем организации дистанционного управления аппаратурой РСА из соседнего помещения. В ходе эксперимента в помещение никто не входил. Оборудование, потенциально влияющее на температурный режим работы аппаратуры, было отключено. В течение первых полутора часов каждого дня сканирование выполнялось каждые 10-20 минут. Далее интервал был увеличен до 1 часа. В течение последних 30 минут первого дня было сделано 4 измерения с малым периодом. На рис. 1б представлен пример когерентного радиоизображения, на котором также показано схематически расположение радара. Наблюдаемые отклики соответствуют положению углов комнаты и металлических труб.

4. ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНАЯ ИНТЕРФЕРОМЕТРИЯ

Формирование дифференциальных интерферограмм осуществляется путем сравнения фаз двух когерентных радиоизображений, полученных при неизменных условиях, но в разное время. Такое сравнение фазы реализуется как поэлементное умножение первого когерентного радиоизображения на комплексно сопряженное второе. Каждый пиксель результирующего радиоизображения содержит амплитудную и фазовую информацию. Амплитуда каждого пикселя равна произведению амплитуд соответствующих пикселей когерентных радиоизображений. Фаза каждого пикселя равна разности фаз соответствующих пикселей когерентных радиоизображений [3]. Радиоизображение, каждый пиксель которого содержит информацию о разности фаз, называется дифференциальной (разностной) интерферограммой. Известное значение длины волны, соответствующей центральной частоте энергетического спектра шумового сигнала, позволяет перейти от измеренной разности фаз к оценке значений возможных смещений отражающей поверхности комнаты. Центральная длина волны $\lambda_0 = 8,16$ мм. Смещение точечного объекта на расстояние $l = \lambda_0/4$ от радара соответствует изменению разностной фазы на 180° .

Эффективная разрядность АЦП составляет 7 бит, что соответствует динамическому диапазону 42 дБ. Это значение использовано в качестве порога, применяемого к когерентным радиоизображениям. Для отображения дифференциальных интерферограмм в градациях серого к ним также применен порог. Пиксели, значение фазы в которых отклоняется от максимума гистограммы более 1 с.к.о. интерферограммы, не отображены (присвоен белый цвет). На рис. 2а приведен пример дифференциальной интерферограммы. Для её формирования использовано 2 когерентных радиоизображения, сформированных после

прогрева аппаратуры (более 200 мин.). Интервал времени между ними равен 62 минуты. Как видно из гистограммы 2б, фазовые сдвиги близки к 0° . Это означает отсутствие сильных изменений как в зоне обзора, так и в аппаратуре РСА. Среднее значение фазы этой интерферограммы (пик гистограммы) равно нулю. Ширина максимума по уровню -3 дБ соответствует среднеквадратическому отклонению фазы и составляет $\sim 3^\circ$. Величина регистрируемого смещения, соответствующая 3° , составляет $l/(180/3) = 0,034 \cdot 10^{-3}$ м. В таком режиме работы аппаратура РСА имеет минимальную инструментальную погрешность измерения смещений.

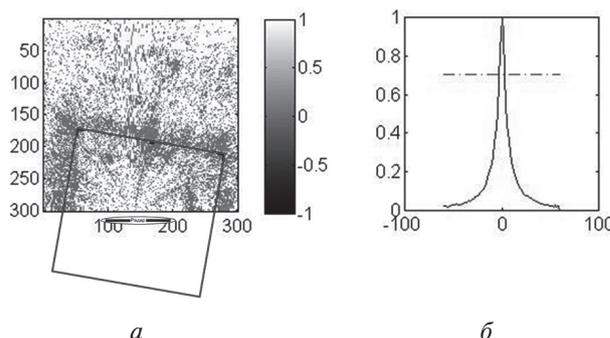


Рис. 2. Результаты разностных фазовых измерений, полученные экспериментально:
а – дифференциальная интерферограмма, полученная после прогрева аппаратуры;
б – фазовая гистограмма

Рассмотрим интерферограмму, сформированную по когерентным радиоизображениям, полученным с интервалом 10 минут в течение первого часа после включения аппаратуры (рис. 3а). На интерферограмме виден уход фазы до значения 50 градусов (рис. 3б), что соответствует величине регистрируемого смещения на $l/(180/50) = 0,5(6) \cdot 10^{-3}$ м.

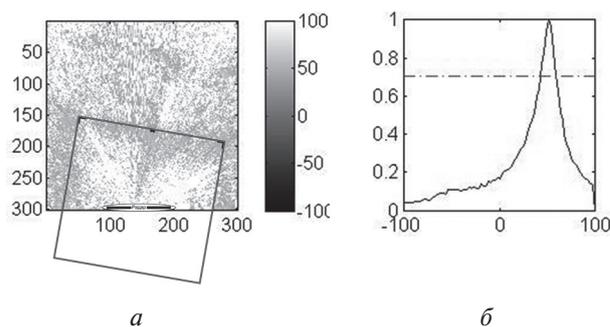
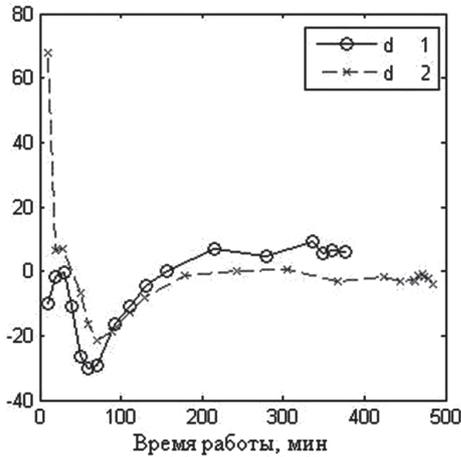


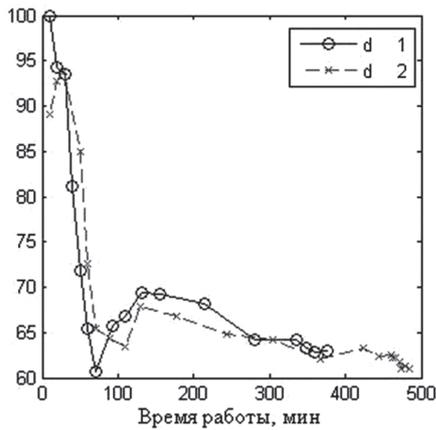
Рис. 3. Результаты измерений разности фаз:
а – дифференциальная интерферограмма, полученная в процессе прогрева аппаратуры;
б – фазовая гистограмма

Проанализируем зависимость среднего значения разностной фазы от времени работы оборудования. В качестве «опорного» радиоизображения выберем радиоизображение, полученное при прогретой аппаратуре. Рис. 4а иллюстрирует изменение средней разности фаз в течение времени прогрева аппаратуры. Кривые соответствуют

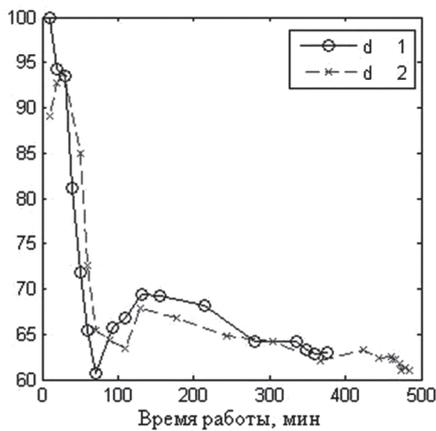
двум дням измерений (двум реализациям прогрева). Самые быстрые изменения фазы происходят сразу после включения РСА. Видно, что в течение первых 3 часов оборудование выходит на рабочий режим. Анализ сигналов показал, что в течение прогрева уровень остаточных флуктуаций на когерентных радиоизображениях изменяется на 1,5 дБ. Мощность опорного сигнала уменьшается в ходе прогрева до 40 % (рис. 4в).



a



б



в

Рис. 4. Реализации зависимостей характеристик аппаратуры от времени работы: *a* – временная зависимость среднего значения фазы дифференциальных интерферограмм; *б* – временная зависимость с.к.о. фазы дифференциальных интерферограмм; *в* – временная зависимость мощности опорного сигнала (нормированная, %)

Фрагменты реализаций фазовых зависимостей, соответствующие выходу на рабочий режим (рис. 4.а до 180 мин.), похожи и заканчиваются близкими значениями в области 0^0 . Это означает, что фазовые характеристики аппаратуры сохраняются при ее выключении и повторном включении. Используя когерентные радиоизображения, полученные в разные дни (после независимых реализаций прогрева), сформируем дифференциальную интерферограмму (рис. 5а).

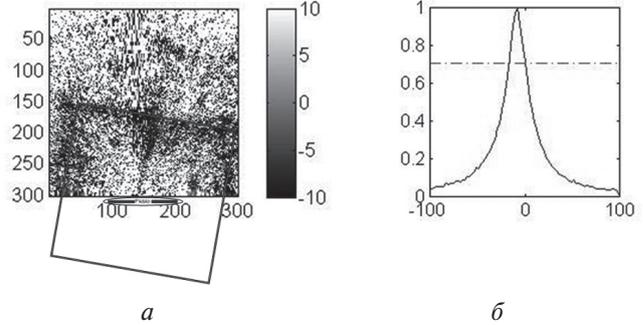


Рис. 5. Результат измерений разности фаз РСА изображений, полученных в разные дни: *a* – дифференциальная интерферограмма; *б* – фазовая гистограмма

Разница во времени между измерениями составляет 24 часа. Среднее значение фазы полученной интерферограммы составляет $0,3^0$. Среднеквадратическое отклонение разностной фазы равно 10^0 . Это значит, что использование аппаратуры в таком режиме ограничивает точность относительных фазовых измерений смещений величиной равной $0,1 \cdot 10^{-3}$ м.

ВЫВОДЫ

В работе кратко описаны принципы работы и технические характеристики аппаратуры наземного шумового РСА 8-мм диапазона длин волн (НШ РСА), а также рассмотрен алгоритм формирования когерентных радиоизображений с помощью двухпозиционного РСА. Показаны особенности формирования когерентных радиоизображений с помощью разработанного НШ РСА. Проведен анализ аппаратурной стабильности НШ РСА при измерении смещений инженерной конструкции методом дифференциальной интерферометрии. Достигнутая погрешность измерения смещений наблюдаемых объектов равна $0,034 \cdot 10^{-3}$ м. Показано, что такая погрешность достигается при достаточно продолжительном прогреве аппаратуры РСА. Исследована также возможность измерения смещений с большим интервалом времени получения РСА изображений. Показано ухудшение погрешности измерения смещений в таком режиме до $0,1 \cdot 10^{-3}$ м.

Для дальнейшего совершенствования разработанного НШ РСА целесообразно улучшить стабильность его электронных узлов и, в частности, реализовать температурную стабилизацию генератора зондирующих сигналов.

Литература

- [1] Tarchi D., Rudolf H., Luzi G. SAR Interferometry for Structural Changes Detection: a Demonstration Test on a DAM // Proceedings of the IGASS-1999, Vol. 3, pp.1522-1524.
- [2] Lukin, K.A. Ground Based Noise-Waveform SAR for Monitoring of Chernobyl Sarcophagus // Proceedings of the IRS-2005, Berlin, Germany, 6-8 Sept, 2005, P.655-659.
- [3] Lukin, K.A., Mogyla A.A. Noise Waveform SAR and Differential Interferometry for Detection of Structural Changes in Chernobyl Sarcophagus // Proc. EUSAR 2006, pp. 249.
- [4] Lukin K.A., Mogyla A.A., Palamarchuk V.P., Vyplavin P.L., Zemlyaniy O.V., Shiyani Y.A., Zaets N.K. Ka-band bistatic ground-based noise waveform SAR for short-range applications // IET Radar Sonar Navigation 2008, Vol. 2, No. 4, pp. 233-243.
- [5] Лукин К.А., Могила А.А., Выплавин П.Л. Оценка фазовых ошибок, вызываемых тракторной нестабильностью РСА наземного базирования // «Прикладная радиоэлектроника. Состояние и перспективы развития», 2005, Том 2.
- [6] Vyplavin P. Phase Errors due to Distortions in Synthetic Aperture Antenna Pattern of Noise Waveform d-InSAR // Proc. SPIE, 2009, Vol. 7502, 6 pp.
- [7] Lukin K.A. Noise Radar Technology // Journal of Telecommunications and Radio Engineering, 2001, Vol. 55, No. 12, pp. 8-16.
- [8] Lukin, K.A. Sliding Antennas for Noise Waveform SAR // Applied Radio Electronics, 2005, Vol. 4, No. 1, pp. 103-106.
- [9] Лукин К.А. Сканирующие антенны с синтезированием диаграммы направленности // Радиоэлектроника. 2010, Том 53, No. 4. стр. 58-64. (спец. выпуск посвященный 90-летию Я.С. Шифрина)
- [10] Lukin K.A., Skresanov V.N., Zemlyaniy O.V. Frequency modulation technique for generation of millimeter wave noise signals // First International Workshop on the Noise Radar Technology, 2002, pp. 171-176.
- [11] Curlander, J., McDonough, R. Synthetic Aperture Radar: Systems and Signal Processing. New York: John Wiley & Sons, 1991. 672pp.
- [12] Никольский В.В., Никольская В.И. Электродинамика и распространение радиоволн. Москва: Наука, 1989. 544 с.

Поступила в редколлегию 25.01.2012



Выплавин Павел Леонидович, младший научный сотрудник отдела нелинейной динамики электронных систем ИРЭ им. А.Я. Усикова НАН Украины. Область научных интересов: шумовая радиолокация, генерация, синтез и обработка хаотических и псевдослучайных сигналов, формирование РСА изображений.



Кудряшев Владимир Викторович, аспирант отдела нелинейной динамики электронных систем ИРЭ им. А.Я. Усикова НАН Украины. Область научных интересов: обработка случайных сигналов и пассивная радиолокация.



Паламарчук Владимир Петрович, ведущий инженер отдела нелинейной динамики электронных систем ИРЭ им. А.Я. Усикова НАН Украины. Область научных интересов: микроволновые технологии.



Лукин Константин Александрович, доктор физико-математических наук, профессор, заведующий отделом нелинейной динамики электронных систем ИРЭ им. А.Я. Усикова НАН Украины. Область научных интересов: широкополосная шумовая радиолокация и радиосвязь, генерация, синтез и обработка хаотических и псевдослучайных сигналов.

УДК 621.396.962.25

Експериментальна оцінка апаратурної стабільності наземного шумового РСА для диференціально інтерферометричних вимірювань / П.Л. Выплавин, В.В. Кудряшов, В.П. Паламарчук, К.О.Лукін // Прикладна радіоелектроніка: наук.-техн. журнал. — 2012. Том 11. № 1. — С. 48-53.

Диференціально-інтерферометричні вимірювання використовуються для моніторингу інженерних споруд та виявлення в них структурових змін. З метою провадження такого моніторингу в міліметровому діапазоні довжин хвиль було розроблено апаратуру наземного шумового радару з синтезованою апертурою антен. Мета роботи — оцінювання стабільності цієї апаратури. Проведено моніторинг простої конструкції. Експериментально оцінено похибку вимірювань зсувів об'єкту, здійснених за допомогою цієї апаратури. В роботі наведено результати таких експериментів та необхідні пояснення.

Ключові слова: шумовий радар, формування когерентних радіозображень, диференціальна інтерферометрія.

Табл. 1. Лл. 5. Бібліогр. 12 найм.

UDC 621.396.962.25

Experimental investigation of ground-based noise waveform SAR equipment stability for differential interferometric measurements / P.L. Vyplavin, V.V. Kudriashov, V.P. Palamarchuk, K.A. Lukin // Applied Radio Electronics: Sci. Journ. — 2012. Vol. 11. № 1. — P. 48-53.

Differential interferometric measurements are used for monitoring engineering structures and detecting their structural changes. Recently a Ka-band ground-based noise waveform SAR which may be applied for the above monitoring has been developed. The paper is devoted to estimating temporal stability of the said SAR equipment. Monitoring of a simple construction has been carried out. The related measurements enabled to estimate the accuracy of differential phase measurements using the mentioned Ka-band noise wave-form SAR. Results of the experiments and their explanations are provided in the paper.

Keywords: noise radar, coherent image forming, differential interferometry.

Tab.: 1. Fig.: 5. Ref.: 12 items.

УДК 546.28

МЕТОД И УСТРОЙСТВО ИЗМЕРЕНИЯ ДИАМЕТРА СЛИТКА GaAs В ПРОЦЕССЕ ВЫРАЩИВАНИЯ МЕТОДОМ С ЖИДКОСТНОЙ ГЕРМЕТИЗАЦИЕЙ

А.П. ОКСАНИЧ, С.Э. ПРИТЧИН, В.Р. ПЕТРЕНКО, В.А. ТЕРБАН

Разработан метод измерения диаметра слитка GaAs, выращиваемого по методу с жидкостной герметизацией, который основанный на измерении веса слитка, учитывающий погрешности канала измерения веса и погрешности преобразования. Разработано устройство, реализующее данный метод. Достигнутая абсолютная погрешность измерения для слитков диаметром 100 мм составила $\pm 1,5$ мм.

Ключевые слова: метод Чохральского с жидкостной герметизацией, арсенид галлия, измерение диаметра.

ВВЕДЕНИЕ

Арсенид галлия (GaAs) является важным полупроводником, третьим по масштабам использования в промышленности после кремния и германия. Используется для создания сверхвысокочастотных интегральных схем, светодиодов, лазерных диодов, диодов Ганна, туннельных диодов, фотоприёмников и детекторов ядерных излучений.

Некоторые электронные свойства GaAs превосходят свойства кремния. Арсенид галлия обладает более высокой подвижностью электронов, которая позволяет приборам работать на частотах до 250 ГГц.

Полупроводниковые приборы на основе GaAs генерируют меньше шума, чем кремниевые приборы на той же частоте. Из-за более высокой напряженности электрического поля пробоя в GaAs по сравнению с Si, приборы из арсенида галлия могут работать при большей мощности. Эти свойства делают GaAs широко используемым в полупроводниковых лазерах, некоторых радарных системах. Полупроводниковые приборы на основе арсенида галлия имеют более высокую радиационную стойкость, чем кремниевые, что обуславливает их использование в условиях радиационного излучения (например, в солнечных батареях, работающих в космосе).

По физическим характеристикам GaAs - более хрупкий и менее теплопроводный материал, чем кремний. Подложки из арсенида галлия гораздо сложнее для изготовления и примерно в пять раз дороже, чем кремниевые, что ограничивает применение этого материала.

Приборы, созданные на основе легированного GaAs, обладают лучшими параметрами при высоких температурах, чем кремниевые, и лучшими параметрами на более высоких частотах, чем германиевые. GaAs, легированный хромом, используется в инфракрасной оптике. GaAs, легированный цинком или теллуром, применяют в производстве оптоэлектронных приборов [1].

Существуют три метода промышленного производства монокристаллов GaAs:

— метод Чохральского с жидкостной герметизацией расплава слоем борного ангидрида (Liquid Encapsulated Czochralski— LEC);

— метод горизонтальной направленной кристаллизации в вариантах «по Бриджмену» (Horizontal Bridgman—HB) или «кристаллизации в движущемся градиенте температуры» (Horizontal Gradient Freeze — HCF);

— метод вертикальной направленной кристаллизации в тех же двух модификациях (Vertical Bridgman — VB, Vertical Gradient Freeze — VGF).

Метод LEC остается одним из основных в производстве GaAs уже более 40 лет. Основной вариант технологии LEC — совмещенный процесс синтеза GaAs и выращивания монокристалла в установках высокого давления. Типичные значения диаметров выращиваемых слитков составляют 100—150 мм, появились также коммерческие кристаллы диаметром 200 мм [2].

Предприятия Украины, занятые производством GaAs, в основном используют для выращивания слитков метод Чохральского с жидкостной герметизацией расплава слоем борного ангидрида. При выращивании слитков арсенида галлия этим методом процесс осуществляется при достаточно больших осевых и радиальных градиентах температуры вблизи фронта кристаллизации. Это приводит к высокой плотности дислокаций, которая лежит в диапазоне от 1×10^4 до 2×10^5 см⁻² в зависимости от диаметра слитка.

Основным направлением развития технологии LEC является увеличение диаметра выращиваемых слитков, что продиктовано необходимостью повышения экономической эффективности производства.

В тоже время сущность LEC метода не позволяет использовать традиционные и хорошо зарекомендовавшие себя при выращивании слитков кремния методом Чохральского способы измерения диаметра слитка [3]. Измерение диаметра слитков GaAs при их выращивании методом LEC

производится методом прямого измерения веса слитка с использованием датчика веса.

Увеличение веса слитков и все повышающиеся требования к качеству получаемой продукции приводят к необходимости разработки новых методов и высокоточной аппаратуры для измерения диаметра слитка арсенида галлия в процессе его выращивания.

1. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ И ЕЁ СВЯЗЬ С НАУЧНЫМИ ПРОБЛЕМАМИ

Метод измерения диаметра слитков арсенида галлия в процессе его выращивания, основанный на прямом взвешивании слитка, в настоящее время является самым распространенным. В тоже время этому методу присущ ряд недостатков, которые приводят к погрешности измерения. Основными причинами, приводящими к погрешностям, являются широкий диапазон веса слитка, который изменяется от нескольких граммов в начале выращивания до десятков килограммов в конце, наличие жидкостного герметизатора, под слоем которого происходит кристаллизация, и который приводит к нестационарным гидродинамическим процессам и изменяющимся присоединенным массам, влияющим на вес слитка. Большое влияние также оказывает температура в зоне установки весоизмерительного оборудования и нестабильность питающего напряжения, вызванная работой систем вращения и перемещения слитка с тиглем. С увеличением диаметра слитка усиливается отрицательное влияние погрешностей измерения его веса, которое приводит к недопустимо большой погрешности измерения диаметра слитка. Это в свою очередь приводит к погрешностям работы систем автоматического управления процессом выращивания слитка и, как следствие, к увеличению температурных градиентов, увеличению плотности дислокаций, появлению недопустимых внутренних напряжений в слитке, увеличению процента брака.

Снижение погрешности измерения диаметра слитка в процессе его выращивания возможно при разработке новых методов и устройств, в которых используются преимущества существующих и устраняются их недостатки.

Целью работы является решение задачи снижения погрешности измерения диаметра слитков арсенида галлия, выращиваемых по ЛЕС методу в промышленном производстве.

Достижение цели обеспечивается решением следующих задач:

- разработка метода измерения диаметра слитка арсенида галлия в процессе выращивания, обеспечивающего абсолютную погрешность не более $\pm 1,5$ мм;
- синтез структурной схемы и разработка устройства, реализующего данный метод;
- оценка погрешности разработанного устройства.

2. АНАЛИЗ ПРОМЫШЛЕННЫХ МЕТОДОВ ИЗМЕРЕНИЯ ДИАМЕТРА СЛИТКА GAAS В ПРОЦЕССЕ ВЫРАЩИВАНИЯ

Существует несколько методов измерения диаметра слитка в процессе его выращивания по методу Чохральского. Самое большое распространение получили оптические методы, в основе которых лежит автоматическое определение границы расплав-кристалл [4]. Граница определяется яркостным кольцом, которое называется мениском. Мениск — это столб жидкости, который образуется над поверхностью расплава благодаря силам поверхностного натяжения, действующих на границах жидкой фазы и слитка, которые образуются при вытягивании слитка из расплава.

К оптическим методам принадлежат метод определения диаметра электронным оптическим датчиком и метод с использованием видеокамеры.

Метод с использованием оптического датчика базируется на позиционировании пирометрического приемника, который является оптическим датчиком, в зону мениска. При изменении диаметра слитка мениск перемещается по зеркалу расплава, согласно изменению диаметра, что в свою очередь приводит к изменению яркости на датчике и, как следствие, к изменению напряжения на его выходе. Этот метод можно использовать только в системах с открытым экранированием. В связи с четким фокусированием пирометра необходима поддержка уровня расплава во время вытягивания в одном и потом же положении. Уровень расплава поддерживается автоматически благодаря подъему тигля по программе или по сигналу от специального датчика.

Метод с использованием видеокамеры устраняет ряд недостатков, присущих оптическому датчику. В основе этого метода лежит измерение диаметра слитка путем обработки видеоизображения, полученного с телекамеры, которая сфокусирована в зону роста. Как показано в [5], данный метод позволяет измерять диаметр слитка на всех этапах его выращивания и исключить погрешности, связанные с неточностью позиционирования оптического датчика.

Точность определения диаметра этим методом зависит от технических характеристик видеооптической системы, которая включает в себя видеокамеру с объективом, устройства оцифровки видеосигнала и качества получаемого видеоизображения.

Недостатком этого метода есть сравнительно небольшой динамический диапазон, который определяется разрядностью представления яркости изображения при его оцифровке, что приводит к погрешности определения границ расплав — мениск, и низкий контраст наблюдаемого изображения.

Система измерения диаметра слитка кремния, реализующая телевизионный метод предложенная в [6], показана на рис. 1.

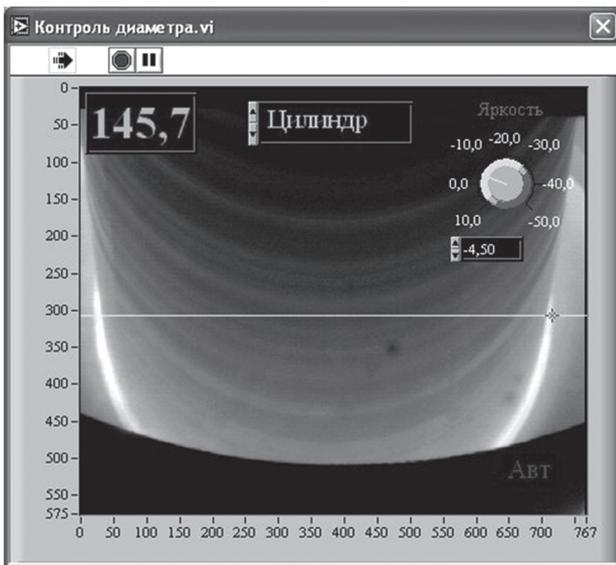


Рис. 1. Система измерения диаметра кремния телевизионным методом [6]

При выращивании слитков арсенида галлия по методу Чохральского с жидкостной герметизацией, не представляется возможным использование оптических методов, так как граница расплав-кристалл находится под слоем жидкого герметизатора. Изображение растущего слитка GaAs показано на рис. 2.

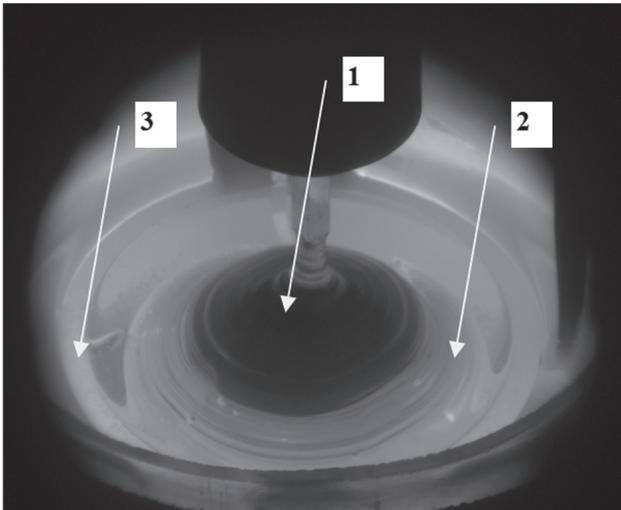


Рис. 2. Изображение процесса роста слитка арсенида галлия с жидкостной герметизацией:
1 – слиток GaAs, стадия выращивания прямого конуса;
2 – жидкостной герметизатор (борный ангидрид);
3 – фоновый нагреватель

Для телевизионного контроля процессов кристаллизации, которые протекают под слоем флюса, применяется просвечивание рентгеновскими лучами тигля с расплавом и флюсом [7, 8]. Рентгеновское изображение проецируется на флуоресцентный экран, откуда лучи света направляются на усилитель яркости изображения, который стоит перед телевизионной камерой. Контраст изображения зависит от угловых размеров фокуса рентгеновской трубки и соотношения

коэффициентов поглощения вещества, которое кристаллизуется, материалов флюса и деталей установки.

В подавляющем большинстве случаев решение задачи измерения диаметра растущего слитка GaAs получают, используя весовой метод [9]. Суть этого метода заключается в том, что значение диаметра определяется расчетным путем на основе показаний датчика веса, которые представляют собой сумму веса штока и образовавшейся до момента измерения части слитка, приращения веса слитка за определенное время, веса мениска и сил поверхностного натяжения.

3. РАЗРАБОТКА МЕТОДА ИЗМЕРЕНИЯ ДИАМЕТРА СЛИТКА. ПРАКТИЧЕСКИЕ РЕЗУЛЬТАТЫ

Метод Чохральского — метод выращивания кристаллов путём вытягивания их вверх от свободной поверхности большого объёма расплава с инициацией начала кристаллизации путём приведения затравочного кристалла (или нескольких кристаллов) заданной структуры и кристаллографической ориентации в контакт со свободной поверхностью расплава. Он предполагает, что исходное сырье находится в расплавленном состоянии в емкости, которая называется тигель. В процессе выращивания тигель с расплавом вращается вокруг своей оси для равномерного распределения теплового поля и поднимается вверх для обеспечения неизменного расстояния между поверхностью расплава и уровнем нагревателя. Слиток подвешенный на штоке в процессе выращивания поднимается вверх со скоростью, обеспечивающей кристаллизацию при текущем температурном градиенте, и также вращается вокруг своей оси для равномерного распределения тепловых потоков. Процесс проходит в ростовой камере, при вакууме и температуре порядка 1200 °С.

Для реализации весового метода измерения диаметра штоков с подвешенным слитком через вращающийся токопереход механически связан с датчиком веса.

Связь между весом слитка и его радиусом [10] в процессе выращивания определяется как:

$$F(t) = m_0 g + \int_0^t \pi r^2 \rho_k g v dt + \pi r_m^2 \rho_{ж} g h + 2 \pi r \sigma_{ж} \sin \alpha, \quad (1)$$

где m_0 — масса штока со слитком; ρ_k и $\rho_{ж}$ — плотности GaAs в твердом и расплавленном состоянии; r — радиус слитка; r_m — усредненный радиус мениска; v — скорость выращивания; h — высота мениска; $\sigma_{ж}$ — коэффициент поверхностного натяжения расплава, α — угол между поверхностью мениска и поверхностью расплава.

Таким образом для определения диаметра слитка GaAs достаточно измерять его вес через определенные промежутки времени при известной скорости выращивания.

Как видно из выражения (1) погрешности измерения веса слитка непосредственно влияет на погрешность определения его диаметра.

Рассмотрим основные факторы, влияющие на погрешность измерения веса. Структурная схема канала измерения веса представлена на рис. 3.



Рис. 3. Структурная схема канала измерения веса слитка GaAs в процессе выращивания

Для анализа влияния элементов схемы на общую погрешность измерения разделим их на две группы.

- погрешности, вызванные аналоговой частью канала, в которую входят датчик веса, усилитель и источник питания;
- погрешности, вызванные цифроаналоговой частью, в которую входит аналогоцифровой преобразователь (АЦП) и линия связи.

Для оценки влияния аналоговой части на общую погрешность измерения можно использовать математическую модель, полученную по схеме полного факторного эксперимента [11].

Выбор такой модели обусловлен следующими ее свойствами:

- коэффициенты модели в статистическом смысле независимы;
- коэффициенты модели максимально устойчивы;
- каждый коэффициент несет семантическую информацию о влиянии соответствующего эффекта на моделируемый критерий качества;
- план эксперимента соответствует большинству критериев оптимальности.

Структура многофакторной математической модели, в общем случае определим исходя из возможного множества эффектов, соответствующих множеству эффектов схемы полного факторного эксперимента. Она задается следующим выражением:

$$(1 + X_1 + X_1^2 + \dots + X_1^{s_1-1}) \times \dots \times (1 + X_k + X_k^2 + \dots + X_k^{s_k-1}) \rightarrow N_o \quad (2)$$

где X_1, \dots, X_k – факторы математической модели; s_1, \dots, s_k – число уровней факторов X_1, \dots, X_k ; k – общее число факторов; N_o – число опытов полного факторного эксперимента, равное числу структурных элементов его схемы.

Необходимым условием для построения модели является выбор числа уровней факторов,

значение которого должно быть на 1 больше максимальной степени полинома, необходимой для адекватного описания этим фактором поверхности отклика. Необходимое число экспериментов определяется как:

$$N_o \cong 1,5 \dots 2 \sum_{i=1}^k (S_i - 1), \quad (3)$$

где S_i – число уровней фактора X_i ; $1 \leq i \leq k$.

В качестве факторов примем внешние воздействия, оказывающие влияние на датчик веса и усилитель. Отнесем к ним температуру в месте установки датчика и усилителя и нестабильность питающего напряжения.

Учитывая что в нашем случае число факторов не превышает 10, выбираем коэффициент в выражении (3) равным 2.

Таким образом основными влияющими факторами на показания датчика веса и усилителя являются следующие:

- изменение температуры в месте расположения датчика веса, вызванное колебаниями температуры в процессе выращивания, которое может меняться в диапазоне от 20 до 100 °С;
- колебания питающего напряжения, вызванное работой силовых агрегатов установки, которое изменяется в диапазоне от 22 до 26 В.

Исследование точности измерения диаметра слитка без учета влияния изменений температуры и нестабильности источника питания показали, что средняя абсолютная погрешность аппроксимации составляет 0,13%, а среднеквадратичная погрешность остатка (в единицах измерения выходной величины взвешивания) равна 1,32.

Введем обозначение факторов и значения их уровней.

X_1 – температура в месте расположения датчика веса. Уровни: 20; 50; 100 °С.

X_2 – напряжение питания. Уровни: 22; 24,0; 26 В.

X_3 – измеряемый вес слитка. Уровни: 1; 2000; 4000; 6000; 8000; 10000 г.

В нашем случае необходимое число экспериментов в соответствии с (3) составило 18.

Значения уровней варьирования факторов после преобразования в ортогональные контрасты, позволили получить структуру полного факторного эксперимента будет иметь следующий вид:

$$(1 + x_1) (1 + x_2 + z_1) (1 + x_3 + z_2) \rightarrow N_{18}. \quad (4)$$

где x_1, x_2, x_3, z_1, z_2 – соответственно линейные, квадратичные и кубические контрасты факторов X_1, X_2, X_3 ; N_{18} – число структурных элементов для схемы полного факторного эксперимента.

Выполненный предварительный расчет математической модели показал, что в качестве оценки дисперсии воспроизводимости можно выбрать величину равную 1,6.

Число степеней свободы было принято равным 18.

Дисперсия была использована для определения стандартной ошибки коэффициентов уравнения регрессии.

Для вычисления математической модели и ее критериев качества использовалась программа Minitab Statistical Software.

Полученная математическая модель имеет вид

$$\hat{y} = 373,42x_3 + 4,2634x_2 - 3,0341z_1 + 3,1341x_1 - 0,08941x_1z_1 - 0,84136z_1x_2 + 0,1931z_1x_3, \quad (5)$$

где:

$$\begin{aligned} x_1 &= 0,00739821 (X_1 - 3,2273); \\ z_1 &= 0,202954 (x^2_1 - 0,035873x_1 - 0,05876); \\ x_2 &= 0,229878 (X_2 - 1); \\ z_2 &= 0,15 (x^2_2 - 0,067208); \\ x_3 &= 0,0021 (X_3 - 4,5). \end{aligned}$$

Проведенный информационный анализ полученной модели с учетом доли участия каждого элемента показывает, что:

– нелинейность z_3 сравнительно мала ($1,72 \cdot 10^{-5}$) и ее учет в модели повышает точность измерения;

– элемент x_3 сравнительно слабо ($3,73 \cdot 10^{-6}$) взаимодействует с квадратичным элементов z_1 (температура в месте расположения датчика веса): взаимодействие z_1x_3 . Таким образом математическая модель должна включать эффект влияния температуры в месте расположения датчика веса.

Колебания напряжения питания приводит к изменению результатов взвешивания как через x_2 , так и через z_2 . Их суммарная доля участия составляет $2,75 \cdot 10^{-1}$.

Изменение температуры в месте расположения датчика веса влияет в виде квадратичного z_1 и линейного x_1 эффектов с суммарной долей участия $1,17 \cdot 10^{-2}$.

Изменение температуры в месте расположения датчика веса и изменение напряжения питания образуют парное взаимодействие x_1z_2 с долей участия $3,05 \cdot 10^{-6}$.

Погрешности, вызванные цифроаналоговой частью, формируются в основном шумом АЦП. Минимизацию такой погрешности можно осуществить, используя фильтрацию числового ряда, который представляет из себя данные измерения веса, собираемые с частотой дискретизации АЦП. Для решения этой задачи можно применить метод скользящего среднего с использованием критерия минимального среднего квадрата ошибки [12].

Экспоненциальное скользящее среднее рассчитывается по формуле:

$$P_{cci} = P_{cci-1} + \alpha * (p_i(t) - P_{cci-1}), \quad (6)$$

где P_{cci} – результат фильтрации в текущий момент времени, P_{cci-1} – результат фильтрации в предыдущий момент времени, α – коэффициент экспоненциального усреднения равный $2/(n+1)$, где n – величина временного ряда окна

усреднения равная 100, $p_i(t)$ – значение измеренного веса.

4. РАЗРАБОТКА УСТРОЙСТВА ИЗМЕРЕНИЯ ДИАМЕТРА СЛИТКА. ПРАКТИЧЕСКИЕ РЕЗУЛЬТАТЫ

Структурная схема устройства измерения диаметра слитка, реализующая предложенный метод, представлена на рис. 4.

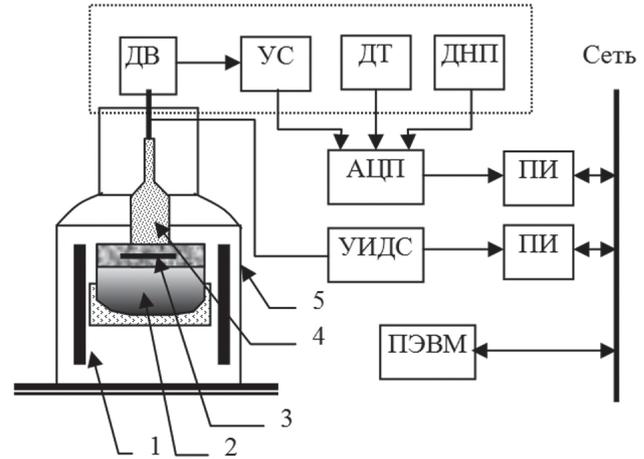


Рис. 4. Структурная схема устройства измерения диаметра слитка: 1 – основной нагреватель; 2 – тигель с расплавом и жидкостным герметизатором; 3 – фоновый нагреватель; 4 – слиток; 5 – ростовая камера

В состав устройства входит: ДВ – датчик веса, УС – усилитель, ДТ – датчик температуры установленный возле датчика веса, ДНП – датчик напряжения питания усилителя и датчика веса, измеряющий колебания питающего напряжения датчика веса и усилителя, АЦП – аналого-цифровой преобразователь, УИДС – устройство измерения длины слитка, ПИ – преобразователь интерфейса, ПЭВМ – промышленная ЭВМ.

Информация о весе слитка, полученная датчиком веса, связанного через вращающийся токопереход и разделительную камеру со слитком, поступает на вход усилителя напряжения. Выход усилителя связан со входом АЦП. К другим входам АЦП подключены датчик температуры и датчик напряжения питания УС и ДВ, информация с которых позволяет минимизировать влияние возмущающих факторов на точность измерения веса. Конструктивно, датчик веса, усилитель и датчики установлены в верхней части ростовой установки, как показано на рис. 5. Цифровой выход АЦП через преобразователь интерфейса передает информацию по промышленной сети ModBus ПЭВМ. Через эту же сеть в ПЭВМ передаются данные о длине слитка.

Учитывая, что датчик веса совместно с усилителем имеет наклон амплитудной характеристики, не соответствующий выбранному нами диапазону веса слитка GaAs (1 – 10 кг), возникла необходимость в корректировке характеристики, которая была выполнена нами путем натурных

испытаний. Полученная характеристика представлена на рис. 6.

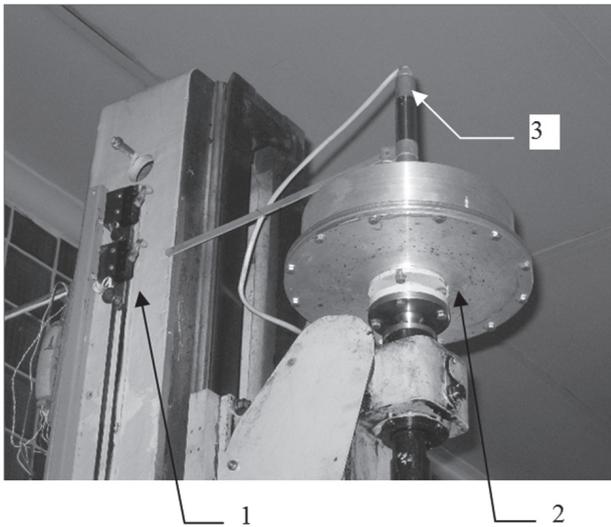


Рис. 5. Ростовая установка «Арсенид 1» с установленными датчики:

1 – колонна ростовой установки, 2 – корзина с установленными внутри датчиком веса, усилителем, датчиком температуры и датчиком напряжения питания, 3 – вращающийся токопереход

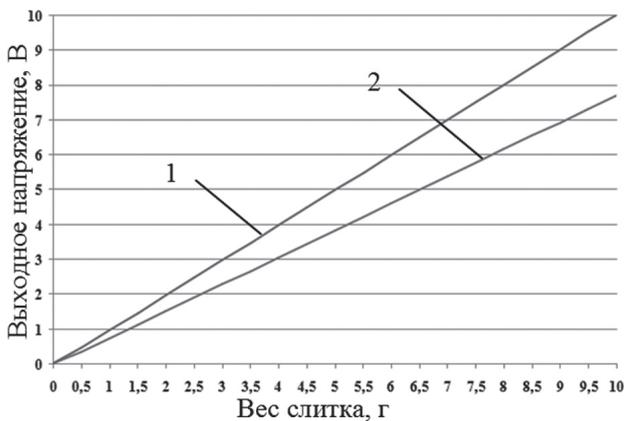


Рис. 6. Зависимость выходного напряжения усилителя датчика веса от веса слитка. 1 – график нормированной измерительной характеристики усилителя датчика веса. 2 – график заводской измерительной характеристики усилителя датчика веса.

В результате проведенных испытаний нами было получено уравнение корректировки измерительной характеристики:

$$U_{сл} = (0,386x - 0,404), \quad (7)$$

где x – выходное значение датчика в текущий момент времени.

Расчет диаметра слитка, реализации фильтрации и корректировка возмущающих факторов производится программным путем. Алгоритм работы программы представлен на рис. 7.

Применение фильтрации результатов измерения веса слитка позволило снизить нестабильность измерения веса и, как следствие увеличить точность определения диаметра. Результат применения фильтра, основанного на методе

экспоненциальной скользящей средней представлен на рис. 8.

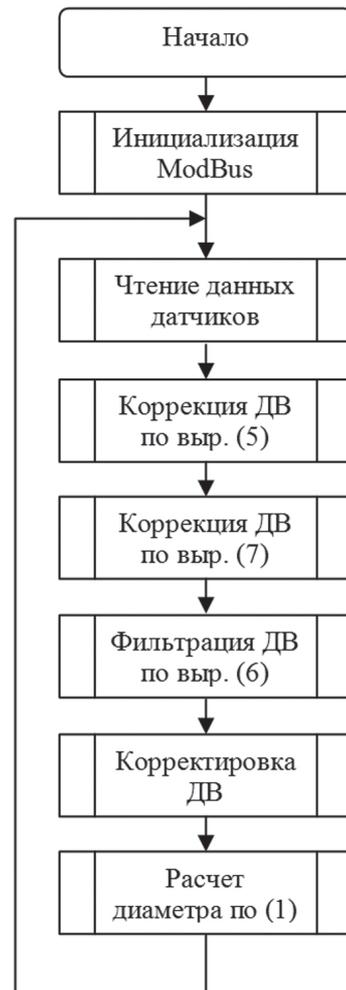


Рис. 7. Алгоритм работы устройства измерения диаметра слитка GaAs

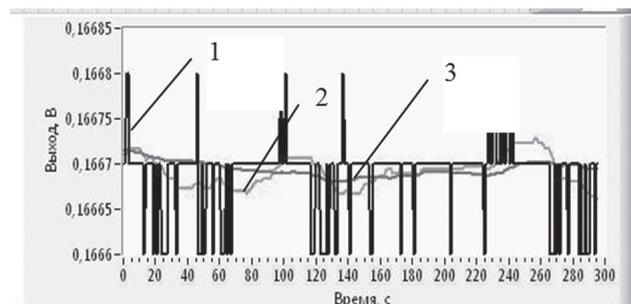


Рис. 8. Результат работы фильтра весоизмерительного канала: 1 – выходное напряжение усилителя датчика веса с шумом АЦП; 2 – выходное напряжение датчика веса после фильтрации методом скользящего среднего; 3 – выходное напряжение датчика веса после фильтрации экспоненциальным скользящим средним

Выращенный слиток GaAs диаметром 100 мм. показан на рис. 11.

Анализ датчиков измерения веса показывает, что для решения задачи определения диаметра слитка арсенида галлия требуется пьезоэлектрический датчик с включением элементов по мостовой схеме.

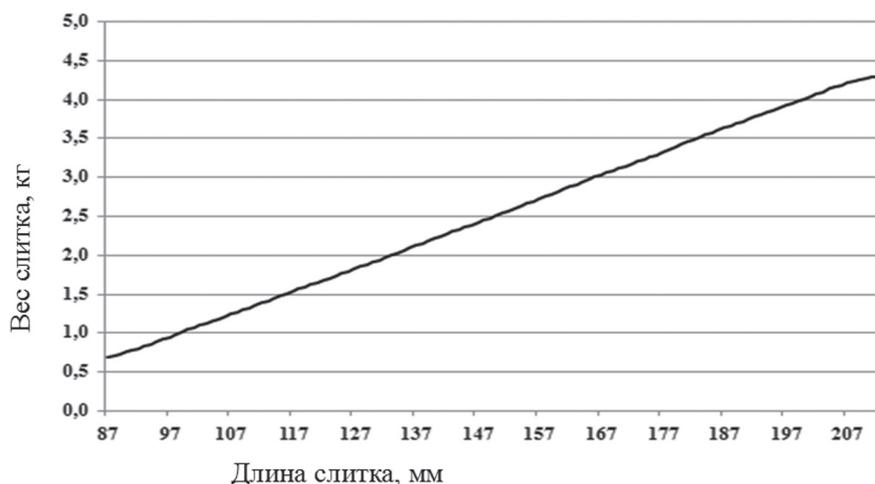


Рис. 9. График изменения веса слитка GaAs в процессе выращивания

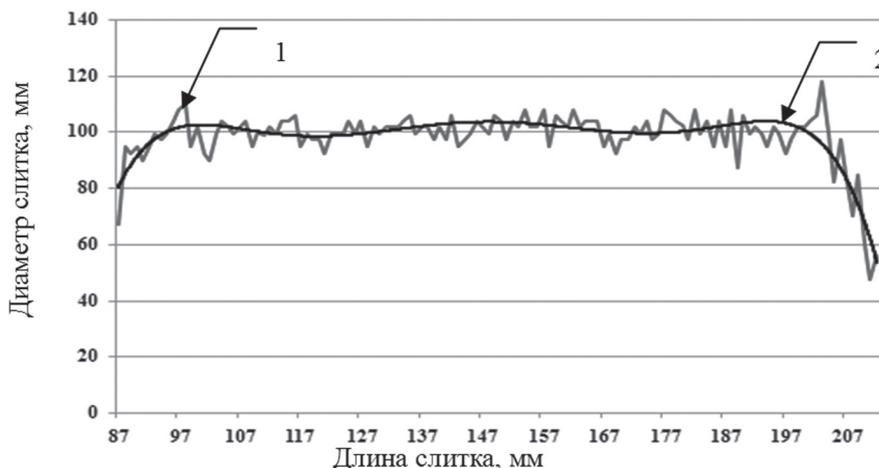


Рис. 10. Результат реализации метода и устройства измерения диаметра слитка GaAs в процессе выращивания: 1 – измеренный диаметр слитка без коррекции возмущающих факторов и шумов АЦП, 2 – измеренный диаметр слитка с применением коррекции и фильтрации

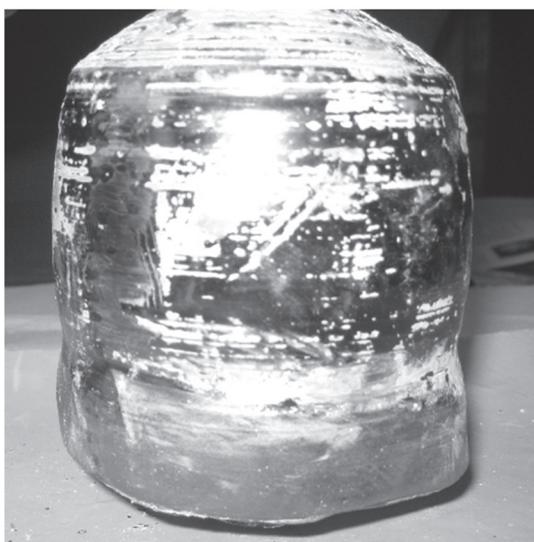


Рис. 11. Слиток GaAs, диаметр которого измерялся разработанным устройством с использованием предложенного метода

Датчики такого типа производятся фирмой Scaime (Франция). С учетом максимального веса выращиваемого слитка, можно использовать

датчик марки F60X10 C3 SN 5e, который имеет суммарную погрешность измерения равную 0,08 % при максимальном измеряемом весе 10 кг.

Натурные испытания устройства измерения диаметра слитка GaAs проводились на базе ЧП “Галар” по следующей методике, согласованной с центральной заводской лабораторией измерений:

- разработанным устройством измерялся диаметр растущего слитка GaAs;
- фиксировалась длина слитка GaAs;
- по завершению процесса измерялось значение диаметра полученного слитка при помощи штангенциркуля в контрольных точках, привязанных к длине слитка.

Для определения основных метрологических характеристик вычислялись следующие величины:

- систематическая составляющая абсолютной погрешности определялась как:

$$A_i = |d_i - d_k|, \text{ мм}$$

где d_i – диаметр, измеренный устройством, d_k – диаметр слитка, измеренный штангенциркулем.

— абсолютная погрешность диаметра, измеренного устройством, определялась как:

$$A = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n A_i, \text{ мм,}$$

где n — количество измерений.

Полученная абсолютная погрешность измерения диаметра разработанным устройством составила 1,5 мм.

ВЫВОДЫ

1. Разработана математическая модель, полученная по схеме полнофакторного эксперимента, при помощи которой выполнена оценка влияния погрешностей аналоговой части весоизмерительного канала на погрешность измерения диаметра. Показано, что колебания напряжения питания усилителя датчика веса приводит к изменению результатов с долей участия $2,75 \cdot 10^{-1}$, а изменение температуры в месте расположения датчика веса с долей участия $1,17 \cdot 10^{-2}$. Показано, что для уменьшения погрешности, вызванной цифроаналоговой частью канала измерения веса слитка, необходимо использовать фильтрацию методом скользящего среднего с использованием критерия минимального среднего квадрата ошибки.

2. Разработан метод измерения диаметра слитка GaAs, позволяющий уменьшить погрешность измерения. Метод основан на измерении веса слитка в дискретные моменты времени с последующей коррекцией погрешностей аналоговой и цифроаналоговой частей. Разработано устройство, реализующее данный метод, в которое включены канал измерения нестабильности питающего напряжения и канал измерения температуры в зоне установки датчика веса слитка. Предложенные решения позволили обеспечить абсолютную погрешность измерения диаметра слитка GaAs, не превышающую $\pm 1,5$ мм.

3. Промышленное применение разработанного авторами метода и устройства позволили снизить отклонение диаметра выращиваемого слитка от номинального до 2 мм (для слитков диаметром 100 мм), что в свою очередь снизило потери при калибровке слитка до 3%.

Литература.

- [1] *Наумов А. В.* Обзор мирового рынка арсенида галлия. // *Технология и конструирование в электронной аппаратуре.* — 2005. — № 6. С. 53 — 57.
- [2] *Shenai-Khatkhate D. V.* Environment, health and safety issues for sources used in MOVPE growth of compound semiconductors. / D. V. Shenai-Khatkhate R Goyette, R L DiCarlo and G Dripps. // *Journal of Crystal Growth* — 2004. Vol.4, P. 816—821.
- [3] *Zinnes A. E.* Automatic diameter control of Czochralski grown crystals. / A. E. Zinnes, B. E. Nevis C. D. Brandle. // *Journal of Crystal Growth.* — 1973. — Vol. 19, Issue 3. P. 187-192.
- [4] *Digges T. G.* The basis of automatic diameter control utilizing “bright ring” meniscus reflections/ T. G. Dig-

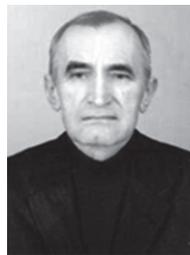
ges, Jr. R. H. Hopkins, R. G. Seidensticker // *Journal of Crystal Growth,* — July 1975, Vol. 29, Issue 3, P. 326-328.

- [5] *Притчин С.Э.* Способ повышения точности измерения диаметра слитка монокристаллического кремния в процессе роста телевизионным методом. IX Научно-техническая конференция «Измерительная и вычислительная техника в технологических процессах», Вып. № 9 (2002) — Хмельницкий, с. 111—113.
- [6] *А.П. Оксанич.* Определение телевизионным способом диаметра монокристалла кремния на разных стадиях его роста / Оксанич А.П. Притчин С.Э. // *Научные труды КГПИ.* — 2001. — № 2 (8). — Кременчуг: КГПИ. — С. 376—381.
- [7] *H. J. Dijk.* Diameter control of LEG grown GaP crystals/ Dijk H. J. A. Yochem C. M. Scholl G. J., Werf // *Journal of Crystal Growth.* 1974. Vol. 21, P. 310—312.
- [8] *Pruett H. D.* X-ray imaging technique for observing liquid encapsulation Czochralski crystal growth/ H.D. Pruet, S.I.Lien // *Journal Electrochim.* — 1974. Vol. 121, P. 822—826.
- [9] *T.H. Johansen.* Analysis of the crystal weighing method applied to liquid encapsulated Czochralski growth. // *Journal of Crystal Growth.* — 1987. v.84. С. 609-620.
- [10] *V.A. Antonov.* Analysis of crystal-meniscus system behaviour under Czochralski crystal growth. // *J.Crystal Growth.* — 2001. — v.226. — P. 555-561.
- [11] *С.Г. Радченко.* Математическое моделирование технологических процессов в машиностроении. // ЗАО «Укрспецмонтажпроект» — Киев. — 1998. — 274 с.
- [12] *Сиргиенко А.Б.* Цифровая обработка сигналов // Питер. — 2006. — 750 с.

Поступила в редколлегию 10.01.2012



Оксанич Анатолий Петрович, доктор технических наук, профессор, заведующий кафедрой информационно-управляющих систем Кременчугского национального университета имени Михаила Остроградского. Область научных интересов: оборудование и производство материалов электронной техники.



Петренко Василий Радиславович, доктор технических наук, профессор, профессор кафедры информационно-управляющих систем Кременчугского национального университета имени Михаила Остроградского. Область научных интересов: автоматизация процессов управления в производственных системах



Притчин Сергей Эмильевич, кандидат технических наук, доцент кафедры информационно-управляющих систем Кременчугского национального университета имени Михаила Остроградского. Область научных интересов: оборудование и производство материалов электронной техники.



Тербан Виктор Андреевич, главный инженер ЧП «Галар». Область научных интересов: оборудование и производство материалов электронной техники.

УДК 546.28

Метод та засіб виміру діаметра зливка GaAs у процесі вирощування методом рідинної герметизації / А.П. Оксанич, С.Е. Притчин, В.Р. Петренко, В.А. Тербан // Прикладна радіоелектроніка: наук.-техн. журнал. – 2012. Том 11. № 1. – С. 54-62.

Розроблено метод виміру діаметра зливка арсеніду галія, який заснований на вимірюванні ваги зливка з урахуванням похибки каналу вимірювання ваги та похибки перетворення. Розроблено пристрій, який реалі-

зує даний метод. Досягнута абсолютна похибка вимірювання для злиwkів діаметром 100 мм склала $\pm 1,5$ мм.

Ключові слова: метод Чохральського з рідиною герметизацією, арсенід галію, вимір діаметра зливка.

Лл. 11. Бібліогр.: 12 найм.

UDC 546.28

Method and arrangement of measuring diameter of ingot GaAs during growth by the Liquid Encapsulated Czochralski / A.P. Oksanich, S.E. Pritchyn, V.R. Petrenko, V.A. Terban // Applied Radio Electronics: Sci. Journ. – 2012. Vol. 11. № 1. – P. 54-62.

A method for measuring the diameter of an ingot of GaAs grown by LEC method based on measuring the weight of the ingot taking into account the errors of a weight measurement channel and conversion errors is developed. A device is developed which implements the method. The achieved absolute error of measurement for ingots of a 100 mm diameter has constituted $\pm 1,5$ mm.

Keywords: Liquid Encapsulated Czochralski, GaAs, diameter measurement.

Fig. 11. Ref.: 12.

МОДЕЛИРОВАНИЕ ЧАСТОТНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК МАГНЕТРОНА С ДВУМЯ ВЫВОДАМИ ЭНЕРГИИ

Г.И. ЧУРЮМОВ, А.И. ЭКЕЗЛИ

Рассматриваются особенности и результаты моделирования частотных характеристик магнетронов в непрерывном режиме. Предложены математические модели расчета характеристик «холодной» электродинамической системы магнетрона (анодного блока) и двумя выводами энергии (метод эквивалентных схем), а также самосогласованная математическая модель магнетрона (модель крупных частиц) исследования электронно-волнового процесса нелинейного взаимодействия в пространстве взаимодействия магнетрона. Представлены результаты экспериментальных исследований возможной нестабильности частоты в магнетронах, включая результаты исследования влияния температуры анодного блока на частоту генерации, а также анализируется роль катода и наличия помех от источника питания при обеспечении повышения стабильности частоты магнетрона. На основе качественного анализа системы нелинейных уравнений возбуждения дается феноменологическое описание механизма флуктуаций частоты в магнетронах, объясняются причины нестабильности частоты и особенности уширения спектральной линии генерирующего магнетрона в непрерывном режиме. Результаты анализа подтверждаются данными численных расчетов.

Ключевые слова: магнетрон, математическая модель, метод эквивалентных схем, девиация частоты, стабильность частоты, перестройка частоты.

ВВЕДЕНИЕ

Интерес к вопросам изучения и понимания процессов, протекающих в классических магнетронах, а также соответствия некоторых положений их теории эксперименту не ослабевает [1]. Особое внимание вызывают вопросы, связанные с улучшением частотных характеристик магнетронов, включая повышение стабильности частоты, расширение диапазона и скорости ее перестройки, уменьшение нежелательных (паразитных, внекратовых) излучений, снижение уровня шумов в выходном спектре и т.п. [2-5]. В сочетании со свойственными данному прибору высокой эффективностью работы, технологичностью и относительно невысокой стоимостью улучшение частотных характеристик магнетронов позволит рассматривать магнетроны как конкурентоспособные приборы на рынке источников электромагнитных колебаний и расширить их практическое применение.

Целью данной работы является дальнейшее развитие и совершенствование методологии моделирования физических процессов в магнетронах, анализ причин ухудшения стабильности частоты и изучение факторов, приводящих к ее улучшению, а также выбора путей и методов увеличения диапазона перестройки частоты.

1. АНАЛИЗ ПРИЧИН НЕСТАБИЛЬНОСТИ ЧАСТОТЫ

Исследование частотных характеристик магнетронов и их анализ показывает, что флуктуация частоты в магнетронных генераторах зависит от многих факторов и связана с электронно-волновым механизмом взаимодействия, режимом работы прибора, условиями и особенностями его эксплуатации. Для изучения причин, вызывающих частотную нестабильность

в магнетронах, были исследованы непрерывные 2-х и 3-х сантиметровые магнетроны с оксидными катодами косвенного накала.

Блок-схема экспериментальной установки для измерения флуктуаций частоты магнетронов приведена на рис. 1. Питание магнетронов осуществляется от высоковольтного блока питания (БП) с регулируемым стабилизированным анодным напряжением постоянного тока с нестабильностью напряжения не более $\pm 0,1\%$ и нестабилизированным переменным напряжением накала 6,3 В. Измерение временной зависимости флуктуаций частоты в магнетроне проводится методом прямого детектирования [6]. В качестве частотного детектора используется дискриминатор частоты резонансного типа, который настраивается так, чтобы его частотная характеристика соответствовала ширине спектра исследуемого сигнала Δf (рис. 1). В результате флуктуации частоты, генерируемой магнетроном, преобразуются во флуктуации амплитуды напряжения $\tilde{U}_m(t)$, которые фиксируются на осциллографе.

Среди факторов, влияющих на частоту генерации в магнетронах и вызывающих ее сдвиг и флуктуацию (техническая флуктуация), а также оказывающих в целом негативное влияние на частотные характеристики магнетронов, следует выделить:

- тепловые эффекты, которые, с одной стороны, вызывают изменение геометрических размеров анодного блока магнетрона (особенно в коротковолновой части сантиметрового и миллиметрового диапазонов) [7], а с другой — влияют на эмиссионные процессы, протекающие на катоде и вызывающих колебания суммарного тока, эмитируемого с поверхности катода [8];
- нестабильность источника питающих напряжений [9];

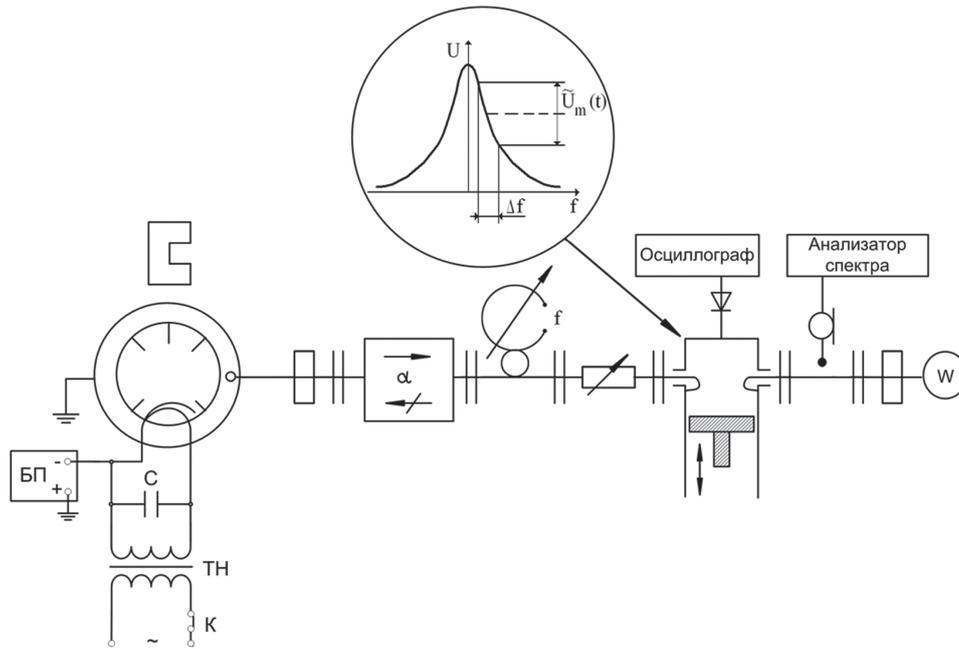


Рис. 1. Блок-схема измерительной установки

- наличие внешних цепей, обеспечивающих регулировку рабочего режима магнетронов (цепи питания и СВЧ цепи) и т.п.

В работе [5] представлены результаты исследований непрерывного бытового магнетрона с частотой генерации 2450 МГц. Изучение теплового ухода частоты показало, что диапазон изменения частоты генерируемых магнетроном колебаний зависит от температуры анодного блока T_a , вызванной бомбардировкой его поверхности (ламелей) электронами (анодный ток I_a), и увеличивается с ее ростом. Так, в диапазоне изменений температуры анодного блока от 50 °С до 90 °С, тепловой уход частоты составил 2 МГц при условии, что $I_a = 300$ мА.

На рис. 2 представлены экспериментальные временные зависимости температуры анодного блока непрерывного магнетрона 3-см диапазона, которые измерены температурным датчиком на внешней поверхности анодного блока. Температурные зависимости снимались при условиях применения различных методов охлаждения магнетрона: конвективного (кривая 1) и принудительного воздушного (кривые 2 и 3). Зависимости изменения частоты данного магнетрона от температуры анодного блока для разных значений анодного тока магнетрона показаны на рис. 3.

Известно [7], что вылет электронов на анод в динамическом режиме работы магнетронов приводит к выделению дополнительной энергии на ламелях анодного блока и, как результат, к его нагреву. Для стабилизации температурного режима магнетронов используют различные виды охлаждения анодного блока. Как видно из рис. 2 и 3, применение принудительного воздушного охлаждения (кривые 2) по сравнению с конвективным охлаждением (кривая 1) позволяет регулировать процесс установления температуры анодного блока. При этом увеличение воздухообмена в 2

раза (кривая 3) приводит к уменьшению температурного коэффициента частоты и сокращению (в 1,2 ... 1,4 раза) времени установления температурного режима работы магнетрона. Рост температуры анодного блока, как видно из рис. 3, вызывает изменение генерируемой частоты. При этом как в режиме малых амплитуд ВЧ поля при $I_a = 50$ мА (низковольтный участок вольтамперной характеристики (ВАХ)), так и в режиме больших амплитуд при $I_a = 150$ мА (высоковольтный участок ВАХ) с ростом температуры частота магнетрона уменьшается, т.е. наблюдается линейное расширение внутреннего объема анодного блока и увеличение значений эквивалентных емкости $C_p(t)$ и индуктивности $L_p(t)$ анодного блока. В целом следует отметить, что в силу значительной инерционности тепловых процессов их влияние на процесс установления частоты магнетронов можно рассматривать как аperiодический процесс.

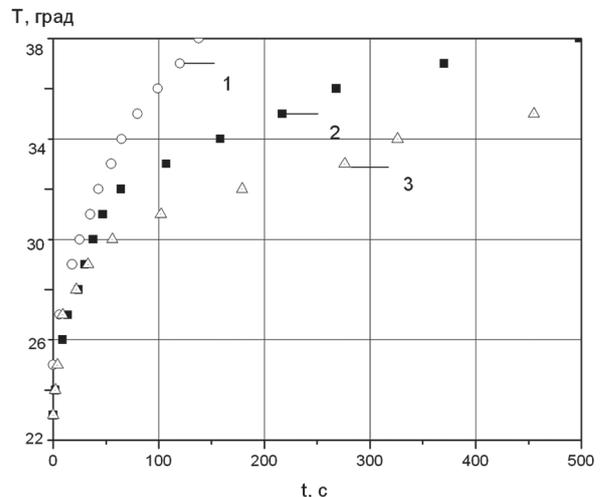


Рис. 2. Экспериментальные зависимости температуры анодного блока непрерывного магнетрона 3-см диапазона от времени работы

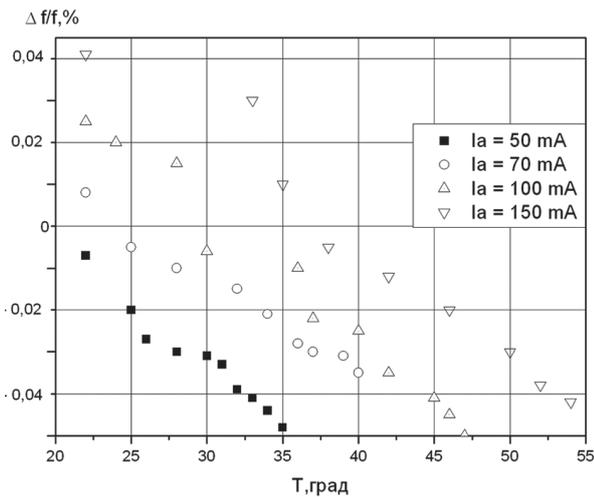


Рис. 3. Экспериментальные зависимости изменения частоты непрерывного 3-см магнетрона от температуры анодного блока в режиме принудительного охлаждения

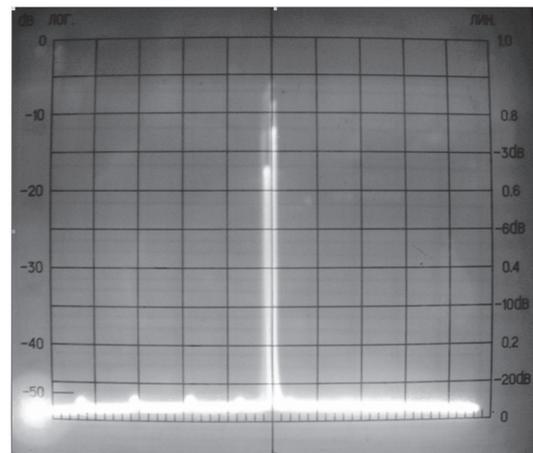
Более сложный и неоднозначный характер имеет проявление тепловых процессов на катоде. Особенности такого проявления зависят от типа используемого катода (прямоанодный катод, вторично-эмиссионный катод косвенного накала или «холодный» вторично-эмиссионный металлический катод). Как показано теоретически в работе [8] применительно к непрерывному магнетрону 3-см диапазона с вторично-эмиссионным катодом косвенного накала (оксидный катод), наличие электронной бомбардировки поверхности оксидного катода приводит к дополнительному выделению энергии и подогреву поверхности катода. В результате роста температуры увеличивается ток термоэлектронной эмиссии до момента установления режима ограничения эмиссии полем пространственного заряда (ПЗ). В установившемся режиме работы магнетрона значение температуры поверхности катода будет колебаться около некоторого среднего значения, определяемого напряжением цепи накала. Максимальное отклонение температуры, по данным численных расчетов [8], составляет 3÷4 % от среднего значения и уменьшается с увеличением плотности ПЗ в области втулки. Показано, что колебания тока эмиссии приводят к изменению анодного тока и колебаниям частоты генерации.

Сравнение результатов применения в магнетронах различных типов катодов показывает, что наименее подвержены влиянию температурного фактора «холодные» металлические вторично-эмиссионные катоды в отличие от подогревных термоэмиссионных катодов (как прямоанодных, так и подогревных с косвенным накалом). С учетом низкого потребления мощности и высокой плотности тока эмиссии, данный тип катодов обладает также безынерционным включением (выключением) и удовлетворяет условиям микроминиатюризации [10].

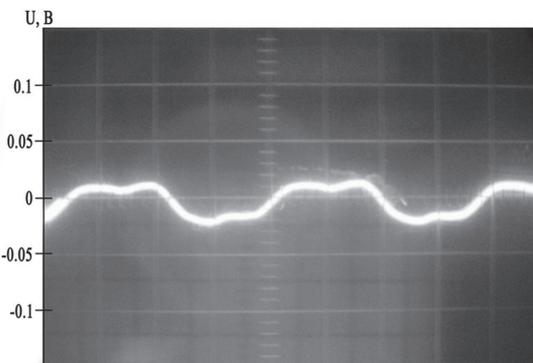
С другой стороны, не менее важным фактором стабильной работы магнетронов является

выбор и использование источников электропитания с требуемыми выходными параметрами (анодным напряжением и напряжением накала) [9]. Показано, что нестабильность питающих напряжений (более 0,1%) приводит к ухудшению спектральных характеристик магнетронов, в частности, к дополнительной модуляции амплитуды и частоты выходного сигнала.

На рис. 4 показаны экспериментальные зависимости выходного спектра непрерывного магнетрона 3-см диапазона в режиме непрерывной генерации (а) и изменения частоты магнетрона от времени (б) для фиксированной точки ВАХ при $I_a = 100$ мА.



а



б

Рис. 4. Выходной спектр непрерывного магнетрона 3-см диапазона (расстояние между метками 1 МГц) (а) и зависимость изменения частоты магнетрона от времени (б)

Как видно, выходной спектр магнетрона представляет собой сложный модулированный по амплитуде и частоте выходной сигнал с девиацией частоты для выбранного случая равной 340 кГц. Указанное значение девиации частоты получено при условии, что пульсации анодного напряжения не превышают $\pm 0,1\%$ и соответствуют стабильности частоты выходного сигнала порядка $6,0 \cdot 10^{-5}$. Выключение тока накала после запуска магнетрона (разрыв цепи накала с помощью ключа К на рис. 1) приводит к незначительному уменьшению девиации частоты до 280÷300 кГц. С ростом пульсаций напряжения источника питания (нестабильность по напряжению более

$\pm 1 \%$) девиации частоты увеличивается и превышает 8 МГц.

С другой стороны, экспериментальные исследования показали, что флюктуации частоты магнетрона имеют периодический характер с частотой 50 Гц (рис. 4, б). Это свидетельствует о возможном влиянии на работу магнетрона внешней помехи от источника питания и указывает на необходимость применения дополнительных мер по защите (фильтрации) цепей питания магнетрона от внешних и внутренних помех.

На рис. 5 показана зависимость относительного изменения частоты генерации магнетрона от амплитуды внешней помехи при условии, что $I_a = 100 \text{ mA}$. Как видно, с уменьшением амплитуды внешней помехи нестабильность частоты генерации магнетрона уменьшается и достигает прогнозируемого минимального значения $2 \cdot 10^{-5}$.

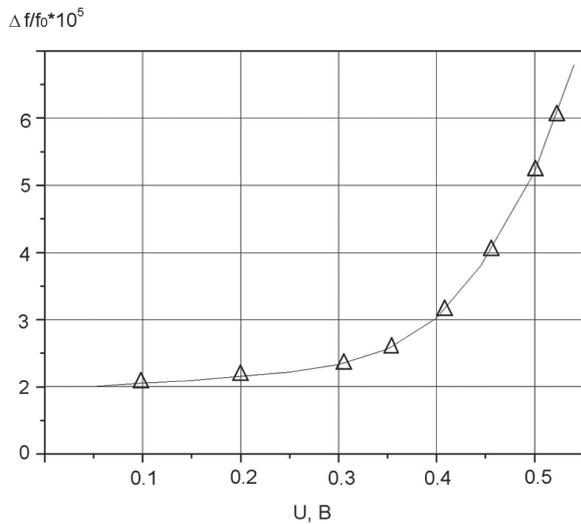


Рис. 5. Зависимость относительного изменения частоты генерации 3-см магнетрона от амплитуды внешней помехи

Анализ путей улучшения частотных свойств магнетронов показывает, что вопросы повышения стабильности частоты в значительной степени зависят от типа катода и возможного применения различных путей стабилизации частоты и ее программируемой перестройки [11]. В этом случае практический интерес вызывают конструкции магнетронов с внешним стабилизирующим резонатором (коаксиальный магнетрон) или магнетрон с дополнительным (вторым) выводом энергии (реактивный вывод) [12].

2. МАТЕМАТИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Существующая практика моделирования магнетронов сводится к исследованию нелинейного взаимодействия в системах типа «резонансная электродинамическая система – замкнутый электронный поток» при соответствующих граничных и начальных условиях. При этом решается единая самосогласованная задача, которая для фиксированного момента времени сводится, с одной стороны, к решению волнового уравнения

и расчету электромагнитного поля в пространстве взаимодействия резонансной электродинамической системы магнетрона, а с другой – к решению уравнения движения электронного облака в фиксированном (рассчитанном) электромагнитном поле резонансной электродинамической системы. В результате фазовой группировки образуются спицы ПЗ и происходит передача энергии, запасенной в электронном потоке электромагнитному полю резонансной электродинамической системы. Энергетические и частотные характеристики магнетрона и особенности их изменения являются целью большого количества исследований, направленных на их оптимизацию и получение максимальной эффективности взаимодействия (кпд), минимизацию девиации частоты, повышение ее стабильности и увеличение диапазона перестройки.

Практическая реализация задач моделирования нелинейных процессов в магнетронах основывается на применении различных методов (см., например, [7]). Особенностью предлагаемого подхода является сочетание метода «эквивалентных схем» для расчета частотных свойств «холодной» электродинамической системы магнетрона (определение резонансной частоты, оценка диапазона ее перестройки для разных конструкций анодных блоков, определение собственной и нагруженной добротностей основного и ближайших паразитных видов колебания анодного блока, и т.д.) и метода крупных частиц (Particle-in-Cell (PIC) Method) для моделирования нелинейного взаимодействия электронного облака с электромагнитным полем.

3. РАСЧЕТ ПАРАМЕТРОВ ЭЛЕКТРОДИНАМИЧЕСКОЙ СИСТЕМЫ (МЕТОД ЭКВИВАЛЕНТНЫХ СХЕМ)

Применение метода эквивалентных схем и определение составляющих ее элементов основывается на предположении об известной структуре электромагнитного поля, возбуждаемом в резонансной системе многорезонаторного магнетрона («одноволновое» приближение). В этом случае возможно перейти от реальной конструкции многоволновой колебательной системы магнетрона к ее эквивалентной схеме для заданного рабочего вида колебания (например, колебания π -вида).

На рис. 6 представлены эквивалентные схемы для конструкции восьмirezонаторного анодного блока ($N = 8$, где N – количество резонаторов) с одним выводом энергии (активный вывод) (а) и двумя выводами энергии (активным и реактивным) (б), полученные для случая возбуждения рабочего π -вида колебания.

Для определения количественных значений элементов эквивалентных схем воспользуемся прямыми методами теории цепей и длинных линий [13]. В качестве плоскости представления эквивалентной схемы магнетрона выбирается

плоскость $11'$ на рис. 6, а. С учетом этого определяется входное комплексное сопротивление «холодного» резонансного анодного блока магнетрона как $Z_p(j\omega) = R_p + jX_p$. Полагая $Jm(Z(j\omega)) = 0$, получаем значение резонансной частоты анодного блока для рабочего вида колебания (рис. 6, а).

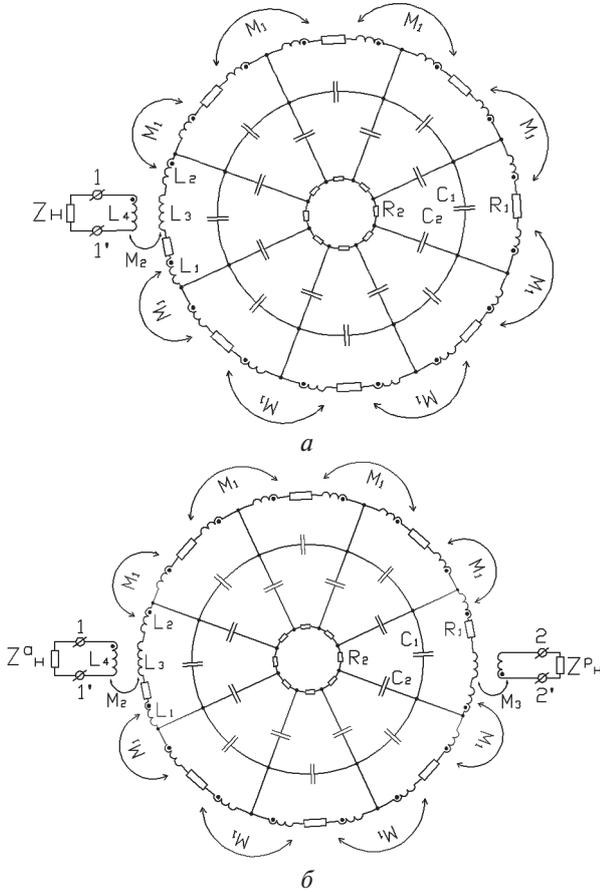


Рис. 6. Эквивалентные схемы магнетронов с одним (а) и двумя (б) выводами энергии: C_1 – емкость резонатора анодного блока; C_2 – емкость пространства взаимодействия; R_1 – сопротивление потерь анодного блока; R_2 – сопротивление потерь на катоде; $L = L_1 + L_2$ – индуктивность резонатора анодного блока; L_3 и L_4 – индуктивности выводов энергии; M_1 – взаимная индуктивность резонаторов анодного блока; M_2 – взаимная индуктивность активного вывода энергии и резонатора анодного блока; M_3 – взаимная индуктивность реактивного вывода энергии и резонатора анодного блока

Для конструкции магнетрона с двумя выводами энергии входное комплексное сопротивление анодного блока магнетрона относительно плоскости $11'$ запишется с учетом влияния параметров второго (реактивного) вывода энергии в виде $Z_p'(j\omega) = R_p' + jX_p'$. В данном выражении учитываются значения реактивной нагрузки, включенной во второй вывод энергии. Записывая условия резонанса анодного блока $Jm(Z'(j\omega')) = 0$ получаем значение резонансной частоты анодного блока на рабочем виде колебания для конструкции анодного блока с двумя выводами энергии. Изменение реактивной нагрузки Z_H^p приводит к сдвигу резонансной частоты «холодного» анодного

блока. Таким образом осуществляется перестройка его частоты в пределах заданного межвидового диапазона разделения частот.

На рис. 7 представлена экспериментальная зависимость перестройки частоты 3-см магнетрона с двумя выводами энергии. В качестве реактивной нагрузки Z_H^p второго (реактивного) вывода использовался короткозамыкающий поршень. При этом отрезок короткозамыкающего поршня рассматривается как реактивная нагрузка с входным реактивным сопротивлением $Z_{вх} = jZ_0 \operatorname{tg} \beta L$, где Z_0 – характеристическое сопротивление линии передач, $\beta = \frac{2\pi}{\lambda_B}$ – фазовая постоянная, L – длина линии передач. Как видно из рис. 7, изменение длины линии передач (волновода) L приводит к периодическому изменению частоты генерации магнетрона. Полученная экспериментально величина перестройки частоты превышает 200 МГц.

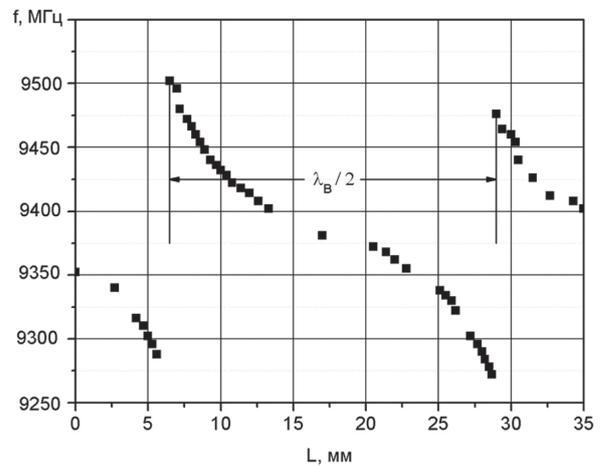


Рис. 7. Экспериментальная кривая перестройки частоты

Для феноменологического описания флуктуации и перестройки частоты в магнетроне рассмотрим универсальную эквивалентную схему магнетрона с учетом присутствия замкнутого электронного потока, выводов энергии и внешней (активной и реактивной) нагрузки (рис. 8).

Как видно, универсальная эквивалентная схема магнетрона включает в себя эквивалентные емкость C_p и индуктивность L_p «холодной» резонансной колебательной системы (анодного блока), емкость электронного потока $C_{эл}$, эквивалентные емкость $C_H^{эКВ}$ и индуктивность $L_H^{эКВ}$ активного вывода энергии и нагрузки, трансформированные к сечению $11'$, а также реактивную нагрузку второго (реактивного) вывода энергии Z_H^p , обусловленной подключенной линией передач длиной L . Изменение длины L вызывает соответствующее изменение входного ее реактивного сопротивления Z_H^p и, как следствие, изменяется резонансная частота анодного блока. Данное изменение частоты π -вида можно представить как функцию частоты от времени в виде:

$$f_{\text{п-вид}}(t) = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{1}{\sqrt{L_{\text{экв}}(t)C_{\text{экв}}(t)}}, \quad (1)$$

где

$$C_{\text{экв}}(t) = C_p(t) + C_{\text{эл}}(t) + C_{\text{н реакт}}^{\text{экв}}(t) + C_{\text{н акт}}^{\text{экв}}(t); \quad (2)$$

$$L_{\text{экв}}(t) = \frac{L_p(t) \cdot L_{\text{н акт}}^{\text{экв}}(t)}{L_p(t) + L_{\text{н акт}}^{\text{экв}}(t)} \quad (3)$$

— эквивалентные емкость и индуктивность «горячей» колебательной системы магнетрона; $C_{\text{н реакт}}^{\text{экв}}(t)$ — эквивалентная емкость реактивного вывода энергии; $C_{\text{н акт}}^{\text{экв}}(t)$ — эквивалентная емкость активного вывода энергии магнетрона.

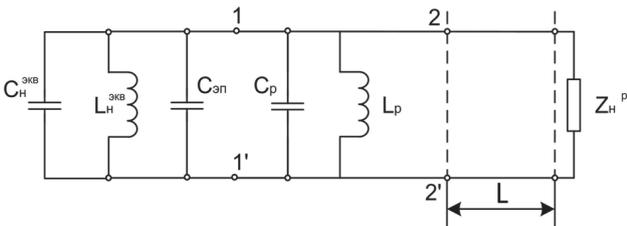


Рис. 8. Универсальная эквивалентная схема

Как видно из выражений (1) – (3), частота генерации магнетрона зависит от параметров «холодной» резонансной колебательной системы, свойств электронного потока, условий согласования магнетрона с активной нагрузкой магнетрона (явление затягивания частоты), выбора режима работы прибора (электронное смещение частоты) и величины вносимой реактивной составляющей полного комплексного сопротивления второго вывода энергии. Указанные параметры зависят от теплового режима работы, эмиссионных процессов на катоде, особенностей токопереноса объемного заряда с катода на анод (фазовая группировка электронного потока), характера реактивной нагрузки второго вывода энергии и т.д.

4. ОСНОВНЫЕ УРАВНЕНИЯ МАТЕМАТИЧЕСКОЙ МОДЕЛИ МАГНЕТРОНА (МЕТОД КРУПНЫХ ЧАСТИЦ)

Проведенный анализ показывает, что механизм изменения емкости электронного потока $C_{\text{эл}}(t)$ является более «тонким» и сложным фактором, включающим влияние на частоту генерации магнетрона колебательных процессов, которые происходят в электронном потоке и связаны с перераспределением объемного заряда как внутри электронной втулки, так и внутри электронных спиц ПЗ. Количественно данные процессы проявляются значительно слабее по сравнению с влиянием на частоту магнетронов тепловых процессов и являются квазипериодическими по характеру воздействия.

Условием возбуждения колебаний на различных видах является выполнение условия синхронизма в движениях электронного потока и ВЧ волн данных видов, т.е. когда $\Omega_e = \Omega_\gamma$,

где Ω_e — угловая скорость вращения замкнутого электронного потока (скорость вращения подвижной системы координат); $\Omega_\gamma = \omega/\gamma$ — угловая частота вращения ВЧ волны γ -вида; $\omega = 2\pi f$ — круговая частота генерируемых колебаний; $\gamma = n + mN$; $n = 0, 1, 2, \dots, N/2$ — номер основного вида колебаний ($m = 0$); $m = \pm 1, \pm 2, \pm 3, \dots$ — целые числа, соответствующие номерам высших пространственных гармоник. Данное условие выполняется автоматически при увеличении анодного напряжения от нуля до рабочего (порогового) значения, вызывая последовательно возбуждение различных видов колебаний в резонансной системе. Каждый вид колебаний соответствует замкнутой вращающейся ВЧ волне, содержащей вдоль окружности резонансного анодного блока целое число γ полных ВЧ периодов (или замедленных длин волн).

В качестве численной математической модели магнетрона рассмотрим модель, ранее описанную в работе [14]. Основу модели составляет самосогласованная система уравнений движения для скоростей $\vec{v} = \vec{v}(r, \phi')$ и координат $\vec{r} = \vec{r}(r, \phi')$ электронов:

$$\frac{d\vec{v}}{dt} = -\eta(\vec{E}_0 - \text{grad}U + \vec{E} + \vec{v} \times \vec{B}); \quad (4)$$

$$\frac{d\vec{r}}{dt} = \vec{v}, \quad (5)$$

уравнение Пуассона для расчета потенциала ПЗ $U_{\text{пз}}$:

$$\frac{1}{r} \cdot \frac{\partial}{\partial t} (r \cdot \frac{\partial U_{\text{пз}}}{\partial r}) + \frac{1}{r^2} \cdot \frac{\partial^2 U_{\text{пз}}}{\partial \phi'^2} = -\frac{\rho(r, \phi')}{\epsilon_0} \quad (6)$$

и уравнение возбуждения

$$-\frac{dC_\gamma}{dt} + j(\omega - \omega_\gamma)C_\gamma = \frac{1}{2N_\gamma} \int_V \vec{J}(t) \vec{E}_\gamma dV, \quad (7)$$

где $N_\gamma = \frac{1}{2} \int_V \epsilon' \epsilon_0 \vec{E}_\gamma^2 dV = -\frac{1}{2} \int_V \mu' \mu_0 \vec{H}_\gamma^2 dV$ — норма

собственного вида колебаний резонансной колебательной системы, \vec{E}_γ и \vec{H}_γ — собственное ВЧ поле γ -вида колебания «холодной» резонансной системы, $\omega_\gamma = \omega'_\gamma - j\omega''_\gamma$ — комплексные частоты собственных видов колебаний; ω'_γ — круговая «холодная» частота собственного вида; ω''_γ — коэффициент затухания. Полагаем, что $C_\gamma = |C_\gamma| e^{j\vartheta_\gamma}$, где $|C_\gamma|$ и $\vartheta_\gamma = (\omega - \omega'_\gamma)t = \Delta\omega t$ — модуль амплитуды и фаза «горячей» ВЧ волны. После подстановки данного выражения в уравнение возбуждения (7), а также с учетом принятой нормировки координат и скоростей электронов в подвижной системе координат в виде

$$R = \frac{r - r_c}{r_a - r_c}; \quad \Phi' = \gamma\phi - \omega t; \quad (8)$$

$$u_r = \frac{\tilde{v}_r}{\Omega_\gamma r_a}; \quad \Theta = \frac{\tilde{\Omega}}{\Omega_\gamma}, \quad (9)$$

где $\Omega_\gamma = \frac{\omega'_\gamma}{\gamma}$ – угловая скорость вращения ВЧ волны рабочего вида колебания; и разделения его на действительную и мнимую части получаем систему уравнений для мгновенных значений амплитуды и фазы возбуждаемого вида колебаний,

$$\frac{d\tilde{V}_\gamma}{dT} + \frac{\omega'_\gamma}{\omega_c} \cdot \frac{1}{2Q_H} \cdot \tilde{V}_\gamma = -\chi_\gamma \sum_i \{ (1 + \Theta^i) \times \Psi_\Phi^\gamma(R^i) \cdot \cos(\bar{\Phi}_\gamma^i) + u_r^i \cdot \Psi_r^\gamma(R^i) \cdot \sin(\bar{\Phi}_\gamma^i) \}; \quad (10)$$

$$\frac{d\vartheta_\gamma}{dT} = \frac{\chi_\gamma}{\tilde{V}_\gamma} \cdot \sum_i \{ u_r^i \cdot \Psi_r^\gamma(R^i) \cdot \cos(\bar{\Phi}_\gamma^i) - (1 + \Theta^i) \cdot \Psi_\Phi^\gamma(R^i) \cdot \sin(\bar{\Phi}_\gamma^i) \}. \quad (11)$$

Здесь:

$$\chi_\gamma = \frac{\omega}{\omega_c} \cdot \frac{N}{\pi\gamma} \cdot \frac{Q_e}{2U_a C_{\text{экв}}} \cdot \frac{\sin \gamma\theta}{\gamma\theta} \cdot \frac{1}{1 - \left[\frac{r_c}{r_a} \right]^{2\gamma}};$$

$$\bar{\Phi}_\gamma = \Phi' - \vartheta_\gamma; \quad Q_e = K \cdot |e|$$

– заряд крупной частицы ($K \gg \gg 1$ – коэффициент укрупнения); $\omega_c = \eta_e B_0$ – циклотронная частота, $\tilde{V}_\gamma = |C_\gamma| \cdot \frac{\tilde{U}_m}{U_a}$ – нормированная амплитуда ВЧ поля; \tilde{U}_m – амплитуда ВЧ потенциала на уровне анода; U_a – анодное напряжение; $C_{\text{экв}}$ – эквивалентная емкость резонансной системы магнетрона; Q_H – нагруженная добротность и

$$\Psi_r^\gamma(r) = \frac{Z'_\gamma(kr)}{Z'_\gamma(kr_a)} \approx \left(\frac{r}{r_a} \right)^{\gamma-1} \cdot \frac{1 - \left(\frac{r_c}{r} \right)^{2\gamma}}{1 - \left(\frac{r_c}{r_a} \right)^{2\gamma}}$$

$$\Psi_\Phi^\gamma(r) = \frac{\gamma Z'_\gamma(kr)}{kr Z'_\gamma(kr_a)} \approx \left(\frac{r}{r_c} \right)^{\gamma-1} \cdot \frac{1 + \left(\frac{r_c}{r} \right)^{2\gamma}}{1 - \left(\frac{r_c}{r_a} \right)^{2\gamma}}$$

– структурные функции ВЧ поля в пространстве взаимодействия магнетрона [7].

Система уравнений возбуждения для амплитуды (10) и частоты (11) ВЧ поля представлена в нормированном виде. Суммирование в правых частях указанной нормированной системы уравнений возбуждения проводится по всем электронам, находящимся в пространстве взаимодействия. Таким образом, полученная система уравнений возбуждения позволяет определить амплитуду и фазу (частоту) “горячего” ВЧ поля в разных режимах работы магнетрона, а также возможность (или условия) формирования узкополосного сигнала с амплитудной, частотной или фазовой модуляцией в полосе пропускания анодной резонансной системы.

Бомбардировка электродов магнетрона (катода и анода) вылетающими электронами

приводит к нагреву данных электродов и росту их температуры. Изменение температурного режима работы прибора, как было показано экспериментально, ухудшает его характеристики и, в частности, приводит к изменению частоты генерируемых колебаний. Для учета тепловых процессов, обусловленных вылетом электронов на катод и анод, модель магнетрона дополняется уравнением теплопроводности в виде

$$\frac{\partial T}{\partial t} = \alpha_T \Delta T + Q, \quad (12)$$

где $\alpha_T = K_M / \rho_M c_V$ – коэффициент температуропроводности; K_M – теплопроводность материала катода и анода (медь); ρ_M – плотность материалов катода и анода; c_V – удельная теплоемкость материалов катода и анода; T – температура; $Q = q / \rho_M c_V$; q – заданная плотность тепловых источников (тепловыделения), в качестве которой выступает плотность энергии, выделяемой на электродах прибора бомбардирующими их электронами.

Моделирование тепловых процессов на катоде связано с определением дополнительного роста температуры поверхности катода за счет обратной бомбардировки его первичными электронами (вторичная электронная эмиссия). Полная кинетическая энергия, выделяемая на всей поверхности катода возвращающимися электронами, равна:

$$W_c = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^{N_c} M_e \left| (\vec{v}_{\text{уд}}^i)_{r=r_c} \right|^2, \quad (13)$$

где $\left| (\vec{v}_{\text{уд}}^i)_{r=r_c} \right| = r_a \Omega_\gamma \sqrt{(u_r^2)_{r=r_c} + (\varepsilon^2 \Theta^2)_{r=r_c}}$ – модуль вектора скорости удара о катод i -ой частицы; $M_e = K_e m$ – масса крупной частицы; N_c – количество частиц, вылетевших на катод за шаг решения по времени ΔT . Для упрощения расчетов предполагается, что данная энергия выделяется в бесконечно тонком слое и равномерно по всей поверхности катода $\Delta S_c = 2\pi r_c h_c$, где h_c – высота катода.

Результатом решения уравнения (12) является зависимость роста и колебаний температуры катода от времени. Знание такой зависимости позволяет определить колебание термоэмиссионного тока и влияние дополнительной термоэлектронной эмиссии на рост вторично-эмиссионного тока и, как следствие этого, на стабильность частоты генерируемых магнетронном колебаний [8].-

Полная кинетическая энергия, выделяемая на аноде вылетающими частицами при $R=1$, равна

$$W_a = \frac{1}{2} \sum_{p=1}^{N_a} M_e \left| (\vec{v}_{\text{уд}}^p)_{r=r_a} \right|^2, \quad (14)$$

где $\left| (\vec{v}_{\text{уд}}^p)_{r=r_a} \right| = r_a \Omega_\gamma \sqrt{(u_r^2)^p_{r=r_a} + (\Theta^2)^p_{r=r_a}}$ – модуль вектора скорости удара о анод p -ой частицы;

N_a – количество частиц, вылетающих на анод за шаг решения по времени ΔT . Для моделирования тепловых процессов предполагается их стационарность во времени, т. е. $\partial/\partial t=0$. В этом случае решением уравнения (12) является установившееся распределение температуры в анодном блоке магнетрона (без применения принудительных способов охлаждения: воздушного или водяного). Это позволяет определить излишек энергии, который необходимо отвести с помощью вышеуказанных способов охлаждения анодного блока для поддержания частотной стабильности.

5. РЕЗУЛЬТАТЫ АНАЛИЗА

Для понимания роли и влияния процесса фазовой группировки на стабильность частоты генерации магнетрона рассмотрим и проанализируем правую часть уравнения возбуждения для фазы ВЧ волны (11). Как видно, величина фазового набегу ВЧ волны ϑ_γ , равного разности частоты генерации магнетрона и «холодной» резонансной частоты анодного блока, определяется реактивной составляющей интеграла возбуждения. Для повышения стабильности частоты генерации необходимо, чтобы в установившемся режиме работы магнетрона значение реактивной составляющей интеграла возбуждения представляло собой некую постоянную минимальную величину с незначительными колебаниями относительно ее среднего значения. Учитывая, что значения правых частей интеграла возбуждения зависит от координат и скоростей электронов, рассмотрим движение электронов в пространстве взаимодействия магнетрона.

На рис. 9 представлены рассчитанные траектории движения электронов в пространстве взаимодействия как результат решения системы уравнений движения (4) и (5). Электроны 1 и 2 в пределах фаз вылета с катода $-\frac{\pi}{2} < \Phi' < +\frac{\pi}{2}$ образуют спицы ПЗ, а электроны 3 и 4 с фазами вылета $-\frac{3\pi}{2} < \Phi' < -\frac{\pi}{2}$ и $\frac{\pi}{2} < \Phi' < \frac{3\pi}{2}$ составляют электронную втулку.

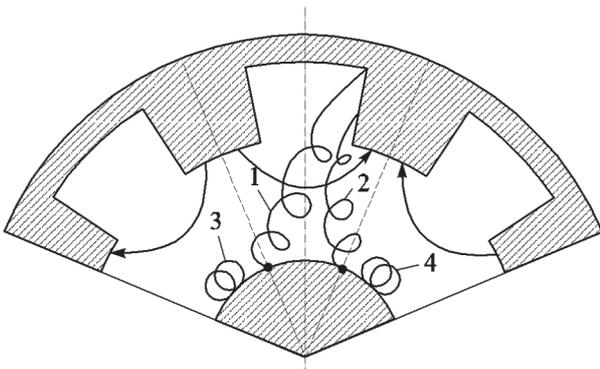


Рис. 9. Траектории движения электронов в пространстве взаимодействия магнетрона

Как видно, электроны двигаются по циклоидальным траекториям, вид и характер которых

изменяется во времени. Связано это с различными начальными условиями вылета электронов с катода, их движением в различных по величине статическом электрическом поле, ВЧ поле и поле ПЗ. В целом это указывает на сложный колебательно-излучательный процесс, который сопровождается механизмом фазовой группировки электронного потока. Различный характер движения электронов приводит к тому, что суммарное их излучение не является когерентным, т.е. его энергия и частота не строго фиксированы, а распределены в некотором энергетическом ΔW_e и частотном $\Delta \omega_e$ диапазонах. В результате наблюдается незначительное уширение спектральной линии излучения с шириной, которая определяется интервалом $\Delta \omega_e$ ($\Delta \omega_e \ll \Delta \omega_p$, где $\Delta \omega_p$ – полосу пропускания резонансного анодного блока), в пределах которого мощность излучения падает в 2 раза по сравнению с ее значением на центральной частоте излучения ω . Учитывая, что в процессе работы магнетрона происходит перераспределение энергии излучения, изменяется и его частота генерации, соответствующая максимальной мощности излучения в пределах $\Delta \omega_e$. В результате имеет место нестабильность частоты колебаний с девиацией, которая обусловлена особенностями электронного процесса фазовой группировки.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Проведенные экспериментальные исследования и результаты моделирования показали, что наиболее вероятными причинами ухудшения частотных характеристик магнетронов являются нестабильности напряжения накала и анодного напряжения, рост температуры анодного блока, дополнительный подогрев катода вторичной электронной эмиссией, а также влияние внешних электрических помех, связанных, например, с источником питания. Установлено, что повышение температуры анодного блока от 20 до 60 °С приводит к снижению частоты генерации магнетрона на 0,1 %. Применение стабилизированного источника питания с нестабильностью не превышающей $\pm 0,1 \%$ и учетом дополнительной фильтрацией питающих напряжений позволяет получить стабильность колебаний $2 \cdot 10^{-5}$.

Приводится феноменологическое объяснение нестабильности и перестройки частоты генерации в магнетроне, а также показывается их связь с электронным механизмом фазовой группировки электронного потока.

Показано, что относительно просто и достаточно эффективно можно осуществлять перестройку частоты в магнетронах с двумя выводами энергии [12]. Полученная экспериментально перестройка частоты в магнетроне 3-см диапазона с двумя выводами энергии превышает 200 МГц.

В заключении авторы хотели бы выразить благодарность ст. инженеру Иванцову В.П. за помощь и содействие в проведении экспериментальных исследований.

Литература.

- [1] Ланда П.С., Трубецков Д.И., Гусев В.А. Заблуждения и реальность в некоторых задачах физики (теория и эксперимент). УФН, т. 179, № 3, 2009. С. 255 – 277.
- [2] Chen X., Esterson M., Lindsay P. A. Computer modeling of phase locking in magnetrons, SPIE Proc. Intensive Microwave Pulses IV. 1996. vol. 2843, pp. 47–56.
- [3] Martin D., Jianu A., Ighigeanu D. A Method for the 2,45-GHz Magnetron Output Power Control // IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques. 2001, vol. 49, # 3 March. – P. 542 – 544.
- [4] G. I. Churyumov, T. I. Frolova, A. V. Gritsunov, O. M. Nikitenko, V. N. Zin'kovsky. The Magnetrons – EMI Sources: Computer Modeling and Experimental Investigations. Proceedings of EMC Europe. Eindhoven, The Netherlands, 2004.
- [5] Tahir I., Dexter A., Carter R. Noise performance of frequency and phase locked CW magnetrons operated as current controlled oscillators. IEEE Trans. Electron Devices, vol. ED-52, November, 2005.
- [6] Чернушенко А.М., Майбородин А.В. Измерение параметров электронных приборов дециметрового и сантиметрового диапазонов волн. Под ред. А.М. Чернушенко. – М.: Изд-во “Радио и связь”. 1986. – 335 с.
- [7] Магнетроны сантиметрового диапазона. Под. Ред. С.А. Зусмановского. – М.: Изд-во “Сов. Радио”. Т.1. 1950. – 416 с.
- [8] Чурюмов Г.И., Фролова Т.И., Басрави К.М., Сивоконь К.В. Влияние тепловых процессов на катоде и аноде на частотные характеристики магнетронов. Радиоэлектроника и информатика, 2007, № 2. С. 15–27.
- [9] Обрезан О.И. Оценка влияния параметров пульсаций источников питания на спектральные характеристики выходных СВЧ приборов. Электронная техника. Сер. 1. Электроника СВЧ, вып. 2(396), 1987, с. 30-39.
- [10] Васильковская Е.А. Пленочные холодные катоды типа «сэндвич». Обзоры по электронной технике. Серия: Микроэлектроника, вып. № 7 (227), 1970. – 36 с.
- [11] Половков И.П. Стабилизация частоты генераторов СВЧ внешним объемным резонатором. – М.: Изд. «Сов. Радио». 1967. – 192 с.
- [12] Положительное решение на патент Украины, Н01J25/00. Магнетронный генератор с перестройкой частоты от импульса к импульсу. Г.И. Чурюмов, А.И. Экезли, К.В. Сивоконь (Украина). Заявлено 14.04.2011.
- [13] Коваленко В.Ф. Введение в электронику сверхвысоких частот. – М.: Сов. радио, 1955. – 344 с.
- [14] Чурюмов Г.И., Басрави К.М., Сивоконь К.В. Многопериодная математическая модель магнетрона. Радиоэлектроника и информатика, 2006, № 2, с. 15–27.

Поступила в редколлегию 2.02.2012



Чурюмов Геннадий Иванович, доктор физико-математических наук, профессор. Область научных интересов: математическое моделирование вакуумных приборов СВЧ; теория и техника СВЧ, применение СВЧ технологий.



Экезли Андрей Игоревич, аспирант кафедры ФОЭТ ХНУРЭ. Область научных интересов: микроволновые приборы и техника.

УДК 621.385.6

Моделирование частотных характеристик магнетрона с двумя выводами энергии / Г.И. Чурюмов, А.И. Экезли // Прикладна радіоелектроніка: наук.-техн. журнал. – 2012. Том 11. № 1. – С. 63-71.

Розглядаються особливості і результати моделювання частотних характеристик магнетронів в безперервному режимі. Запропоновано математичні моделі розрахунку характеристик «холодної» електродинамічної системи магнетрона (анодного блоку) і двома висновками енергії (метод еквівалентних схем), а також самоузгоджена математична модель магнетрона (модель великих часток) дослідження електронно-хвильового процесу нелінійної взаємодії в просторі взаємодії магнетрона. Представлені результати експериментальних досліджень можливої нестабільності частоти в магнетронах, включаючи результати дослідження впливу температури анодного блоку на частоту генерації, а також аналізується роль катода і наявності перешкод від джерела живлення при забезпеченні підвищення стабільності частоти магнетрона. На основі якісного аналізу системи нелінійних рівнянь збудження дається феноменологічне опис механізму флуктуацій частоти в магнетронах, пояснюються причини нестабільності частоти і особливості розширення спектральної лінії генеруючого магнетрона в безперервному режимі. Результати аналізу підтверджуються даними чисельних розрахунків.

Ключові слова: магнетрон, математична модель, метод еквівалентних схем, девіація частоти, стабільність частоти, перебудова частоти
Л. 9. Бібліогр.: 14 найм.

UDC 621.385.6

Simulating frequency characteristics of two energy outputs magnetron / G.I. Churyumov, A.I. Ekezli // Applied Radio Electronics: Sci. Journ. – 2012. Vol. 11. № 1. – P. 63-71.

Peculiarities and results of simulating frequency characteristics of magnetrons in a continuous regime are considered. Mathematical models of calculating characteristics of a “cold” electrodynamic magnetron system (anode block) and two outputs of energy (method of equivalent circuits) as well as a semimatched mathematical magnetron model (model of big particles) of researching the electronic wave process of nonlinear interaction in the space of magnetron interaction are suggested. Results of experimental studies of possible frequency instability in magnetrons, including results of investigating the anode block temperature effect on generation frequency are represented. In addition, the role of the cathode and availability of power supply interferences in ensuring the increase of the magnetron frequency stability are analyzed. The paper gives a phenomenological description of the mechanism of frequency fluctuations in magnetrons on the basis of qualitative analysis of a system of nonlinear oscillation equations and explains the causes of frequency instability and peculiarities of extending the spectrum line of a generating magnetron in a continuous regime. Results of the analysis are confirmed by the data of numerical calculations.

Keywords: magnetron, mathematical model, method of equivalent circuits, frequency deviation, frequency stability, frequency adjustment.

Fig. 9. Ref.: 14 items.

К ВОПРОСУ МОДЕЛИРОВАНИЯ РЕЖИМОВ РАБОТЫ ТРЕХЭЛЕКТРОДНОЙ ЭЛЕКТРОННОЙ ПУШКИ ЛБВ

И.В. БАРСУК, Г.С. ВОРОБЬЕВ, А.А. ДРОЗДЕНКО

В данной работе представлены результаты моделирования режимов работы трехэлектродной аксиально-симметричной электронной пушки, которая нашла широкое применение в усилителях типа ЛБВ. Проведена серия численных экспериментов на базе метода конечных интегралов для определения оптимальных потенциалов электродов электронно-оптической системы, необходимых для получения потоков электронов оптимальной геометрии. Предложен численный алгоритм распознавания плотности энергии переходного излучения на металлических мишенях, который позволяет усовершенствовать методику экспериментального анализа структуры электронного пучка. Результаты численных расчетов сравниваются с экспериментальными данными.

Ключевые слова: электронный пучок, электронно-оптическая система, электронная пушка, метод конечных интегралов, моделирование, оптимизация.

ВВЕДЕНИЕ

Электронные пучки (ЭП) в настоящее время находят широкое применение в различных электрофизических установках для сварки и плавления металлов, модификации их поверхностей для упрочнения материалов, многочисленных приборах СВЧ для передачи и преобразования энергии [1, 2]. В частности, параметры ЭП существенно образом определяют такие важнейшие характеристики приборов СВЧ, как КПД, коэффициент усиления, стабильность и шумовые характеристики. В связи с этим к электронно-оптическим системам (ЭОС) предъявляются жесткие требования по формированию пучков с большой плотностью тока (до десятков и сотен А/см²) при достижении необходимых выходных параметров: величины удельной мощности и компрессии формируемых потоков частиц. Как следствие, возникает необходимость в анализе формирования электронных потоков при их движении во внешних статических электрических и магнитных полях. При этом интерес представляют как трехмерное распределение электромагнитных полей в пространстве движения ЭП, так и его микроструктура. Поэтому вопросы эффективного анализа и получения высокоточных данных, увеличения скорости обработки информации, повышения экономичности и оптимизации методик численных и экспериментальных исследований ЭП различных уровней интенсивности в настоящее время представляют значительный интерес для широкого круга специалистов и исследователей в этой области.

Целью данной работы является комплексное численное и экспериментальное моделирование динамики формирования ЭП в трехэлектродной аксиально-симметричной электронной пушке ЛБВ с выработкой практических рекомендаций по ее оптимизации.

МЕТОДИКА И РЕЗУЛЬТАТЫ ЧИСЛЕННОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ РЕЖИМОВ ЭОС

Объектом исследования в данной работе является ЭП, который используется в СВЧ

приборах типа ЛОВ, ЛБВ миллиметрового диапазона волн [3]. Пучок формируется трехэлектродной аксиально-симметричной электронной пушкой со сходящейся оптикой и далее вводится в электродинамическую систему, например, замедляющую. Пушки такого типа позволяют формировать ЭП с диаметром в кроссовере порядка 0,05–0,5 мм, током пучка 5–30 мА при ускоряющих напряжениях до 6 кВ [2]. Схематическое изображение конфигурации и расположения электродов ЭОС представлено на рис. 1.

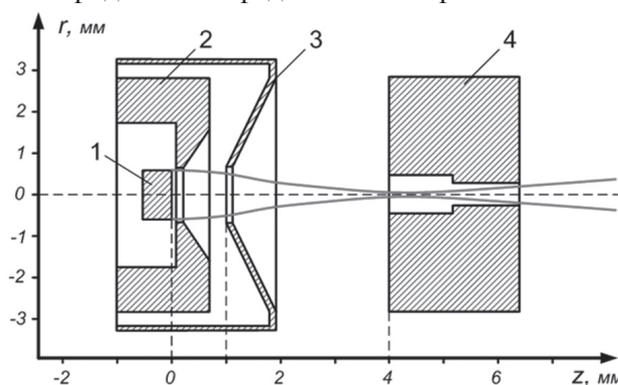


Рис. 1. Схема ЭОС аксиально-симметричной электронной пушки: 1 – термокатод (U_c), 2 – фокусирующий электрод (U_f), 3 – первый анод (U_{a1}), 4 – второй анод (U_{a2})

В качестве оптимального для анализа систем, приведенных на рис. 1, был выбран метод конечных интегралов (в литературе известен как FIT – the Finite Integration Technique), впервые предложенный Вейлендом в 1977 году [4]. В настоящее время данный метод в различных модификациях широко используется в акустике, динамической теории упругости, при моделировании электромагнитных полей, пьезоэлектрических эффектов и др [5]. В отличие от большинства численных алгоритмов, FIT основан на использовании системы уравнений Максвелла не в дифференциальной, а в интегральной форме. Дискретизация уравнений осуществляется по двухсеточной схеме: помимо основной сетки, покрывающей

расчетную область, формируется вторичная сетка, расположенная ортогонально основной и смещенная относительно нее на половину ширины ячейки. Механизм дискретизации уравнений Максвелла заключается в последовательной замене аналитических операторов ротора и дивергенции их дискретными аналогами, что позволяет сформировать систему так называемых сеточных уравнений Максвелла [6]. Следует отметить, что дискретные операторы несут исключительно топологическую информацию и сохраняют важнейшие свойства векторного поля в пределах исследуемого пространства.

Метод FIT выгодно отличается своей универсальностью, поскольку может быть реализован как во временной, так и в частотной области моделирования. Апробация метода FIT показала высокую степень корреляции теоретических и экспериментальных данных [7], что позволяет использовать данный алгоритм при оптимизации ЭОС произвольной геометрии.

В качестве исходных параметров электронной пушки была выбрана комбинация потенциалов электродов, описанных в работе [8], первеанс пучка $P = 0,045 \text{ мкА/В}^{3/2}$, количество эмитируемых частиц $N = 2965$, средняя кинетическая энергия вылета электронов $E_k = 5 \text{ эВ}$ с разбросом $dE_k = \pm 0,33 \cdot E_k$, максимальное угловое отклонение $\alpha = \pm 10^\circ$ от оси системы, что соответствует реальным системам такого типа. При этом эмитирующая поверхность задавалась идеально плоской с равномерным распределением плотности тока. В процессе моделирования расчетная область покрывалась сеткой с переменным размером ячеек, общее количество которых составило $N_{cells} = 1104460$.

При проведении численных расчетов особое внимание уделялось значению потенциала фокусирующего электрода, существенным образом влияющего на качество геометрии потока электронов в начальной фазе эмиссии. Как правило, его значение равно либо близко к значению потенциала катода электронной пушки. В некоторых приборах для корректировки прикатодных условий на фокусирующий электрод подается небольшое отрицательное напряжение, которое уменьшает общий ток пучка в основном за счет «возмущенных» траекторий крайних частиц [9].

В результате моделирования режимов работы электронной пушки было установлено, что при высоком значении потенциала фокусирующего электрода ($U_f \approx -40 \text{ В}$ и выше) кроссовер пучка располагается в области между первым и вторым анодами, а не на выходе пушки. Кроме того, из-за размещения фокусирующего электрода в непосредственной близости к катоду, создается эффект частичного запираания электронного пучка, при котором кинетической энергии вышедших электронов не хватает для преодоления создаваемого потенциального барьера, что существенно снижает степень токопрохождения и нарушает

ламинарность ЭП. Анализ времени существования частиц в моделируемой системе показал, что режим работы пушки, использованный в [8], приводит к потере порядка 44,7% частиц еще на начальном этапе эмиссии, оседающих под действием потенциала U_f обратно на катод. Представленная на рис. 2 кривая временной зависимости количества частиц имеет два характерных спада, демонстрирующих оседание электронов на катоде и мишени ЭОС.

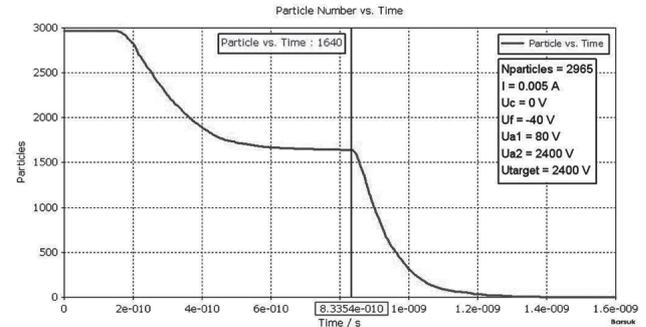


Рис. 2. Временная зависимость количества частиц

Уменьшение потенциала U_f позволяет частично решить указанные вопросы. Из графика, приведенного на рис. 3, видно, что при понижении U_f кроссовер пучка смещается в область пролетного канала второго анода ($z = (4 \div 6,4) \text{ мм}$), его диаметр уменьшается, а токопрохождение возрастает при значениях $U_f = (-10 \div 0) \text{ В}$ до 100%.

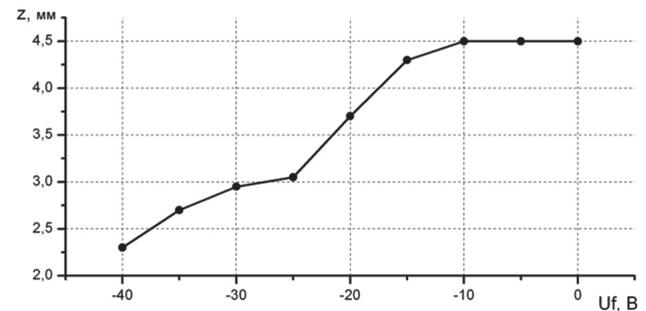


Рис. 3. Влияние величины потенциала U_f фокусирующего электрода на положение кроссовера ЭП

Однако, изменяя потенциал только фокусирующего электрода, вывести кроссовер пучка за второй анод невозможно.

Комплекс проведенных численных экспериментов по реализации оптимальных режимов работы электронной пушки (рис. 1), путем варьирования значениями потенциалов электродов U_f, U_{a1}, U_{a2} , позволил сформировать ЭП с оптимальной геометрией, представленный на рис. 4. Как видно из рисунка, кроссовер пучка располагается за вторым анодом электронной пушки на расстоянии 8 мм, при этом диаметр пучка составил 0,22 мм (при измерении диаметра ЭП в поперечном сечении предполагалось, что в пределах определяемого размера содержится 90% тока пучка), что соответствует компрессии ЭП ≈ 30 при энергии пучка 3 кэВ.

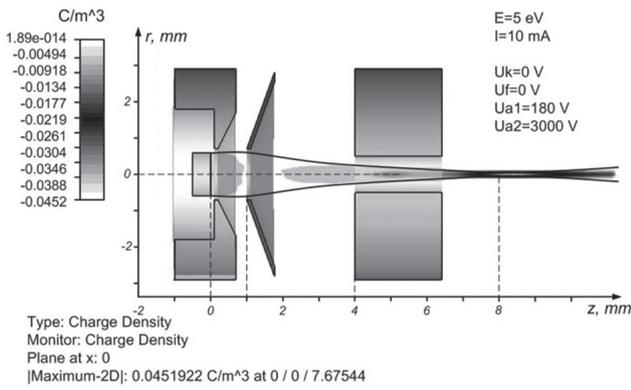


Рис. 4. Конфигурация ЭП после проведения оптимизации режимов работы электронной пушки

МЕТОДИКА И РЕЗУЛЬТАТЫ АНАЛИЗА СТРУКТУРЫ АКСИАЛЬНО-СИММЕТРИЧНОГО ЭП ПО ПЕРЕХОДНОМУ ИЗЛУЧЕНИЮ

Экспериментальная установка и методика диагностики ЭП по переходному излучению подробно описаны в работах [10, 11], где показано, что интенсивность переходного излучения прямо пропорциональна величине энергии бомбардирующих электронов в диапазоне от 30 эВ до 100 кэВ. Данный факт позволяет реализовать компьютерную обработку информации и значительно повысить скорость получения экспериментальных данных путем анализа интенсивности участков фотоснимков, используя, например, цветовую модель RGB цифрового изображения.

Для реализации данной методики разработан алгоритм и создана программа анализа интенсивности свечения в произвольном сечении цифровой фотографии, получаемой различными способами. Первый шаг работы программы заключается в загрузке изображения переходного излучения и создании массивов соответствующих размеров. Далее выбирается положение сечения анализа и его ширина. Максимальной чувствительностью обладает анализ с наименьшей шириной сечения, т.е. в 1 пиксель. Однако присутствие на фотографии микрофакелов, дефектов, шумов и прочих неоднородностей проявляется при анализе изображения в виде резких скачков или спадов плотности тока, искажающих картину реального распределения, что продемонстрировано на рис. 5 а, где микрофакелы явно присутствуют в виде точек с аномальной яркостью.

Для устранения грубых ошибок такого рода предложено использовать большую ширину зоны анализа и усреднение значений плотности тока в пределах ширины зоны. Установлено, что использование ширины 5–20 пикселей (в зависимости от разрешения сканирования фотографии) является достаточным для избегания грубых ошибок анализа при хорошей разрешающей способности метода. Другим способом устранения влияния микрофакелов и различных шумов

является наложение масок и фильтров при обработке цифрового фото (рис. 5 б). Но в этом случае значительно изменяется и достоверность информации об интенсивности излучения, что может существенно исказить результаты эксперимента.

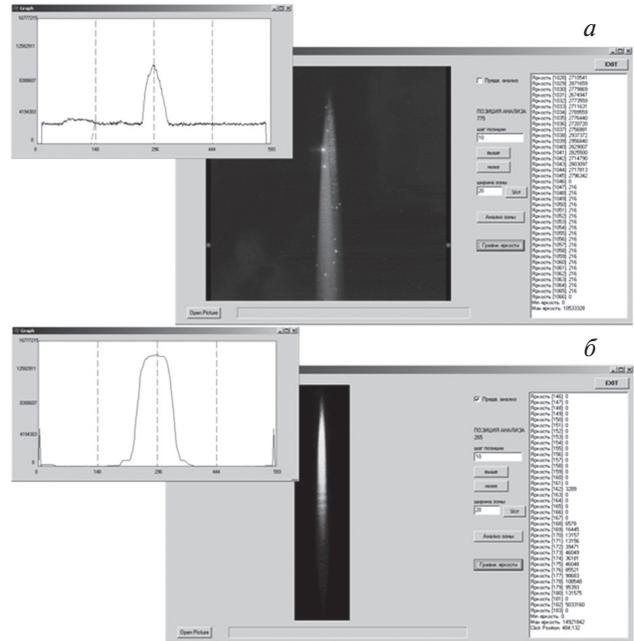


Рис. 5. Распределения плотности тока при анализе переходного излучения ЭП

Теоретически чувствительность анализа цифровых изображений характеризуется возможностью различать до 2^{24} цветов и оттенков в модели RGB. Однако практически чувствительность метода может быть значительно ниже из-за неправильной установки выдержки приемника излучения (пере- или недосвеченное фото). Эта проблема может быть устранена при съемке в цифровом формате RAW и дальнейшей возможности коррекции баланса белого цвета.

Несмотря на эффективное распознавание переходного излучения ЭП предложенной методикой остается открытым вопрос его регистрации цифровым способом. Попытки использования веб-камер и цифровых фотоаппаратов не дали достаточной точности, хотя скорость получения изображения у них наивысшая [10]. Поэтому в данной работе для достижения высокой точности регистрация излучения использовался аналоговый фотоаппарат с последующим высокоточным сканированием.

На рис. 6 приведены экспериментальная (кривая 1, до оптимизации) и теоретическая (кривая 2, после оптимизации) зависимости распределения плотности тока по диаметру ЭП на расстоянии 4,4 мм от второго анода, которые были получены в результате применения рассмотренных выше методик. Сравнение данных результатов позволяет сделать вывод о возможности дальнейшего улучшения параметров ЭП путем оптимизации конфигурации ЭОС и режимов ее работы.

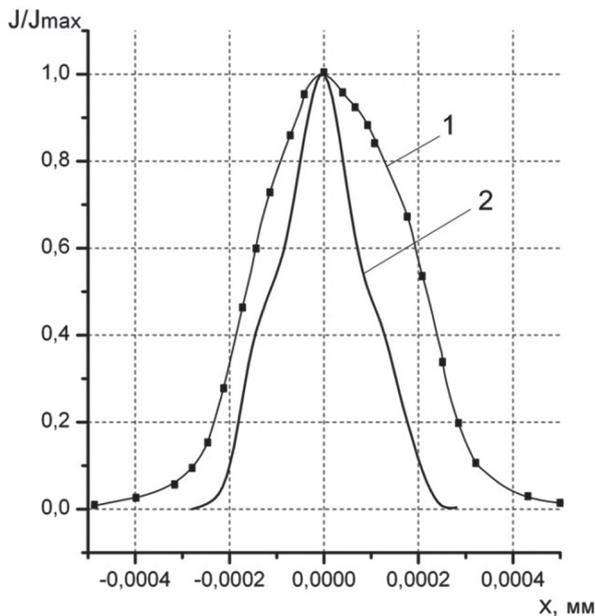


Рис. 6. Распределение относительной плотности тока по толщине ЭП на расстоянии 4,4 мм от второго анода: 1, 2 – экспериментальный и численный результаты соответственно

ВЫВОДЫ

В работе проведена серия численных экспериментов по формированию аксиально-симметричного ЭП на базе метода FIT, что позволило определить оптимальные режимы работы трехэлектродной электронной пушки при формировании низкоэнергетического интенсивного ЭП с кроссовером за вторым анодом.

Реализован численный алгоритм распознавания и анализа переходного излучения, позволивший частично автоматизировать и значительно ускорить процесс обработки экспериментальной информации. Приведен пример работы алгоритма при распознавании плотности тока в поперечном сечении интенсивного аксиально-симметричного ЭП, используемого в приборах типа ЛОВ и ЛБВ.

Путем экспериментальных исследований и численного моделирования получена информация о распределении относительной плотности тока по диаметру ЭП, которая позволяет определить резервы по улучшению параметров исследуемого ЭП.

Литература.

- [1] Вакуумная СВЧ электроника: Сборник обзоров. (Под ред. М.И. Петелина) // Нижний Новгород: ИПФ РАН. – 2002.
- [2] Воробьев Г.С., Барсук И.В., Дрозденко А.А. Методы формирования и анализа интенсивных пучков электронов в статических электромагнитных полях (обзор) // ЖНЭФ. – 2011. – Т.3, №3. – С. 70–84.
- [3] Касаткин Л.В., Рукин В.П., Еремка В.Д., Науменко В.Д., Рапопорт Г.Н., Мирошниченко В.С. Электровакуумные приборы диапазона миллиметровых волн. // Севастополь: Вебер: 2007. – 252 с.
- [4] Weiland T. A Discretization Method for the Solution of Maxwell's Equations for Six-Component Fields //

Electron. Commun. (AEU). – 1977. – Vol.31, No. 3. – P. 116–120.

- [5] Marklein R. The finite Integration Technique as a General Tool to Compute Acoustic, Electromagnetic, Elastodynamic, and Coupled Wave Fields // in: W.R. Stone (Ed.), Review of Radio Science 1999 – 2002, IEEE Press/Wiley, Piscataway/NewYork. – 2002. – P. 201–244.
- [6] Clemens M., Weiland T., Discrete electromagnetism with the finite integration technique // Progress in Electromagnetics Research. – 2001. – Vol. 32. P. 65–87.
- [7] Барсук И.В., Дрозденко А.А. Комплексное моделирование системы генератора дифракционного излучения // Материалы 7-й международной молодежной научно-технической конференции «РТ-2011». Севастополь. – 2011. – С. 324.
- [8] Белоусов Е.В., Воробьев Г.С., Корж В.Г., Пушкарёв К.А., Чабань В.Я. Экспериментальное исследование статических параметров осесимметричных электронных пучков малого диаметра // Современные проблемы прикладной физики: сборник научных трудов. – 1992. С. 87–100.
- [9] Алямовский И.В. Электронные пучки и электронные пушки // М.: Сов. радио. – 1966. – 455 с.
- [10] Воробьев Г.С., Дрозденко А.А., Шульга Ю.В., Барсук И.В. Методика диагностики электронных пучков среднего уровня мощности по переходному излучению // Технология и конструирование в электронной аппаратуре. – 2010. – №5-6. – С. 7–10.
- [11] Belousov E.V., Vorobyov G.S., Drozdenko A.A., Kornushchenko A.S., Korzh V.G., Shulga Y.V. Methods and tools of transient radiation registration for diagnostics of high-intensity electron beams // Eur Phys J Appl Phys. – 2011. – Vol. 55. – P. 11001p1 – p5.

Работа выполнена в рамках госбюджетной темы «Электромагнитные явления в низкоразмерных планарных периодических металлодиэлектрических системах миллиметрового-инфракрасного диапазонов волн».

Поступила в редколлегию 9.02.2012



Барсук Иван Владимирович, аспирант Сумского государственного университета. Область научных интересов: физика формирования пучков заряженных частиц, построение математических моделей, разработка численных алгоритмов и проведение компьютерного моделирования электронно-оптических систем формирования и фокусировки потоков заряженных частиц, экспериментальные исследования микроструктуры пучков электронов по переходному излучению.



Воробьев Геннадий Савельевич, доктор физико-математических наук, профессор, профессор кафедры нанoeлектроники Сумского государственного университета. Область научных интересов: физика волновых процессов в приборах и устройствах сверхвысоких частот; различные типы высококогерентных источников колебаний

миллиметрового и субмиллиметрового диапазонов волн с использованием радиационных эффектов; элементная база приборов миллиметрового и субмиллиметрового диапазонов волн на базе открытых электродинамических систем; исследование физических свойств излучения, возбуждающегося при движении заряженных частиц вдоль периодических металлодиэлектрических структур различных модификаций; физика формирования пучков заряженных частиц, экспериментальное исследование микроструктуры пучков электронов по переходному излучению.



Дрозденко Алексей Александрович, кандидат физико-математических наук доцент кафедры наноэлектроники Сумского государственного университета. Область научных интересов: физика формирования пучков заряженных частиц, построение математических моделей, разработка численных алгоритмов и проведение компьютерного моделирования электронно-оптических систем формирования и фокусировки потоков заряженных частиц, экспериментальные исследования микроструктуры пучков электронов по переходному излучению.

УДК 621.385.6

До питання про моделювання режимів роботи триелектродної електронної гармати ЛБХ / І.В. Барсук, Г.С. Воробйов, А.А. Дрозденко // Прикладна радіоелектроніка: наук.-техн. журнал. – 2012. Том 11. № 1. – С. 72-76.

У даній роботі представлені результати моделювання режимів роботи триелектродної аксіально-симетричної електронної гармати, яка широко використовується в підсилювачах типу ЛБХ. Проведена серія чисельних експериментів на базі метода кінцевих інтегралів для визначення оптимальних потенціалів електродів електронно-оптичної системи, необхідних для отримання потоків електронів оптимальної геометрії. Запропонований чисельний алгоритм розпізнавання густини енергії перехідного випромінювання на металевих мішенях, який дозволяє удосконалити методику експериментального аналізу структури електронного пучка. Результати чисельних розрахунків порівнюються з експериментальними даними.

Ключові слова: електронний пучок, електронно-оптична система, електронна гармата, метод кінцевих інтегралів, моделювання, оптимізація.

Л. 06. Бібліогр.: 11 найм.

UDC 621.385.6

On the issue of modeling operating regimes of TWT three-electrode electron gun / I.V. Barsuk, G.S. Vorobyov, A.A. Drozdenko // Applied Radio Electronics: Sci. Journ. – 2012. Vol. 11. № 1. – P. 72-76.

The paper presents the results of modeling operating regimes of a three-electrode axially symmetric electron gun which is widely used in TWT amplifiers. To determine optimal potentials of the electron-optical system electrodes, which are necessary to obtain electron beams with optimal geometry, a series of numerical calculations based on the FIT-method has been carried out. A numerical algorithm of recognizing a transition radiation energy density on metal target is suggested, which allows to improve the technique of experimental analyzing of the electron beam structure. The results of numerical calculations are compared with the experimental data.

Keywords: electron beam, electron-optical system, electron gun, finite integration technique, modeling, optimization.

Fig. 06. Ref.: 11 items.

PROPERTIES OF DECELERATING NON-DIFFRACTIVE ELECTROMAGNETIC AIRY PULSES

A.G. NERUKH, D.A. ZOLOTARIOV, D.A. NERUKH

The existence of electromagnetic pulses in time domain with the Airy function envelope is shown. The pulses satisfy an equation similar to the Schrodinger equation but in which the time and space variables play opposite roles. The pulses are generated by an Airy time varying field at a source point and propagate in vacuum preserving their shape and magnitude. The pulse motion is according to a quadratic law with the velocity changing from infinity at the source point to zero in infinity. Properties of such pulses are investigated in detail.

Keywords: Airy pulse, paraxial approximation, slowing propagation.

An Airy beam or Airy wave packet is a wave described by the Airy function [1]. The Airy beams are characterised by very special properties: they are non-diffractive (remain invariant during propagation) and accelerating (increase their envelope velocity with time) [2-9]. Recently there has been active development in the theory and experimental applications of optical Airy beams. Among the striking applications of the optical Airy beams are the transport of small particles and living cells along a parabolic trajectory and the self-healing property of the beam, when the beam form is restored after passing an obstacle [10]. A new way of generating Airy beams by using three wave mixing processes in nonlinear media has been examined experimentally in [11].

The detailed analysis of the mathematical aspects as well as physical interpretation of electromagnetic Airy beams is done by considering the wave as a function of *spatial coordinates only* and assuming that their time dependence is harmonic, $\exp(i\omega t)$, [2-7]. Yet, the idea of electromagnetic Airy beams comes from the analogy of the paraxial equation describing these beams with the time dependent Schrodinger equation [2, 12], where the time variable is replaced with a spatial coordinate. The solution of the Schrodinger equation produces time dependent Airy wave packets in free space [12, 13]. Their features such as the diffraction free form and continuous acceleration has been explained on the basis of the semi-classical approximation. (It is worth to note that the Airy wave function is known in quantum mechanics for a long time [14] as a solution to the stationary Schrodinger equation.) As for the time dependent solution of the three-dimensional electromagnetic problem, the possibility of the existence of non-diffractive Bessel (not Airy) waves has been pointed out in [2, 15]. However, the three dimensional solutions to the paraxial equations containing the time variable do not include the parabolic variable responsible for the accelerating feature of the beams.

Therefore, it is important to investigate the *explicitly time dependent* solutions of the electromagnetic problem in the form of an Airy pulse and deduce whether it possesses the unique features described above. We show that it is not only possible to find the

Airy pulse solution starting from the first principles, rather than by exploiting the analogy with the paraxial equation, but also that the obtained beam has the same property of non-diffractive propagation and velocity change without any external influences (in vacuum). There are, however, important conceptual differences that lead to the pulse deceleration, rather than acceleration as in quantum mechanics.

We consider here the role of the time variable in the solution of a 'paraxial' equation including explicit presence of time. We start with the wave equation, followed from the Maxwell equations,

$$\partial_{zz}^2 E(t, z) - c^{-2} \partial_{tt}^2 E(t, z) = 0 \quad (1)$$

which describes the electric field of a wave propagating along the z axis. Substitution of the field in the form $E(t, z) = F(t, z)e^{\pm ikz}$, $k = \omega/c$ and under the assumption that $|F_{zz}''| \ll |2ikF_z'|$, typical for the paraxial approximation [16-18], the wave equation is reduced to the form

$$\mp i2\partial_{\xi\xi} F + \partial_{\tau\tau}^2 F + \kappa^2 F = 0, \quad (2)$$

where the normalized dimensionless variables are $\xi = z/(kc^2 t_0^2)$, $\tau = t/t_0$ with t_0 being the temporal scale and the dimensionless parameter is $\kappa = kt_0$. Comparing this equation with the commonly considered spatial paraxial equation in the x, z coordinates

$$i2\partial_{\xi\xi} \Phi + \partial_{ss}^2 \Phi = 0 \quad (3)$$

we see that the longitudinal spatial variables ξ are the same and the transverse variable $s = x/x_0$ ($x_0 = ct_0$) corresponds to the temporal variable τ in (2). The equation (3) is considered in the literature as the analogue to the Schrodinger equation

$$2^{-1} m^{-1} \hbar^2 \partial_{xx}^2 \Psi(x, t) + i\hbar \partial_t \Psi(x, t) = 0 \quad (4)$$

from which the Airy wave packet originated in [12] if the temporal variable t in (4) is replaced by the longitudinal variable z (ξ in (3)). Thus, the variable z (ξ) along which an electromagnetic wave propagates plays the role of time in the electromagnetic phenomenon. As it was shown in [12] equation (4) has

a solution in the form of a non-spreading wave packet with the envelope as the Airy function (designations as in [12])

$$\Psi(x,t) = Ai \left[B\hbar^{-2/3} \left(x - B^3 t^2 m^{-2} / 4 \right) \right] \times \exp \left[iB^3 (2m\hbar)^{-1} \left(tx - B^3 t^3 m^{-2} / 6 \right) \right] \quad (5)$$

This function describes the accelerating wave packet which moves uniformly with the velocity $\dot{x} = B^3 t / 2m^2$ and the constant acceleration $\ddot{x} = B^3 / 2m^2$. Contrary to the equation (3), which describes a beam harmonically oscillating in time, the function (5) represents the pulse with a complicated time varying envelope enclosed in the Airy function. The Airy function in the solution to (3)

$$\Phi = Ai \left[s - \xi^2 / 4 \right] \exp \left\{ i \left[-s\xi / 2 + \xi^3 / 12 \right] \right\} \quad (6)$$

describes the inhomogeneous distribution with respect to the spatial coordinates s and ξ of the wave paraxial propagating along the z axis but with harmonic temporal variation $E = \Phi(x,z)e^{ikz - i\omega t}$.

Our equation (2), derived from the first principle rather than by the analogy with the Schrodinger equation, shows that the roles of the time and space variables in the electromagnetic time paraxial equation (2) are opposite to those of the Schrodinger equation (4). This destroys the analogy between the equations (2) and (4) and, therefore, the direct correspondence between the time and space variables of the Schrodinger equation and the space variables of the spatial paraxial equation (3). Thus, we need to solve the equation (2) in order to find the time-spatial pulse originating from it.

The solution to the equation (2) can be constructed following the procedure described in [8]. The sought function is represented as $F = W(\eta)e^{i\Theta(\eta,\xi)}$, where $W(\eta)$ and $\Theta(\eta,\xi)$ are real functions of the argument ξ and the quadratic variable $\eta = -a\tau + \tau_0 - \xi^2 / 4 + b\xi$. The parameter $a = \pm 1$ determines the movement forward or backward along the time axes. The parameters τ_0 and b in η allow changing the model. This representation leads to the equation for the phase

$$\Theta(\eta,\xi) = \pm a^{-2} (-\xi / 2 + b)\eta \mp 2^{-1} a^{-2} \left(\xi^3 / 12 - b\xi^2 / 2 + (b^2 + a^2 \kappa^2)\xi \right) \quad (7)$$

and to the equation for the envelope which is the Airy equation $W''(\eta) - \eta W(\eta) = 0$. Its solution is the Airy function

$$W(\eta) = Ai \left[-(\xi / 2 - b)^2 - a\tau + \tau_0 + b^2 \right] \quad (8)$$

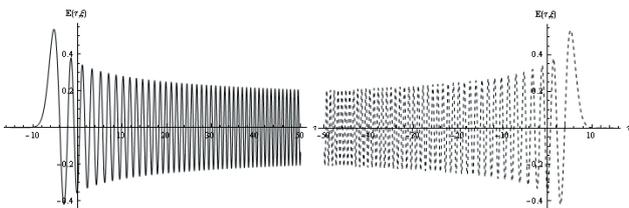


Fig. 1. Direction of temporal changing of the envelope against on the parameter a : $a = 1$ on the left and $a = -1$ on the right

Dependence of the envelope (8) on time for a fixed value of a spatial coordinate is shown in Fig. 1. As one can see the parameter $a = 1$ corresponds to the envelope movement with a main lobe ahead (it appears at first and then a tail does) whereas $a = -1$ corresponds to the opposite movement. The trajectory of the main lobe movement is given by the equation

$$-(\xi / 2 - b)^2 - a\tau + \tau_0 + b^2 = 0 \quad (9)$$

following from (8) and it is shown in Fig. 2 where $a = 1$ corresponds to a left parabola.

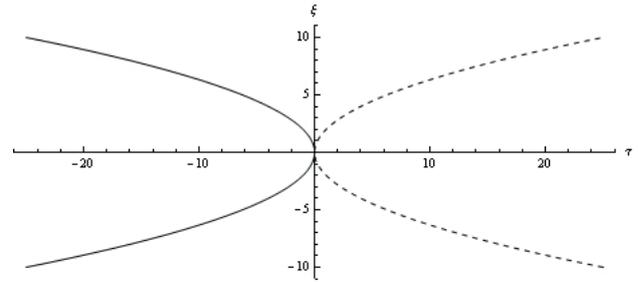


Fig. 2. The trajectories of the envelope: the left hand side for $a = 1$, the right for $a = -1$

Evidently, such movement is impossible because for a given initial condition at $t = 0$ in Fig. 2 realization of this movement means a backward time course. On the other hand, if the initial condition corresponds to a certain negative time moment the movement along the left parabola will lead to stop of a time at $t = 0$. It is consequence of a parabolic kind of the equation (2). It is known that an equation of a parabolic kind describes solutions with the infinite value of an influence velocity.

So, the physical sense can have only the solution with $a = -1$ that corresponds to the trajectory on the right-hand side in Fig. 2. In this case the solution to the equation (2) is

$$F(\tau,\xi) = Ai \left[-(\xi / 2 - b)^2 + \tau + \tau_0 + b^2 \right] \times \exp \left\{ \pm i \left[-b^3 + (2b^2 - \kappa^2)\xi / 2 - b\xi^2 / 2 + \xi^3 / 12 - (\tau + \tau_0 + b^2)(\xi / 2 - b) \right] \right\} \quad (10)$$

This function satisfies the boundary condition

$$F(\tau,\xi = 2b) = Ai \left[\tau + \tau_0 + b^2 \right] \exp \left\{ \pm i \left[-b(\kappa^2 + b^2 / 3) \right] \right\}$$

that can be interpreted as a time varying source located at the point $\xi = 2b$. Therefore, the solution (10) describes the propagation of this source radiation

$$E = F(\tau,\xi)e^{\pm i\kappa^2\xi} = Ai \left[-(\xi / 2 - b)^2 + \tau + \tau_0 + b^2 \right] \times \exp \left\{ \pm i \left[-(\tau + \tau_0 + b^2)(\xi / 2 - b) + \xi^3 / 12 - b\xi^2 / 2 + (2b^2 + \kappa^2)\xi / 2 - b^3 \right] \right\} \quad (11)$$

This field is uniquely defined in the half-space $\xi \geq 2b$, Fig. 3a.

Starting from the source point the field profile propagates according to the quadratic law $\tau + \tau_0 - (\xi / 2 - b)^2 + b^2 = const$ preserving its form. Fig. 3a illustrates the lines of propagation of the field equal values determined by the parabola

$\tau + \tau_0 - \xi^2 / 4 + b\xi = const$ (one of the branches for $const = 0$ is shown using the solid line in the figure). The quadratic variable η is positive inside the region bounded by the parabola and negative outside of it. It determines that the main lobe of the Airy envelope, corresponding to nearly zero argument of the Airy function at the source point, comes off the source leaving the space free of the field, Fig. 3b. The velocity of this movement decreases with distance, $\dot{\xi} = 2 / (\xi - 2b)$ and time $\dot{\xi} = 1 / \sqrt{\tau + \tau_0 + b^2}$, therefore the acceleration $\ddot{\xi} = -4 / (\xi - 2b)^3$ or $\dot{\xi} = -(\tau + \tau_0 + b^2)^{-3/2} / 2$ is negative. Such a slowing motion leads to a complete stop as its velocity and acceleration tend to zero at the infinite distance from the source. The contours of the envelope constant values in the time-spatial diagram are shown in Fig. 4.

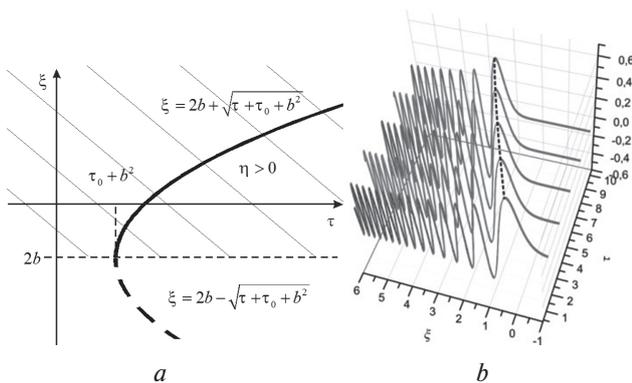


Fig. 3. The region of definition of the electric field (hatched region) (a). The movement of the field distribution given by the Airy function envelope in (the magnitudes of this envelope is shown on the vertical axes) (b)

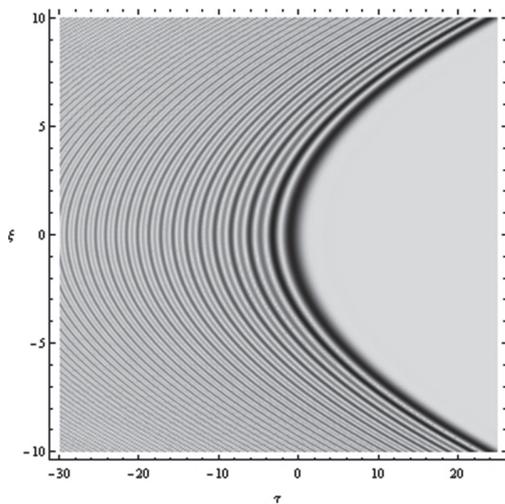


Fig. 4. The contours of the envelope constant values

The presence of the exponent factor in (11) does not change substantially the main feature of the trajectory but adds property of interference between oscillatory character of the Airy function of the envelope and oscillatory character of the exponent factor, Fig. 5. It is seen here that homogeneity of the field distribution in space and time is broken and regions of more sophisticated field changing appear in the time-spatial diagram of the function (11) in Fig. 5.

A swinging character of the field oscillatory appears in the vicinity of the point $\xi = 0$ and the time moment $\tau_k = -(\tau_0 + b^2)$. This swinging propagates with the infinite velocity, that is nature for equations of parabolic kind, to other values of ξ . It is seen very well in Fig. 6.

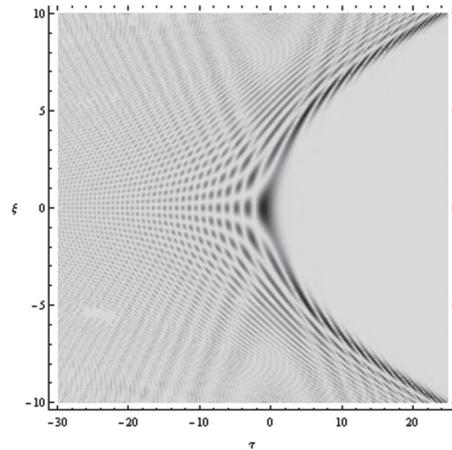


Fig. 5. The contour plot for the whole filed

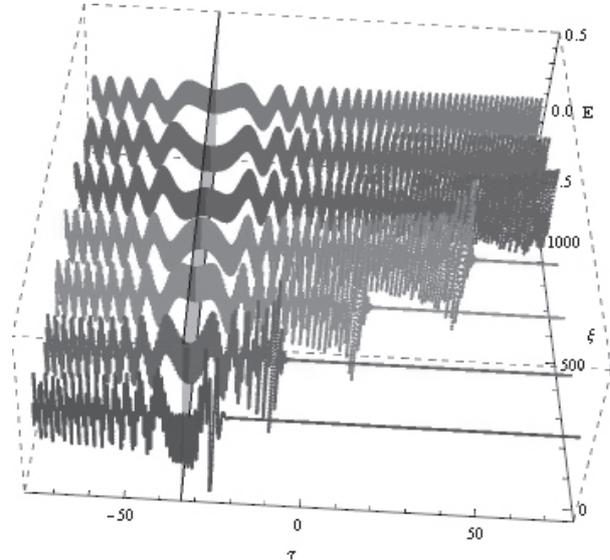


Fig. 6. The picture of interference in the neighborhood of the moment τ_k

Fig. 7 illustrates details of this interaction and shows that such behaviour appears only due to interference of two multipliers.

The considered Airy pulses are of little practical importance because of their infinite energy. To overcome this deficiency it was suggested in [2, 3] to consider the exponentially decaying version at the input of the system. Following this suggestion we consider a different boundary condition

$$F(\tau, \xi = 2b) = Ai[\tau + \tau_0 + b^2] \times \exp\{\mp ib(\kappa^2 + b^2 / 3) + \alpha(\tau + \tau_0 + b^2)\} \quad (12)$$

for obtaining the pulse with finite energy. To solve the equation (2) with the boundary condition (12) we represent the solution as the Fourier transform

$$F(\tau, \xi) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} d\nu e^{i\nu\tau} \bar{F}(\nu, \xi). \quad (13)$$

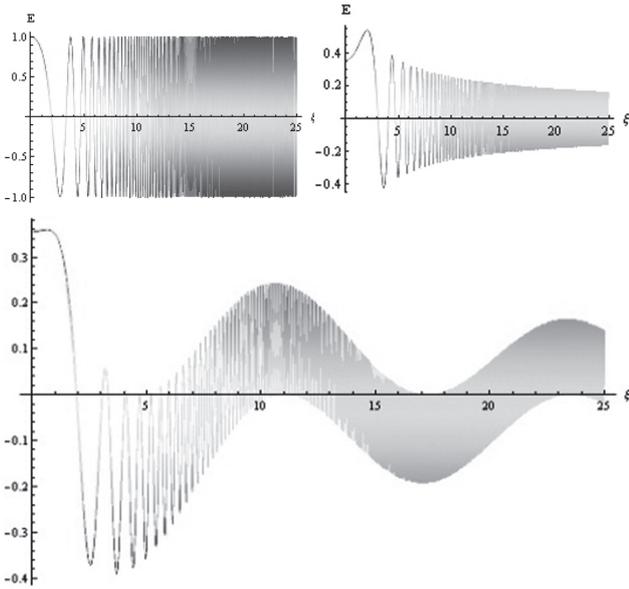


Fig. 7. A swinging character of the field oscillatory: the exponent multiplier (left) and the Airy function (right) are on the top; their product is on the bottom

The equation for this Fourier transform follows from (2)

$$\mp i2\partial_{\xi}\bar{F}(v,\xi) - (v^2 - \kappa^2)\bar{F}(v,\xi) = 0 \quad (14)$$

and has the solution satisfying the condition (12)

$$\bar{F}(v,\xi) = \exp\left[iv(\tau_0 + b^2) \mp ib^3/3 \pm iv^2(\xi/2 - b) \mp i\kappa^2\xi/2 + i(v + i\alpha)^3/3\right] \quad (15)$$

Applying the Fourier transform (13) we obtain finally the electric field of the pulse

$$E(\tau,\xi) = Ai[\tau + \tau_0 + b^2 - (\xi/2 - b)^2 \mp i2\alpha(\xi/2 - b)] \times \exp\{i[\pm b(\kappa^2 - b^2/3) \pm \kappa^2(\xi/2 - b) + 2i\alpha(\xi/2 - b)^2 \pm 2(\xi/2 - b)^3 \mp (\xi/2 - b \pm i\alpha)(\tau + \tau_0 + b^2) \mp \alpha^2(\xi/2 - b)]\} \quad (16)$$

Introduction of the exponentially decaying blurs the lines of constant field values but preserve the main features of the phenomenon.

It is seen in Fig. 8, where influence of the parameter α is shown for two values of the parameter κ which characterises spatial changing of the field.

Fig. 8 shows also influence of the parameter κ on the solution of the equation considered. Indeed, the value of this parameter is crucial for correctness of the paraxial approximation $|F'_{\xi\xi}|/|2i\kappa F'_{\xi}| \ll 1$. As it seen in Fig. 9 the correctness of the paraxial approximation is valid for $\kappa = 25$ and greater.

CONCLUSION

In conclusion, we derived the time dependent electromagnetic Airy pulses that satisfy the ‘paraxial’ equation similar to the Schrodinger equation in which the time and space variables interchange their roles. The solution to the electromagnetic equation is the Airy pulse which propagates with deceleration

along its trajectory and stops at the infinite distance from the source. The realistic situation when an initial wave has a finite energy is considered also and it is shown that the main features of the phenomenon are preserved. Dependence of the derived Airy pulses on the phenomenon parameters is investigated in details.

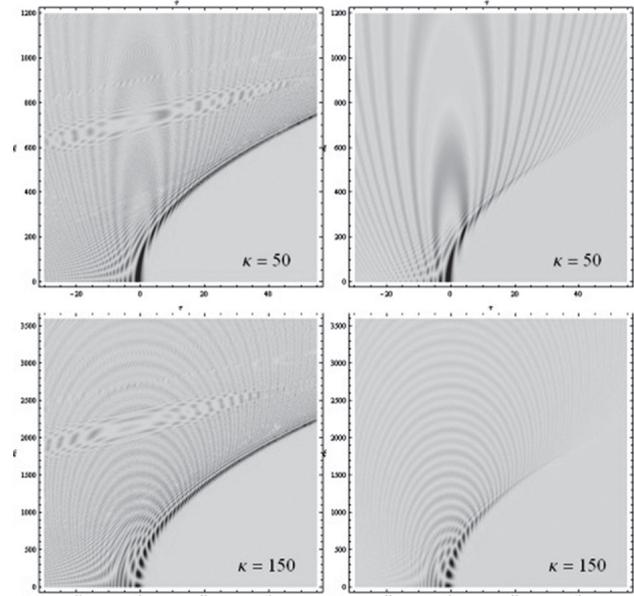


Fig. 8. The contour plots for the whole filed for $\alpha = 0$ (left) and $\alpha = 0.035$ (right)

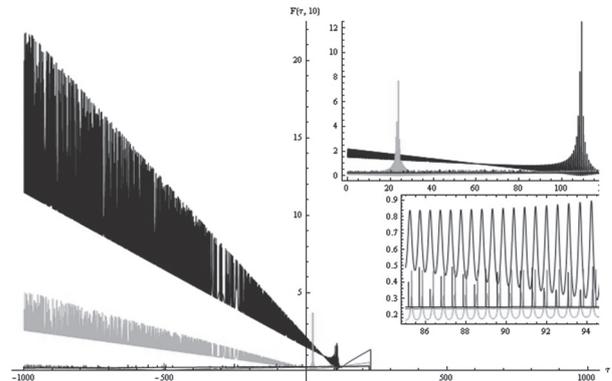


Fig. 9. Correctness of the paraxial approximation versus the parameter κ : from top to bottom $\kappa = 5, 15, 25, 50$

References.

- [1] M. Abramowitz, I. A. Stegun, Handbook of mathematical functions, Nat. Bureau of Standards, (1964).
- [2] G. A. Siviloglou, J. Broky, and D. N. Christodoulides, Optics Letters, 32, 979 (2007).
- [3] G. A. Siviloglou, J. Broky, A. Dogariu, and D. N. Christodoulides, Physical Review Letters, 99, 213901 (2007).
- [4] I.M. Besieris, A.M. Shaarawi, Optics Letters, 32, 2447 (2007).
- [5] S.N. Khonina, S.G. Volotovskiy, Computer optics (in Russian), 32, 168 (2008).
- [6] M.A. Bandres, Optics Letters, 34, 3791 (2009).
- [7] Y. Kaganovsky and E. Heyman, Optics Express, 18, 8440 (2010)
- [8] M.I. Carvalho, M. Facao, Optics Express, 18, 21938 (2010).

- [9] Y. Kaganovsky and E. Heyman, *J. Opt. Soc. Am. A*, 28 1243-1255 (2011).
- [10] J. Baumgartl, M. Mazilu, K. Dholakia, *Nature photonics*, 2, 675 (2008).
- [11] T. Ellenbogen, N. Voloch-Bloch, A. Ganany-Padowicz, A. Arie, *Nature photonics*, 3, 395 (2009).
- [12] M.V. Berry, N.L. Balazs, *Am. J. Phys.*, 47, 264 (1979).
- [13] D.M. Greenberger, *Am. J. Phys.*, 48, 256 (1980)
- [14] L.D. Landau and E.M. Lifschitz, *Quantum mechanics*, 3rd ed. (Pergamon, New York, 1977)
- [15] D.N. Christodoulides, N.K. Efremidis, P.D. Trapani, B.A. Malomed, *Optics Letters*, 29, 1446 (2004).
- [16] Yariv, *Optical electronics in modern communications*, Oxford University Press, New York (1997).
- [17] J.D. Jackson, *Classical electrodynamics*, John Willey & Sons, Inc. (1999).
- [18] Y.B. Band, *Light and matter*, John Willey & Sons, Inc. (2007).

Manuscript received January, 18, 2012



Нерух Александр Георгиевич, доктор физ.-мат. наук, профессор, заведующий кафедрой высшей математики Харьковского национального университета радиоэлектроники. Область научных интересов: электродинамика, радиофизика, фотоника, оптика.



Золотарев Денис Алексеевич, аспирант кафедры высшей математики Харьковского национального университета радиоэлектроники. Область научных интересов: радиофизика, математическое моделирование.



Нерух Дмитрий Александрович, канд. хим. наук, lecturer, Aston university, Birmingham, UK. Область научных интересов: динамические системы, динамический хаос.

УДК 537.87:621.371

Властивості недифрагуючих імпульсів Ейрі, що уповільнюються / О.Г. Нерух, Д.О. Золотарев, Д.О. Нерух // Прикладна радіоелектроніка: наук.-техн. журнал. – 2012. Том 11. № 1. – С. 77-81.

У статті показано існування електромагнітних імпульсів Ейрі у часовій області. Імпульси задовольняють рівнянню, що подібне рівнянню Шредінгера, але в якому часова та просторова координати грають протилежні ролі. Імпульс генерується джерелом, яке змінюється в часі як функція Ейрі, та розповсюджується в вакуумі, зберігаючи свою форму та величину. Імпульс рухається за квадратичним законом зі швидкістю, що змінюється від нескінченності в точці джерела до нуля на нескінченності. Детально вивчені властивості таких імпульсів.

Ключові слова: імпульс Ейрі, параксіальне наближення, розповсюдження, що уповільнюється
Іл. 09. Бібліогр.: 18 найм.

УДК 537.87:621.371

Свойства замедляющихся недифрагирующих импульсов Эйри / А.Г. Нерух, Д.А. Золотарев, Д.А. Нерух // Прикладная радиоэлектроника: науч.-техн. журнал. – 2012. Том 11. № 1. – С. 77-81.

В статье показано существование электромагнитных импульсов Эйри во временной области. Импульсы удовлетворяют уравнению, подобному уравнению Шредингера, но в котором временная и пространственная координаты играют противоположные роли. Импульс генерируется источником, изменяющимся во времени как функция Эйри, и распространяется в вакууме, сохраняя свою форму и величину. Импульс движется согласно квадратичному закону со скоростью, изменяющейся от бесконечности в точке источника до нуля на бесконечности. Детально исследованы свойства таких импульсов.

Ключевые слова: импульс Эйри, параксиальное приближение, замедляющееся распространение.
Ил. 09. Библиогр.: 18 назв.

ОПТИМАЛЬНЫЙ АДДИТИВНЫЙ ИНТЕРФЕРОМЕТР И ЕГО ПОТЕНЦИАЛЬНАЯ ФЛУКТУАЦИОННАЯ ЧУВСТВИТЕЛЬНОСТЬ

В.К. ВОЛОСЮК, В.В. ПАВЛИКОВ

Синтезирован алгоритм и структурная схема оптимальной обработки сигналов точечного источника шумового радиотеплового излучения в аддитивном радиоинтерферометре. Полученный алгоритм содержит операции вычисления средней мощности суммы декоррелированных колебаний, снятых с выходов линейных частей приемника в двух каналах интерферометра, преобразования полученной мощности в яркостную температуру с учетом параметров системы и вычитании постоянного сигнала, пропорционального шумовой температуре приемника. Получены аналитические выражения предельной погрешности оценки радиояркостной температуры источника и потенциальной флукутационной чувствительности.

Ключевые слова: оптимальный аддитивный радиоинтерферометр, оценка спектральной яркости излучения, потенциальная флукутационная чувствительность.

ВВЕДЕНИЕ

Радиоинтерферометрические системы широко применяются в радиоастрономии, дистанционном зондировании, медицине и метеорологии. Простейшая система – это аддитивный радиоинтерферометр. В работе [1] просматривается его связь с мультипликативным (корреляционным) интерферометром, интерферометром интенсивностей, интерферометром промежуточного типа и интерферометром с независимыми гетеродинами. Каждый из них характеризуется своими достоинствами и недостатками, определяющими область их применения, и может рассматриваться как инженерная доработка аддитивного интерферометра при конкретных ограничениях на постановку решаемой задачи и условия распространения радиоволн в среде. Большинство структурных схем этих радиометров получены эвристическим путем. В работах [2-5] показано, что некоторые из них близки к оптимальным для пеленгации и оценивания радиояркостной температуры точечных источников шумового излучения. Предложенные в [2-5] оптимальные радиоинтерферометры в настоящее время недостаточно исследованы. Так, например, в литературе отсутствует информация об их флукутационной чувствительности (ФЧ). Известны некоторые работы по оцениванию ФЧ радиоинтерферометров корреляционного типа [6, 7] и интенсивностей [7]. Но в этих работах использована методика оценки ФЧ, заключающаяся в поиске статистических характеристик шумового сигнала на выходе конкретных схем радиометров. В работе [8] обобщено определение потенциальной ФЧ и предложена методика ее оценки, основанная на применении информационной матрицы Фишера. Представляет практический интерес оценка потенциальной ФЧ оптимального аддитивного радиоинтерферометра.

Цель статьи – статистический синтез оптимального алгоритма оценки радиояркостной

температуры точечного источника шумового радиоизлучения в аддитивном интерферометре, разработка соответствующей структурной схемы и исследование его потенциальной флукутационной чувствительности.

1. ПОСТАНОВКА ОПТИМИЗАЦИОННОЙ ЗАДАЧИ. УРАВНЕНИЕ НАБЛЮДЕНИЯ

В двухантенном радиометре необходимо на интервале наблюдения $[0, T]$ сигналов $s(t, \lambda)$ и $s(t - t_3, \lambda)$ в аддитивной смеси с внутренними шумами $n_i(t)$ ($i = 1, 2$) дать оптимальную оценку яркостной температуры источника излучения $\lambda = T_s^\circ$, а также получить выражения для предельной точности оценивания и потенциальной ФЧ. Постановка задачи по отношению к оценке яркостной температуры не снижает её общности, так как в работе [9] приведены примеры связи яркостной температуры со статистическими и геофизическими характеристиками исследуемых объектов.

Исходными данными для решения поставленной задачи являются колебания $u_1(t)$ и $u_2(t)$, наблюдаемые на выходах линейных частей (ЛЧ) двух каналов радиометра. Каждая ЛЧ характеризуется частотной характеристикой $K(j\omega)$ (полагается идентичной для первого и второго каналов) и внутренними шумами $n_i(t)$ ($i = 1, 2$), пересчитанными ко входу ЛЧ. В каждом канале полезные сигналы смешиваются аддитивно с внутренними шумами приемника. Сигналы в каналах могут отличаться на время задержки t_3 . С целью исключения сингулярных решений уравнения правдоподобия добавим на выходах ЛЧ белые гауссовские шумы n_{p1} и n_{p2} с малой спектральной плотностью мощности (СПМ) относительно СПМ полезного сигнала и внутренних шумов приемника.

С учетом отмеченного запишем уравнения наблюдения в первом и втором каналах следующим образом

$$u_1(t) = \int_{-\infty}^{\infty} [s(\tau, \lambda) + n_1(\tau)] h(t - \tau) d\tau + n_{p1}(t), \quad (1)$$

$$u_2(t - t_3) = \int_{-\infty}^{\infty} [s(\tau - t_3, \lambda) + n_2(\tau)] h(t - \tau) d\tau + n_{p2}(t), \quad (2)$$

где $h(t) = (2\pi)^{-1} \int_{-\infty}^{\infty} \dot{K}(j\omega) \exp(j\omega t) d\omega$ – импульсная характеристика, связанная с частотной характеристикой $\dot{K}(j\omega)$ посредством преобразования Фурье; $t \in (0, T)$.

Статистические свойства процессов, входящих в уравнения наблюдения:

1) $\langle s_i(t, \lambda) \rangle = 0$, $\langle n_i \rangle = 0$, $\langle n_{pi} \rangle = 0$, где $i = 1, 2$ – номер канала;

2) $s_1(t, \lambda) = s_2(t - t_3, \lambda)$ – сигнал во втором канале с точностью до времени задержки совпадает с сигналом в первом канале;

3) сигналы в первом и втором каналах имеют вид

$$s_1(t, \lambda) = \int_{D'_1} \int_{\theta=0}^{\infty} \dot{I}(f, \vec{r}'_1) \dot{A}(f, \vartheta, \lambda) e^{j2\pi f \left(t - \frac{\vartheta \vec{r}'_1}{c} \right)} df d\vartheta d\vec{r}'_1,$$

$$s_2(t - t_3, \lambda) = \int_{D'_2} \int_{\theta=0}^{\infty} \dot{I}(f, \vec{r}'_2) \dot{A}(f, \vartheta, \lambda) e^{j2\pi f \left(t - \frac{\vartheta \vec{r}'_2}{c} - \frac{\vartheta_0 d}{c} \right)} df d\vartheta d\vec{r}'_2,$$

где $\dot{I}(f, \vec{r}'_i)$ – амплитудно-фазовое распределение поля в апертуре i -й антенны; $\vec{r}'_i = (x'_i, y'_i) \in D'_i$ – координаты элементов i -й приемной антенны; $\dot{A}(f, \vartheta, \lambda)$ – двухсторонняя (как и в классической теории преобразований Фурье, $f \in (-\infty, \infty)$) спектрально-угловая плотность комплексной амплитуды сигнала, $t_3 = \cos(\theta_0) d / c = \vartheta_0 d / c$, $\vartheta = \cos(\theta)$;

$$4) \langle \dot{A}(f_1, \vartheta_1, \lambda) \dot{A}^*(f_2, \vartheta_2, \lambda) \rangle = B(f_1, \vartheta_1, \lambda) \delta(\vartheta_1 - \vartheta_2) \delta(f_1 - f_2),$$

где $B(f_1, \vartheta_1, \lambda)$ – спектрально-угловая яркость источника излучения [9];

5) автокорреляционные функции

$$R_s(t_1, t_2) = \langle s(t_1) s(t_2) \rangle = \frac{N_{0s}}{2} \delta(t_1 - t_2),$$

$$R_{ni}(t_1, t_2) = \langle n_i(t_1) n_i(t_2) \rangle = \frac{N_{0i}}{2} \delta(t_1 - t_2),$$

$$R_{pi}(t_1, t_2) = \langle n_{pi}(t_1) n_{pi}(t_2) \rangle = \frac{N_{0pi}}{2} \delta(t_1 - t_2),$$

где $N_0 / 2$ – двухсторонняя СПМ соответствующего процесса, $i = 1, 2$;

6) взаимная корреляция между процессами отсутствует.

2. РЕШЕНИЕ ОПТИМИЗАЦИОННОЙ ЗАДАЧИ

Алгоритм оптимальной оценки $\lambda = T_s^\circ$ найдем из решения уравнения правдоподобия вида [9]

$$spur \frac{1}{2} \int_0^T \int_0^T \frac{\partial \underline{R}(t_1, t_2, T_s^\circ)}{\partial T_s^\circ} \underline{W}(t_1, t_2, T_s) dt_1 dt_2 = -\frac{1}{2} \int_0^T \int_0^T \vec{u}^T(t_1) \frac{\partial \underline{W}(t_1, t_2, T_s^\circ)}{\partial T_s^\circ} \vec{u}(t_2) dt_1 dt_2, \quad (3)$$

где $\vec{u}^T(t) = \|u_1(t), u_2(t)\|$; “ T ” – операция транспонирования; $\underline{R}(t_1, t_2, T_s^\circ)$ – матрица корреляционных функций; $\underline{W}(t_1, t_2, T_s^\circ)$ – матрица обратных корреляционных функций, определяемая из уравнения обращения

$$\int_0^T \underline{R}(t_1, t_2, T_s^\circ) \underline{W}(t_2, t_3, T_s^\circ) dt_2 = \underline{I} \delta(t_1 - t_3), \quad (4)$$

где \underline{I} – единичная матрица; $\delta(t_1 - t_3)$ – дельта-функция; $spur$ – след матрицы; $\langle \cdot \rangle$ – знак статистического усреднения; чертой снизу обозначена матрица.

Найдем корреляционную матрицу наблюдений в виде

$$\underline{R}(t_1, t_2, T_s^\circ) = \begin{bmatrix} R_\Sigma(\tau, T_s^\circ) & R_s(\tau + t_7, T_s^\circ) \\ R_s(\tau - t_7, T_s^\circ) & R_\Sigma(\tau, T_s^\circ) \end{bmatrix}. \quad (5)$$

где

$$R_\Sigma(\tau, T_s^\circ) = \frac{1}{2} \{ [N_{0s}(\vartheta_0, T_s^\circ) + N_0] R_h(t_1 - t_2) + N_{0p} \delta(t_1 - t_2) \},$$

$$R_s(\tau \pm t_7, T_s^\circ) = \frac{N_{0s}(\vartheta_0, T_s^\circ)}{2} R_h(t_1 - t_2 \pm \vartheta_0 d / c),$$

$$R_h(t_1 - t_2) = \int_{-\infty}^{\infty} h(t_1 - \tau) h(t_2 - \tau) d\tau$$

– автокорреляционная функция импульсной характеристики;

$$\frac{N_{0s}(f, \vec{\vartheta}_0, T_s^\circ)}{2} = \int_{\vartheta} B(f, \vec{\vartheta}, T_s^\circ) \left| \dot{F}(f, \vec{\vartheta} - \vec{\vartheta}_0) \right|^2 d\vec{\vartheta}$$

– двухсторонняя (по частоте f) спектральная плотность мощности (антенная спектральная яркость, т.е. спектрально-угловая яркость, сглаженная диаграммой направленности антенны по мощности $|\dot{F}(f, \vec{\vartheta} - \vec{\vartheta}_0)|^2$); $t_3 = \vartheta_0 d / c$; $\tau = t_1 - t_2$. Запись $N_{0s}(\vartheta_0, T_s^\circ) = N_{0s}(f, \vartheta_0, T_s^\circ)$ соответствует тому, что в диапазоне частот, определяемом ЛЧ, занимающей весьма широкую область частот, СПМ полагаем постоянной и равной СПМ на центральной частоте f_0 .

Применяя к выражению (5) теорему Хинчина-Винера, найдем матрицу СПМ в виде

$$\underline{G}(\omega, \lambda) = F \left[\underline{R}(\tau, T_s^\circ) \right] = \begin{bmatrix} G_\Sigma(\omega, T_s^\circ) & G_s(\omega, T_s^\circ) e^{j\omega t_3} \\ G_s(\omega, T_s^\circ) e^{-j\omega t_3} & G_\Sigma(\omega, T_s^\circ) \end{bmatrix}, \quad (6)$$

где

$$G_s(\omega, T_s^\circ) = 0,5 N_{0s} \left| \dot{K}(j\omega) \right|^2,$$

$$G_{ni}(\omega) = 0,5 N_{0n} \left| \dot{K}(j\omega) \right|^2, \quad (7)$$

$$G_{pi}(\omega) = 0,5 N_{0np}, \quad i = 1, 2$$

$$G_\Sigma(\omega, T_s^\circ) = G_s(\omega, T_s^\circ) + G_n(\omega) + G_{np}(\omega). \quad (8)$$

Связь между СПМ и эквивалентными температурами определим из формулы Найквиста в виде

$$N_{os} = k_B T_s^\circ, \quad N_{on_1} = N_{on_2} = N_{on} = k_B T_n^\circ, \\ N_{onp} = k_B T_p^\circ, \quad (9)$$

где k_B – постоянная Больцмана.

На практике время наблюдения T существенно превышает интервал корреляции всех процессов, входящих в уравнение наблюдения. Кроме этого, учитывая стационарность рассматриваемых процессов, получим решение уравнения (4) в частотной области в виде [9]

$$\underline{G}(\omega, T_s^\circ) \underline{G}_W(\omega, T_s^\circ) = \underline{I},$$

или

$$\underline{G}_W(\omega, T_s^\circ) = \underline{G}^{-1}(\omega, T_s^\circ) = F[\underline{W}(\tau, T_s^\circ)], \quad (10)$$

где $F[\cdot]$ – оператор преобразования Фурье.

Подставив в выражение (3) вместо $\underline{R}(\tau, T_s^\circ)$ и $\underline{W}(\tau, T_s^\circ)$ их образы Фурье и выполнив несложные преобразования, получим уравнение правдоподобия в спектральной форме

$$\text{spur } T \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{\partial \underline{G}(\omega, T_s^\circ)}{\partial T_s^\circ} \underline{G}^{-1}(\omega, T_s^\circ) d\omega = \\ = -\frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \vec{U}^+(j\omega) \frac{\partial \underline{G}^{-1}(\omega, T_s^\circ)}{\partial T_s^\circ} \vec{U}(j\omega) d\omega, \quad (11)$$

где $\vec{U}(j\omega) = \|\dot{U}_1(j\omega), \dot{U}_2(j\omega)\|^T = F[u_1(t), u_2(t)]$; "+" – символ эрмитова сопряжения;

$$\frac{\partial \underline{G}^{-1}(\omega, T_s^\circ)}{\partial T_s^\circ} = -\underline{G}^{-1}(\omega, T_s^\circ) \frac{\partial \underline{G}(\omega, T_s^\circ)}{\partial T_s^\circ} \underline{G}^{-1}(\omega, T_s^\circ), \quad (12)$$

а обратная матрица СПМ находится в результате обращения матрицы (8)

$$\underline{G}^{-1}(\omega, T_s^\circ) = \\ = \frac{1}{\Delta(\omega, T_s^\circ)} \begin{vmatrix} G_\Sigma(\omega, T_s^\circ) & -G_s(\omega, T_s^\circ) e^{j\omega t_3} \\ -G_s(\omega, T_s^\circ) e^{-j\omega t_3} & G_\Sigma(\omega, T_s^\circ) \end{vmatrix}, \quad (13)$$

где $\Delta(\omega, T_s^\circ) = G_\Sigma^2(\omega, T_s^\circ) - G_s^2(\omega, T_s^\circ)$ – определитель матрицы $\underline{G}(\omega, T_s^\circ)$.

Найдем производную по искомому параметру от матрицы СПМ (8)

$$\frac{\partial \underline{G}(\omega, T_s^\circ)}{\partial T_s^\circ} = 0,5k_B |\dot{K}(j\omega)|^2 \begin{vmatrix} 1 & e^{j\omega t_3} \\ e^{-j\omega t_3} & 1 \end{vmatrix}. \quad (14)$$

Оптимальную оценку спектральной яркости (мощности) радиотеплового излучения получим, решив уравнение правдоподобия (11) относительно $\lambda_\mu = T_s^\circ$.

Правая часть уравнения правдоподобия (11) характеризует все операции, которые необходимо произвести под принятыми колебаниями $u_1(t)$ и $u_2(t)$. Подставим в правую часть (11) выражения (12)–(14). Выполним несложные математические операции, можно переписать правую часть в виде

$$(2\pi)^{-1} \int_{-\infty}^{\infty} |M_{T_s}(\omega)|^2 |\dot{U}_1(j\omega) e^{-j\omega t_7} + \dot{U}_2(j\omega)|^2 d\omega, \quad (15)$$

где

$$|M_{T_s}(\omega)|^2 = \frac{|\dot{K}_H(j\omega)|^2 |W_{T_s}(\omega)|^2}{2k_B |\dot{K}_0|^2 (T_s^\circ + 0,5T_n^\circ)^2}; \quad (16)$$

$$W_{T_s}(\omega) = [|\dot{K}_H(j\omega)|^2 + 0,5T_p^\circ (T_s^\circ + 0,5T_n^\circ)^{-1} |\dot{K}_0|^2]^{-1} \quad (17)$$

– АЧХ фильтра, выполняющего инверсную фильтрацию (декорреляцию) колебаний $u_1(t)$ и $u_2(t)$. Подставим в выражение (15) формулы (16) и (17) и выполнив переход во временную область посредством теоремы Парсеваля-Лапласа, получим

$$[2k_B |\dot{K}_0|^2 (T_s^\circ + 0,5T_n^\circ)^2]^{-1} \int_0^T u_{W_\Sigma}^2(t) dt, \quad (18)$$

где $u_{W_\Sigma}(t) = u_{1W_{T_s}}(t-t_7) + u_{2W_{T_s}}(t)$, а $u_{1W_{T_s}}(t-t_3)$ и $u_{2W_{T_s}}(t)$ – декоррелированные в фильтрах с АЧХ $M_{T_s}(\omega)$ наблюдения в первом и втором каналах соответственно.

Выполним расчет левой части уравнения (11) с учетом выражений (16) и (17)

$$\text{spur}(2\pi)^{-1} T \int_{-\infty}^{\infty} \frac{\partial \underline{G}(\omega, \vec{\lambda})}{\partial T_s^\circ} \underline{G}^{-1}(\omega, \vec{\lambda}) d\omega = \\ = 2T \Delta f_\Sigma (T_s^\circ + 0,5T_n^\circ)^{-1}, \quad (19)$$

где $2\Delta f_\Sigma = (2\pi)^{-1} \int_{-\infty}^{\infty} |\dot{K}_H(j\omega)|^2 W_{T_s}(\omega) d\omega$ – эквивалентная полоса последовательного соединения согласованного фильтра с АЧХ $|\dot{K}_H(j\omega)|$ и декоррелирующего фильтра с АЧХ $\sqrt{|W_{T_s}(\omega)|}$.

Тогда, подставив выражения (18) и (19) в уравнение правдоподобия (11) и решим его относительно T_s° следующим образом

$$T_s^\circ = (4k_B T \Delta f_\Sigma |\dot{K}_0|^2)^{-1} \int_0^T u_{W_\Sigma}^2(t) dt - 0,5T_n. \quad (20)$$

Величину $0,5T_n$ измеряют при калибровке радиометров, закрывая их вход и измеряя лишь температуру T_n .

Перечислим основные операции, которые должны выполняться радиометром (алгоритм обработки) над принятыми колебаниями $u_1(t)$ и $u_2(t)$.

1. Согласованная фильтрация колебаний $u_1(t)$ и $u_2(t)$ в фильтре АЧХ которого совпадает с нормированной АЧХ ЛЧ $|\dot{K}_H(j\omega)|$.

2. Декорреляция полученных колебаний в фильтре с АЧХ $W_{T_s}(\omega)$.

3. Задержка сигнала $u_1(t)$ с целью синфазного суммирования содержащихся в наблюдениях $u_1(t)$ и $u_2(t)$ полезных сигналов $s(t, \vec{\lambda})$.

4. Квадратичное детектирование (возведение в квадрат) и интегрирование полученных колебаний, позволяющих сформировать оценку их средней мощности в направлении θ_0 : $P_{Wcp}(\theta_0) = T^{-1} \int_0^T u_{W_\Sigma}^2(t) dt$.

5. Решение уравнения (20), являющегося результатом математического преобразования уравнения правдоподобия (11).

Полученный алгоритм описывает оптимальную схему аддитивного интерферометра, которая отличается от известной [1, 2, 6, 7] наличием декоррелирующих фильтров, усилителя, преобразующего мощность в эквивалентные температуры, и вычитания шумовой температуры приемника, полученной на этапе калибровки системы.

Составим структурную схему соответствующую алгоритму (20) (рис. 1). Процессы с выхода антенн через ЛЧ поступают на согласованные и декоррелирующие фильтры (АЧХ вида W_{T_s}). Декоррелирующие фильтры расширяют полосу приемника, уменьшают радиусы корреляции случайных процессов, увеличивают число их некоррелированных отсчетов на интервале наблюдения $(0, T)$. Далее процессы обоих каналов суммируются (блок Σ), а суммарный процесс поступает на квадратичный детектор (блок $(\cdot)^2$) и интегратор (блок $\int dt$). Отметим, что декорреляция повышает эффективность усреднения процессов в интеграторе. Линия задержки (ЛЗ) компенсирует межканальную разность фаз сигналов (обеспечивает фокусировку системы в заданном направлении). После интегратора процесс поступает в усилитель (блок У) с коэффициентом усиления $1/4k_B T \Delta f_{\Sigma} |K_0|$ и далее в вычитающее устройство, на второй вход которого поступает постоянный сигнал $T_n^\circ/2$, пропорциональный шумовой температуре приемника (определяется при калибровке системы). Так как АЧХ декоррелирующих фильтров (см. выражения (16) и (17)) зависят от $T_n^\circ/2$ и T_s° , то в схеме предусмотрены обратная связь с выходов T_s° и $T_n^\circ/2$ на фильтры W_{T_s} (т.е. частотные характеристики фильтров адаптивные).

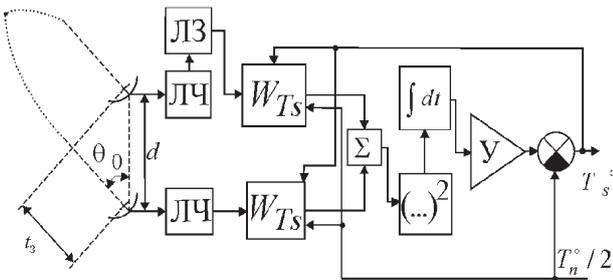


Рис. 1. Структурная схема оптимального аддитивного радиоинтерферометра

Оценим предельную точность оценки T_s° . Вначале найдем элемент информационной матрицы Фишера, который для уравнения правдоподобия (3) примет вид

$$B_{T_s T_s} = -spur \frac{1}{2} \int_0^T \int_0^T \left[\frac{\partial}{\partial T_s} R(t_1, t_2, \lambda) \times \frac{\partial}{\partial T_s} W(t_1, t_2, \lambda) \right] dt_1 dt_2 \Bigg|_{T_s = \hat{T}_s} .$$

Так как наблюдаемые процессы стационарные, то решение полученного уравнения будем искать в спектральной области. Для этого, используя теорему Хинчина-Винера, запишем элемент матрицы Фишера следующим образом

$$B_{T_s T_s} = -spur \frac{1}{4\pi} T \int_{-\infty}^{\infty} \frac{\partial G'(\omega, T_s^\circ)}{\partial T_s^\circ} \frac{\partial G^{-1}(\omega, T_s^\circ)}{\partial T_s^\circ} \Bigg|_{T_s^\circ = \hat{T}_s^\circ} . \quad (21)$$

Подставляя в уравнение (21) выражения (12) – (14), (16) и (17) получим

$$B_{T_s, T_s} = \frac{T \Delta f_{\Sigma}}{2(T_s^\circ + T_n^\circ/2)^2} ,$$

где

$$\Delta f_{\Sigma} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \left| \dot{K}_H(j\omega) \right|^2 W_{T_s}(\omega) d\omega$$

– эффективная ширина спектра в канале оценки температуры T_s ;

$$\alpha_0 = 0,5 N_{0,p} (N_{0s} + 0,5 N_{0n})^{-1} .$$

Тогда предельная точность измерения яркостной температуры примет вид

$$\sigma_{T_s}^2 = B_{T_s, T_s}^{-1} = \frac{(2T_s^\circ + T_n^\circ)^2}{2T \Delta f_{\Sigma}} . \quad (22)$$

Из выражения (21) следует, что точность оценивания T_s° существенно зависит от произведения $T \Delta f_{\Sigma}$.

3. ПОТЕНЦИАЛЬНАЯ ФЛУКТУАЦИОННАЯ ЧУВСТВИТЕЛЬНОСТЬ

Рассчитаем потенциальную ФЧ в соответствии с определением и методикой изложенными в [8]. Потенциальная ФЧ – это минимальное приращение постоянной составляющей эффективной температуры ΔT_E сигнала к среднеквадратическому отклонению флуктуационной составляющей шумов на его выходе $\sigma_{T_s, T}$, при котором отношение сигнал/шум на выходе равно единице. При этом величину $\sigma_{T_s, T}$ получим как корень квадратный из матрицы, обратной информационной матрице Фишера. Использование матрицы Фишера для расчета флуктуационной составляющей шума на выходе $\sigma_{T_s, T}$ определяет название “потенциальная” ФЧ по аналогии с потенциальной точностью оценивания.

В отличие от модуляционного радиометра [8], где модуляция меандром снижает прирост эффективной температуры сигнала в два раза, прирост эффективной температуры в аддитивном радиоинтерферометре равен приросту температуры за время наблюдения, т.е. $\Delta T_E^\circ = \Delta T^\circ$.

Отношение сигнал/шум на выходе синтезированного радиометра определим следующим образом

$$q = \frac{T_s^\circ}{\sigma_{T_s}} , \quad (23)$$

где $\sigma_{T_s} = \sqrt{\sigma_{T_s}^2}$ – среднеквадратическое отклонение флуктуационной составляющей на выходе радиометра.

Чувствительность найдем, подставив корень квадратный из дисперсии $\sigma_{T_s}^2$ (см. выражение (22)) в (23) и приравняем полученное выражение единице

$$q = \frac{\Delta T_{s \min}^\circ}{\sigma_{T_n}} = 1 ,$$

или

$$\Delta T_{s\min}^{\circ} = \sigma_{Tn} = \frac{2T_s^{\circ} + T_n^{\circ}}{\sqrt{2T\Delta f_{\Delta Ts}}} \quad (24)$$

В малосигнальном приближении выражение (24) примет вид

$$\Delta T_{s\min}^{\circ} \approx \frac{T_n^{\circ}}{\sqrt{2T\Delta f_{Tn1}}} \quad (25)$$

При измерениях мощных источников радиозлучения, когда мощность сигнала существенно превосходит мощность помех, выражение (24) можно упростить

$$\Delta T_{s\min}^{\circ} \approx \frac{\sqrt{2}T_s^{\circ}}{\sqrt{T\Delta f_{\Delta Ts}}} \quad (26)$$

ВЫВОДЫ

1. Синтезирован алгоритм оптимального оценивания яркостной температуры точечного источника шумового радиотеплового излучения. Показано, что в отличие от известных из [1, 2, 6, 7], полученный алгоритм содержит декоррелирующие фильтры, усилитель, преобразующий мощность в эквивалентные температуры, и устройство вычитания шумовой температуры приемника, измеренной на этапе калибровки системы. Приведена структурная схема аддитивного радиоинтерферометра, соответствующая оптимальному алгоритму.

2. Получено выражение для предельной погрешности оценки яркостной температуры объекта, зависящие от энергетического отношения сигнал/шум, времени наблюдения и полосы частот радиометра с учетом декоррелирующего фильтра.

3. Определена потенциальная флуктуационная чувствительность аддитивного радиоинтерферометра.

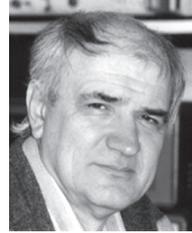
Литература.

- [1] Цейтлин Н.М. Антенная техника и радиоастрономия. – М.: Сов. радио, 1976. – 352 с.
- [2] Караваев В.В., Сазонов В.В. Статистическая теория пассивной локации. – М.: Радио и связь, 1987. – 240 с.
- [3] Павликов В.В. Оптимальная оценка яркостной температуры объектов в двухантенном радиометре / Наука і техніка Повітряних Сил Збройних Сил України. – Харьков. – №1(7), 2012 (в печати).
- [4] Волосяк В.К., Павликов В.В., Якущенко И.А. Оптимальная оценка пеленга точечного источника шумового радиозлучения в двухантенном радиометре / Системи озброєння і військова техніка. – Харьков. – №1(21), 2012 (в печати).
- [5] Радиоэлектронные системы. Основы построения и теория / Под ред. Ширмана Я.Д. – М.: ЗАО “МАК-ВИС”, 1998. – 828 с.
- [6] Кисляков А.Г. О чувствительности корреляционного измерителя / Известия высших учебных заведений. – Радиофизика. – Том 1, №4, 1958. – С. 81–89.
- [7] Есепкина Н.А., Корольков Д.В., Парийский Ю.Н. Радиотелескопы и радиометры. – М.: Наука, 1973. – 416 с.
- [8] Волосяк В.К., Павликов В.В. Статистический синтез одноантенных радиометрических приемников модуляционного типа / Прикладная радиоэлектроника, 2011, Т. 10, № 3. – С. 285–294.

- [9] Волосяк В.К., Кравченко В.Ф. Статистическая теория радиотехнических систем дистанционного зондирования и радиолокации. – М.: Физматлит, 2008. – 704 с.

Поступила в редколлегию 28.02.2012

Волосяк Валерий Константинович, доктор технических наук, профессор, профессор кафедры проектирования радиоэлектронных систем летательных аппаратов Национального аэрокосмического университета им. Н.Е. Жуковского «ХАИ». Область научных интересов: статистическая теория радиотехнических систем, дистанционное зондирование, комплексирование активных и пассивных радиолокационных систем.



Павликов Владимир Владимирович, канд. техн. наук, докторант кафедры проектирования радиоэлектронных систем летательных аппаратов Национального аэрокосмического университета им. Н.Е. Жуковского «ХАИ». Область научных интересов: статистическая теория пассивной радиолокации.



УДК 621.396

Оптимальний адитивний інтерферометр і його потенційна флуктуаційна чутливість / В.К. Волосяк, В.В. Павліков // Прикладна радіоелектроніка: наук.-техн. журнал. – 2012. Том 11. № 1. – С. 82–86.

Синтезований алгоритм і структурна схема оптимальної обробки сигналів точкового джерела шумового радіотеплового випромінювання в адитивному радіоінтерферометрі. Отриманий алгоритм містить операції обчислення середньої потужності суми декорельованих коливань, знятих з виходів лінійних частин приймача в двох каналах інтерферометра, перетворення отриманої потужності в яскравісну температуру з урахуванням параметрів системи і відніманні постійного сигналу, пропорційного шумовій температурі приймача. Отримані аналітичні вирази граничної погрешності оцінки радіояскравісної температури джерела і потенційної флуктуаційної чутливості.

Ключові слова: оптимальний адитивний радіоінтерферометр, граничні погрешності вимірів, потенційна флуктуаційна чутливість.

Л. 01. Бібліогр.: 9 найм.

UDC 621.396

Optimal additive interferometer and its potential fluctuation sensitivity / V.K. Volosyuk, V.V. Pavlikov // Applied Radio Electronics: Sci. Journ. – 2012. Vol. 11. № 1. – P. 82–86.

The algorithm and the block diagram for optimal signal processing of a point source noise of radio thermal radiation in an additive interferometer is synthesized. The calculated algorithm contains operations of calculating mean power of the decorrelated oscillation sum which have been picked up from the outputs of receiver linear parts in two interferometer channels, transformation of the obtained power into brightness temperature in view of the system parameters and subtraction of the constant signal proportional to receiver noise temperature. Analytical expressions of a limiting error of estimating source brightness temperature and potential fluctuation sensitivity are obtained.

Keywords: optimal additive radiointerferometer, estimation of spectral radiation brightness, potential fluctuation sensitivity.

Fig. 01. Ref.: 9 items.

УДК 681.324

МОДЕЛЬ УЗЛА КОМПЬЮТЕРНОЙ СЕТИ С ПОВТОРНОЙ ПЕРЕДАЧЕЙ УТЕРЯННЫХ ПАКЕТОВ

П.Е. ПУСТОВОЙТОВ

Построена модель узла компьютерной сети основанная на математическом аппарате систем массового обслуживания и марковских цепей. Модель учитывает хранение копий переданных пакетов до момента получения подтверждения об удачной доставке, в противном случае они опять ставятся в очередь на обслуживание. Получены формулы расчета вероятностей состояний такой системы.

Ключевые слова: компьютерные сети, математическое моделирование.

ВВЕДЕНИЕ

Развитие информационных технологий затрагивает многие отрасли народного хозяйства, а средством передачи информации являются разного рода компьютерные сети. Компьютерные сети могут использовать различную топологию, маршрутизацию, протоколы и технологии передачи данных. Такие типы соединений узлов сети как wi-fi и adsl могут иметь колеблющийся большой отклик и частые потери пакетов. В свою очередь, маршрутизатор продолжительное время хранит в памяти копии отосланных пакетов и, в случае ошибки передачи, может повторить пересылку. Информацию о том, что пакет данных передан удачно, маршрутизатор узнает, получив от узла-приемника служебный пакет, извещающий об удачной пересылке, тогда копия пакета из памяти удаляется, освобождая место для поступающих пакетов [1-2]. Очевидно, что в случае частых неудачных передач копии пакетов будут накапливаться, занимая память маршрутизатора, что может привести к ситуации, когда узел сети будет отказывать в приеме на обслуживание новых пакетов. Часто такие ситуации возникают при использовании торрентов и других распределенных систем. В свою очередь, увеличение памяти маршрутизатора снижает количество отказов, но, также, приводит к заметному постоянному снижению скорости работы аппарата по передаче пакетов [3].

1. АНАЛИЗ ЛИТЕРАТУРЫ. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ ИССЛЕДОВАНИЯ

Таким образом, важной актуальной проблемой является анализ и оценка эффективности функционирования узла с учетом повторной передачи утерянных пакетов. Реальная возможность проведения такого анализа – построение адекватной математической модели узла компьютерной сети. Наибольшие результаты

моделирования сетей были получены с использованием математического аппарата систем массового обслуживания и марковских цепей [4].

Рассмотрим модель узла компьютерной сети, на вход которого поступают пакеты из некоторого источника с интенсивностью λ_1 . Прибывшие пакеты обслуживаются (передаются следующему узлу) с интенсивностью μ_1 , а их копии помещаются в память маршрутизатора до подтверждения об успешной доставке; при этом пакет удаляется из памяти. Интенсивность удаления одного пакета из памяти в случае успешной передачи – μ_2 . Если отправленный пакет не достигает адресата, то его резервная копия перемещается в общую очередь для повторной отправки. Пусть интенсивность появления ошибок передачи одного пакета равна λ_2 . Память маршрутизатора может вместить в себя n пакетов, среди которых могут быть как копии уже переданных пакетов, ожидающих подтверждения, так и вновь прибывшие, выстроенные в очередь на обслуживание (передачу).

Примем, что интервалы в потоках событий, связанных с поступлением пакетов на вход узла, их передачей, появлением ошибок и удалением успешно переданных пакетов, распределены экспоненциально. Тогда для анализа системы может быть использован аппарат марковских процессов

Построим граф состояний и переходов описанной системы (рис. 1).

Здесь состоянию (i, j) соответствует ситуация, когда в системе хранятся i копий различных переданных пакетов, ожидающих подтверждения об успешной доставке адресату, и j новых прибывших пакетов от источника, ожидающих обслуживания (передачи).

Таким образом, целью работы является отыскание вероятностей пребывания описанной системы на множестве состояний, нахождение

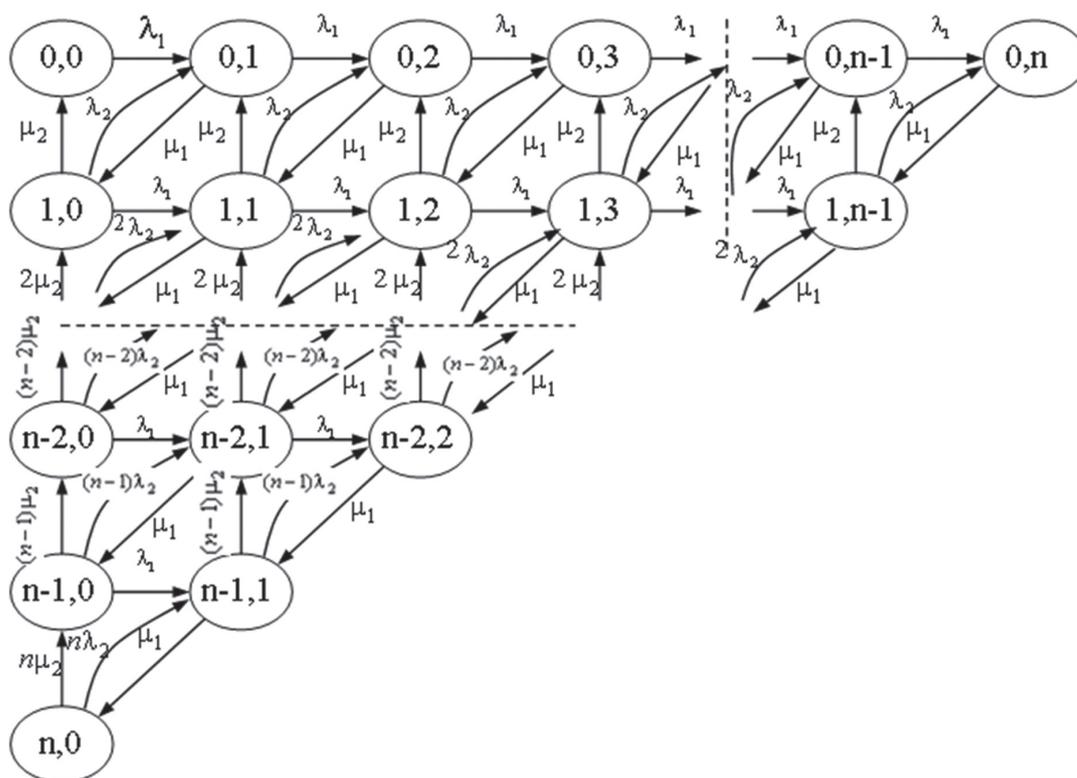


Рис. 1. Граф состояний и переходов системы передачи пакетов

вероятности отказа системы и вероятности инициализации сдерживающего пакета.

2. ОСНОВНЫЕ РЕЗУЛЬТАТЫ

Разобьем множество состояний системы на подмножества следующим образом (рис. 2). В подмножество E_i попадут элементы, сумма индексов в которых равна i . Например, множество $E_0 = \{(0,0)\}$, $E_1 = \{(1,0), (0,1)\}$, $E_2 = \{(2,0), (1,1), (0,2)\}$.

Составим уравнения баланса для полученного графа:

$$\begin{cases} \mu_{10}P_1 - \lambda_{01}P_0 = 0, \\ \mu_{21}P_2 + \lambda_{01}P_0 - (\lambda_{12} + \mu_{10})P_1 = 0, \\ \dots\dots\dots \\ \lambda_{n-1,n}P_{n-1} - \mu_{n,n-1}P_n = 0. \end{cases} \quad (1)$$

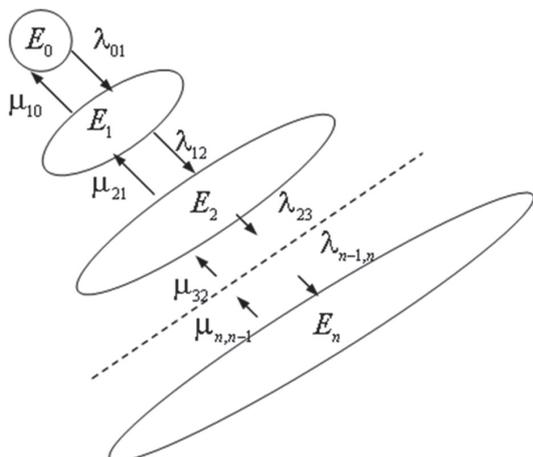


Рис. 2. Граф групповых состояний и переходов

Здесь P_k – вероятность пребывания системы в групповом состоянии k , $\mu_{k,k-1}$ интенсивность переходов из группового состояния k в групповое состояние $k-1$, $\lambda_{k,k+1}$ интенсивность переходов из группового состояния k в групповое состояние $k+1$, $k=0,1,2,\dots,n$.

Введем $\hat{P}_{i,k-i}$ – условную вероятность пребывания в i -м состоянии k -го слоя, при условии нахождения в этом слое.

Тогда вероятности переходов между слоями равны

$$\lambda_{k,k+1} = \sum_{i=0}^k \lambda_1 \hat{P}_{i,k-i} = \lambda_1 \sum_{i=0}^k \hat{P}_{i,k-i} = \lambda, \quad (2)$$

$$\mu_{k,k-1} = \sum_{i=0}^k k \mu_2 \hat{P}_{i,k-i} = k \mu_2 \sum_{i=0}^k \hat{P}_{i,k-i} = k \mu_2. \quad (3)$$

Перепишем уравнения баланса с учетом (2)-(3).

$$\begin{cases} \mu_2 P_1 - \lambda_1 P_0 = 0, \\ 2\mu_2 P_2 + \lambda_1 P_0 - (\lambda_1 + \mu_2) P_1 = 0, \\ 3\mu_3 P_3 + \lambda_1 P_1 - (\lambda_1 + 2\mu_2) P_2 = 0, \\ \dots\dots\dots \\ \lambda_1 P_{n-1} - n\mu_2 P_n = 0. \end{cases} \quad (4)$$

Введем $z_k = k\mu_2 P_k - \lambda_1 P_{k-1}$ и, выполнив подстановку z_k в (4), получим

$$\begin{cases} z_1 = 0, \\ z_2 - z_1 = 0, \\ z_3 - z_2 = 0, \\ \dots\dots\dots \\ z_n = 0. \end{cases} \quad (5)$$

Отсюда находим

$$z_k = k\mu_2 P_k - \lambda_1 P_{k-1} = 0. \quad (6)$$

Используя (6), выразим вероятности состояний системы через P_0 .

$$P_1 = \frac{\lambda_1}{\mu_2} P_0,$$

$$P_2 = \frac{\lambda_1}{2\mu_2} P_1 = \frac{\lambda_1}{2\mu_2} \frac{\lambda_1}{\mu_2} P_0 = \frac{\lambda_1^2}{2\mu_2^2} P_0,$$

$$P_3 = \frac{\lambda_1}{3\mu_2} P_2 = \frac{\lambda_1}{3\mu_2} \frac{\lambda_1}{2\mu_2} \frac{\lambda_1}{\mu_2} P_0 = \frac{\lambda_1^3}{3!\mu_2^3} P_0,$$

.....

$$P_k = \frac{\lambda_1}{k\mu_2} P_{k-1} = \frac{\lambda_1^k}{k!\mu_2^k} P_0, \quad k=1,2,\dots,n.$$

Введем $\rho = \frac{\lambda_1}{\mu_2}$. Из условия нормировки $\sum_{i=0}^n P_i = 1$ получим

$$P_0 + \rho P_0 + \frac{\rho^2}{2!} P_0 + \frac{\rho^3}{3!} P_0 + \dots + \frac{\rho^n}{n!} P_0 = 1,$$

$$P_0 \left(1 + \rho + \frac{\rho^2}{2!} + \frac{\rho^3}{3!} + \dots + \frac{\rho^n}{n!} \right) = 1.$$

Поскольку из физических соображений ясно, что $\lambda_1 < \mu_2$, то для достаточно большого n имеем

$$1 + \rho + \frac{\rho^2}{2!} + \frac{\rho^3}{3!} + \dots + \frac{\rho^n}{n!} \approx e^\rho.$$

Тогда

$$P_0 \approx e^{-\rho}.$$

При этом

$$P_k = \frac{e^{-\rho} \rho^k}{k!}, \quad k=0,1,\dots,n. \quad (7)$$

Таким образом, найдены вероятности групповых состояний системы. Отыщем теперь распределение вероятностей состояний внутри каждого слоя. Рассмотрим граф состояний и переходов для k слоя (рис. 3).

Составим уравнения баланса:

$$\left\{ \begin{array}{l} \lambda_2 \hat{P}_{1,k-1} - \mu_1 \hat{P}_{0,k} = 0, \\ 2\lambda_2 \hat{P}_{2,k-2} + \mu_1 \hat{P}_{0,k} - \lambda_2 \hat{P}_{1,k-1} - \mu_1 \hat{P}_{1,k-1} = 0, \\ \dots \dots \dots \\ (i+1)\lambda_2 \hat{P}_{i+1,k-(i+1)} + \mu_1 \hat{P}_{i-1,k-(i-1)} - i\lambda_2 \hat{P}_{i,k-i} - \mu_1 \hat{P}_{i,k-i} = 0, \\ \dots \dots \dots \\ k\lambda_2 \hat{P}_{k,0} - \mu_1 \hat{P}_{k-1,1} = 0. \end{array} \right. \quad (8)$$

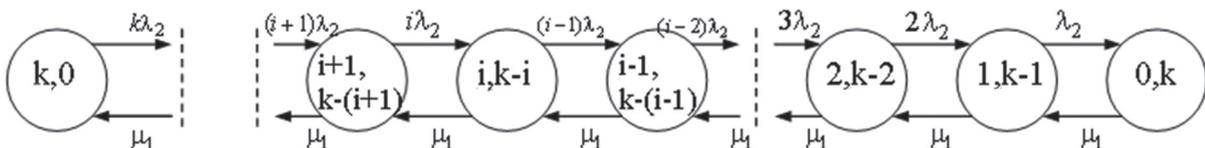


Рис. 3. Граф состояний и переходов для k -го слоя

Выполним подстановку переменных $Z_i = i\lambda_2 \hat{P}_{i,k-i} - \mu_1 \hat{P}_{i-1,k-(i-1)}$, которая систему (8) приводит к виду

$$\begin{cases} Z_1 = 0, \\ Z_2 - Z_1 = 0, \\ Z_3 - Z_2 = 0, \\ \dots \dots \dots \\ Z_k = 0. \end{cases}$$

Отсюда следует, что $Z_i = 0, i=1,\dots,k$ и, следовательно, $i\lambda_2 \hat{P}_{i,k-i} - \mu_1 \hat{P}_{i-1,k-(i-1)} = 0$.

Тогда

$$\hat{P}_{1,k-1} = \frac{\mu_1}{\lambda_2} \hat{P}_{0,k},$$

$$\hat{P}_{2,k-2} = \frac{\mu_1}{2\lambda_2} \hat{P}_{1,k-1} = \frac{\mu_1}{2\lambda_2} \frac{\mu_1}{\lambda_2} \hat{P}_{0,k} = \frac{\mu_1^2}{2!\lambda_2^2} \hat{P}_{0,k},$$

.....

$$\hat{P}_{i,k-i} = \frac{\mu_1}{i\lambda_2} \hat{P}_{i-1,k-(i-1)} = \frac{\mu_1^i}{i!\lambda_2^i} \hat{P}_{0,k}, \quad i=1,2,\dots,k.$$

Введем $\alpha = \frac{\mu_1}{\lambda_2}$. Из условия нормировки $\sum_{i=0}^k \hat{P}_{i,k-i} = 1$ получим

$$\hat{P}_{0,k} + \frac{\alpha}{1!} \hat{P}_{0,k} + \frac{\alpha^2}{2!} \hat{P}_{0,k} + \frac{\alpha^3}{3!} \hat{P}_{0,k} + \dots + \frac{\alpha^k}{k!} \hat{P}_{0,k} = 1,$$

$$\hat{P}_{0,k} \left(1 + \frac{\alpha}{1!} + \frac{\alpha^2}{2!} + \frac{\alpha^3}{3!} + \dots + \frac{\alpha^k}{k!} \right) = 1.$$

Аналогично предыдущему, имеем

$$\hat{P}_{0,k} = e^{-\alpha}.$$

При этом

$$\hat{P}_{i,k-i} = \frac{e^{-\alpha} \alpha^i}{i!}, \quad i=1,2,\dots,k.$$

Таким образом, найдена условная вероятность пребывания системы в состоянии $(i, k-i)$ при условии нахождения в k слое. Тогда безусловная вероятность нахождения системы в состоянии (i, j) равна

$$P_{i,j} = P_{(i+j)} \times \hat{P}_{i,j} = \frac{\rho^{i+j} \alpha^i}{(i+j)! i!} e^{-(\rho+\alpha)}.$$

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Таким образом, было получено соотношение для расчета вероятностей пребывания системы на множестве состояний.

Тогда вероятность отказа

$$P_{\text{отк}} = \sum_{i+j=n} P_{i,j} = \frac{\rho^n}{n!} e^{-(\rho+\alpha)} \sum_{i=0}^n \frac{\alpha^i}{i!} = \frac{\rho^n}{n!} e^{-\rho}$$

равна вероятности пребывания в n слое, а вероятность выброса маршрутизатором сдерживающего пакета [3] равна вероятности пребывания системы в групповом состоянии, номер которого вычисляется как наименьшее целое, которое больше чем $\lceil 0.8 * n \rceil$.

Полезно было бы ввести критерий, определяющий среднее число переданных пакетов в единицу времени

$$\eta = m(\lambda_1, n)(1 - P_{\text{отк}}(\lambda_1, \mu_2, n)),$$

где $m(\lambda_1, n)$ – условное среднее число пакетов, которые узел потенциально готов передать при условии отсутствия отказа.

Литература.

- [1] Куроуз Дж. Компьютерные сети / Дж. Куроуз, К. Росс. – СПб.: Питер, 2004. – 765 с.
- [2] Столлингс В. Современные компьютерные сети / В. Столлингс. – СПб.: Питер, 2003. – 783 с.
- [3] Таненбаум Э. Компьютерные сети / Э. Таненбаум – СПб.: Питер, 2003. – 992 с.
- [4] Кемени Дж. Конечные цепи Маркова: Пер. с англ. / Дж. Кемени, Дж. Снелл. – М.: Наука, 1970. – 271 с.

Поступила в редколлегию 16.02.2012



Пустовойтов Павел Евгеньевич, канд. техн. наук, доцент кафедры систем информации Национального технического университета «Харьковский политехнический институт». Область научных интересов: компьютерные сети, математическое моделирование.

УДК 681.324

Модель вузла комп'ютерної мережі із повторною передачею втрачених пакетів / П.Є. Пустовойтов // Прикладна радіоелектроніка: наук.-техн. журнал. – 2012. Том 11. № 1. – С. 87–90.

Побудовано модель вузла комп'ютерної мережі, яка заснована на математичному апараті систем масового обслуговування й марківських цепів. Модель ураховує зберігання копій переданих пакетів до моменту одержання підтвердження про вдалу доставку, а якщо ні, то вони знову ставляться в чергу на обслуговування. Отримані формули розрахунків ймовірностей станів такої системи.

Ключові слова: комп'ютерні мережі, математичне моделювання.

Л. 03. Бібліогр.: 04 найм.

UDC 681.324

A model of a network node with retransmission of lost packets / P.E. Pustovoytov // Applied Radio Electronics: Sci. Journ. – 2012. Vol. 11. № 1. – P. 87–90.

A network node model based on the mathematical tools of queuing systems and Markov chains is developed. The model takes into account the storage of sent packages copies until the moment of successful delivery confirmation reception; otherwise they are again enqueued on service. Formulas to estimate the probabilities of system states are obtained.

Keywords: computer networks, mathematical modeling.

Fig. 03. Ref.: 04 items.

ИНФОРМАЦИОННО-ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ СИСТЕМЫ

УДК 537.876; 621.371.38

О НЕОБХОДИМОСТИ УЧЕТА МИКРОКЛИМАТИЧЕСКИХ ОСОБЕННОСТЕЙ ПРИ ПРОГНОЗИРОВАНИИ ВЕРТИКАЛЬНОГО АТМОСФЕРНОГО ОСЛАБЛЕНИЯ В МИЛЛИМЕТРОВОМ ДИАПАЗОНЕ ВОЛН

Н.В. РУЖЕНЦЕВ, А.С. МИХАЙЛОВ

Работа посвящена выяснению уровня правомерности применения наиболее широко используемых в Европе в разнообразных радиофизических приложениях моделей высотных профилей метеоданных. Оценено влияние региональной и сезонной изменчивости на предпочтительность использования этих моделей, определены наиболее эффективные из них для расчетов атмосферного ослабления и апробирован путь повышения их адекватности.

Ключевые слова: атмосферное ослабление, миллиметровый диапазон, вертикальные профили метеопараметров.

ВВЕДЕНИЕ

При решении научных и практических задач радиосвязи, дистанционного зондирования окружающей среды (ДЗ ОС), радиоастрономии важную роль играет возможность адекватного прогнозирования величины вертикального ослабления радиоволн миллиметрового диапазона (ММ ДВ) в атмосфере, а также прогнозирования высотной изменчивости этого параметра. Эти сведения важны и используются при определении радиояркости космических и земных объектов ДЗ с целью восстановления их физических параметров (например, содержания атмосферного озона или влажности атмосферы), при проектировании и оптимизации частотных диапазонов и в оценках надежности перспективных наземно-космических телекоммуникационных линий и сетей связи, в военных приложениях, при проведении калибровочных процедур радиометрической аппаратуры и др.

Как правило, расчет значений ослабления на вертикальных и наклонных трассах производится на основе сочетания выбранных радиофизических моделей и измеряемых либо среднестатистических приземных метеопараметров, а также моделей высотных профилей распределения этих метеорологических параметров (температуры, влажности и давления).

Среди радиофизических моделей описывающих поглощение атмосферными газами в ММ ДВ можно отметить различные модификации моделей Розенкранца, Ингланда, Вотера, Жевакина, Наумова, Зражевского, Лиоба и др. При этом, в последнее десятилетие, пожалуй, наибольшее распространение получили полуэмпирические МРМ модели Лиоба [1], основанные на представлении атмосферного затухания в газах, состоящего из вклада трех составляющих:

$$\gamma(f) = \gamma_l + \gamma_d + \gamma_c$$

(где γ_l – резонансный вклад 44-х спектральных линий для молекулы O_2 и 30-ти линий для

молекулы H_2O , γ_d – нерезонансный вклад сухого воздуха, γ_c – вклад континуума водяного пара)

Среди моделей высотного распределения метеорологических параметров можно выделить модели, разработанные на основе базы данных US-60 и их модификации, наиболее распространенные во второй половине прошлого века для средних широт (СШ) северного полушария [2] (1-3):

$$T = T_0 \cdot (1 - (6,5 \cdot h/288))^{5,225}, \quad (1)$$

$$M = M_0 \cdot \exp(-h/2,2), \quad (2)$$

$$P = P_0 \cdot \exp(-0,023 \cdot h), \quad (3)$$

где T_0 , M_0 , P_0 – температура, влажность и давление в приземном слое воздуха соответственно, h – высота над землей.

В 90-е годы прошлого века получили распространение рекомендованные ИТУ (International Telecommunication Union) модели P.835-3 уже адаптированные к климатическим поясам (в частности, ниже либо выше 45° и 22° северной широты) и к теплоте и холодному времени года [3]. На протяжении многих десятилетий эти модели лежали в основе радиофизических оценок вертикального поглощения атмосферой в различных регионах мира. Отсутствие возможности учета долготной, региональной, помесечной и др. изменчивостей высотных профилей метеопараметров можно отнести к недостаткам этих наиболее распространенных метеорологических моделей высотных профилей и их модификаций.

Заметим, что современные радиофизические модели описывающие атмосферное ослабление на основании метеоданных, полученных, например, радиозондовыми измерениями, позволяют обеспечить точность определения погонного или вертикального ослабления в единицы процентов. Однако, в наиболее часто встречаемых в практике радиометрии случаях использования приземных метеоданных в совокупности с моделями

их высотного вертикального распределения, точность расчетов атмосферного ослабления существенно снижается, – иногда до 50% и более. Степень этого ухудшения точности зависит от типа используемой модели высотного профиля, климатических особенностей региона и времени года, реальной метеоситуации и др.. Поэтому оценка применимости той или иной модели высотного распределения метеопараметров для расчетов атмосферного ослабления в конкретной местности, выявление лучшей или создание новой модели продолжает являться актуальной для радиофизических приложений задач.

В связи с этим, особого внимания заслуживает пока не нашедший широкого применения наиболее современный стандарт атмосферы, разработанный в ESA (Европейское космическое агентство) [4]. В 2004 г. ИТУ рекомендовало этот новый численный стандарт атмосферы, кардинально отличающийся по своим функциональным возможностям и методу его создания от всех предыдущих. Этот стандарт был разработан на основе базы данных ERA-15, содержащей радиозондовые данные около 700 станций мира за 15-летний период регулярных радиозондовых наблюдений, а также данные морских экспедиций. К его достоинствам следует отнести возможность обеспечения среднемесячными значениями метеопараметров для любой точки мира до высот 32км с возможностью учета рельефа местности, месяца и времени суток. Проведенные нами в последние годы исследования работоспособности этого стандарта [5-8] 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 ослабления с его помощью для равнинной и прибрежной территории Украины, и даже для высокогорных регионов мира. В связи с этим, в данной работе для определения эффективности наиболее распространенных к настоящему времени в радиофизических приложениях моделей высотных профилей метеопараметров атмосферы мы использовали данный стандарт в качестве реперного.

1. МЕТОДОЛОГИЯ

Целью данной работы является выяснение уровня правомерности применения в регионах Европы и, в частности, на Украине традиционных моделей высотных профилей метеоданных, широко используемых здесь на протяжении десятилетий в разнообразных радиофизических приложениях, а также поиск путей уточнения этих моделей.

Для изучения влияния региональной изменчивости нами были произвольно выбраны попарно расположенные на трех разных широтах, но разнесенные по долготе, города. Это Челябинск

и Москва (Россия), Харьков и Франкфурт (Германия), а также Феодосия и Болонья (Италия).

Расчеты среднемесячных значений полного вертикального ослабления для всех этих городов проводились с помощью радиофизической МРМ модели Лиоба в совокупности с моделями высотных профилей температуры, влажности и давления, описываемыми тремя видами метео моделей, условно выделенных в статье как «СШ» [2], «ITU-99» [3] и «ERA» [4]. Все расчеты в статье проводились для частоты 94 ГГц, однако надо иметь в виду, что полученные для этого окна прозрачности атмосферы качественные выводы будут справедливы и для других окон прозрачности ММ ДВ.

2. РЕЗУЛЬТАТЫ

На основе последнего стандарта атмосферы и полученных с помощью моделей СШ [2], ИТУ-99 [3] высотных профилей метеоданных и их приземных значений, взятых из упомянутого стандарта ERA [4], нами были построены высотные зависимости температуры и влажности воздуха для двенадцати месяцев года в шести вышеотмеченных городах. Анализ этих зависимостей позволил заметить, что для различных регионов характерны разные закономерности влияния сезона на применимость той или иной из рассмотренных моделей. О количественных отличиях можно судить на основании, приведенных в качестве примера на рис. 1а-б зависимостей высотных профилей температуры и влажности атмосферы для координат Крымской научно-исследовательской геофизической обсерватории (КНИГО) в январе и июле.

Результаты расчетов атмосферного ослабления показывают, что в отдельных регионах тестируемая нами пара моделей высотного распределения температуры и влажности воздуха в совокупности с МРМ моделью ослабления, дает отличия от выраженных в дБ значений поглощения, рассчитанных по стандарту атмосферы «ERA» от 2-3% до 40%, в зависимости от времени года. Причем, в разных регионах, даже на одной широте и в одни и те же месяцы большей эффективностью (наилучшим согласием с расчетами на основе стандарта «ERA») могут отличаться разные модели (например, рис. 2).

В таблице для всех выбранных в качестве тестовых регионов приведены оценки минимально достижимых для отдельных месяцев отличий, полученные путем выбора наиболее приемлемой из тестируемых нами моделей. (Здесь для наглядности для каждого из тестируемых регионов наиболее приемлемые для каждого месяца модели выделены шрифтом).

Эти результаты демонстрируют возможность существенного снижения (в разы) значений таких различий до 1-20% в зависимости от месяца года. Причем, для отдельных регионов выбором соответствующей наиболее эффективной для отдельных месяцев года модели можно добиться

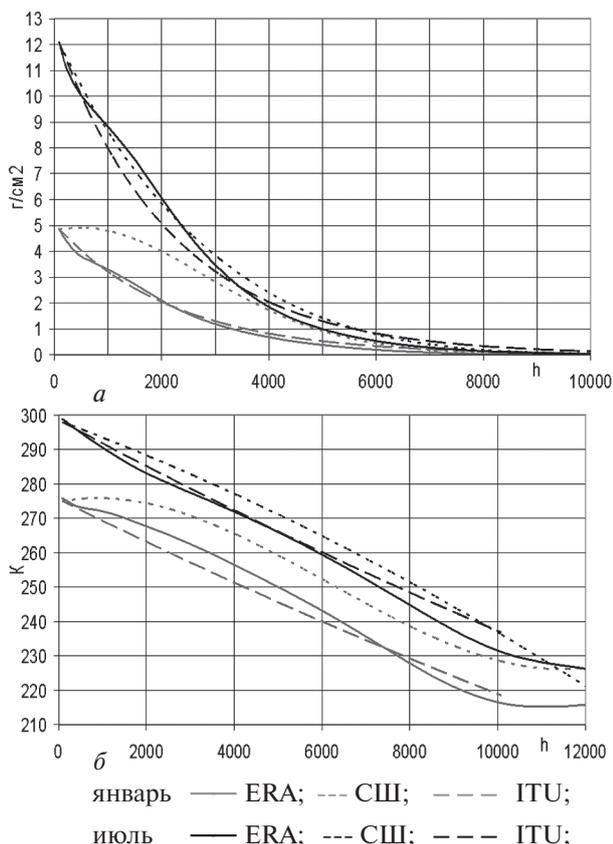


Рис. 1. Примеры высотных профилей влажности (г/м³) и температуры (К) воздуха, соответствующие разным моделям в КНИГО (Феодосия)

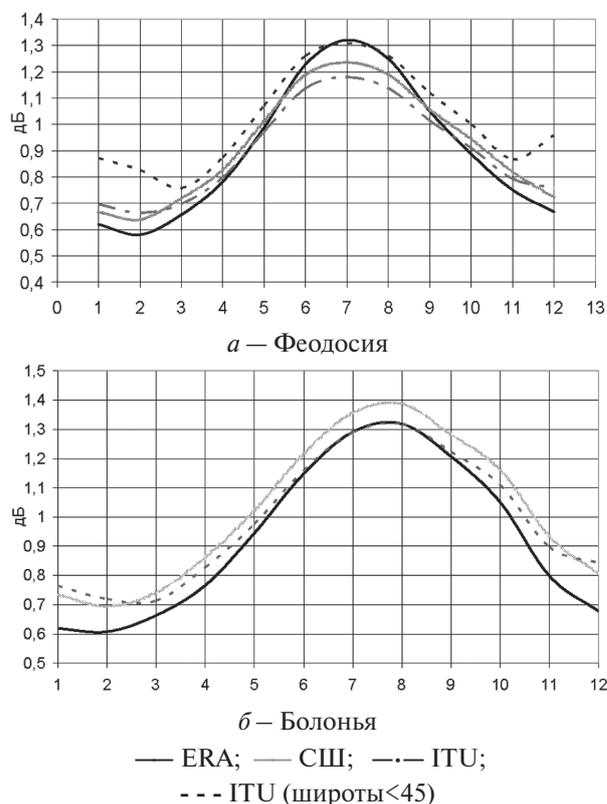


Рис. 2. Примеры зависимостей полного вертикального ослабления в атмосфере на частоте 94 ГГц, рассчитанные для различных моделей вертикального распределения метеопараметров

Таблица процентных отличий для выраженных в дБ значений вертикального атмосферного ослабления, рассчитанных с использованием «СШ» и «ITU» моделей от рассчитанных на основе стандарта «ERA»

город	Модель профиля	я	ф	м	а	май	и	июль	авг.	с	о	н	д
Феодосия (КНИГО) N45°, E35°	СШ	8%	10	10	13	12	5	6	5	1	13	10	7
	ITU < 45°	40	43	15	13	35	2	1	1	8	25	16	45
	ITU > 45°	12	15	6	3	1	7	11	9	4	13	5	15
Болонья N45°, E11°	СШ	19%	18	12	12	8	5	5	5	6	11	16	21
	ITU < 45°	20	18	9	8	3	<1	<1	<1	1	4	13	
Харьков N50°, E36°	СШ	4%	4	<1	6	6	9	9	8	8	8	2	10
	ITU > 45°	16	4	8	<1	2	5	3	3	3	2	2	13
Львов N50°, E24°	СШ	4	2	4	2	4	10	10	9	3	1	1	4
	ITU > 45°	20	26	7	3	1	3	4	2	1	4	5	22
Франкфурт N 50°, E 8°	СШ	5%	10	8	6	1	2	4	6	4	10	13	6
	ITU > 45°	5	36	13	11	6	4	1	1	10	16	19	40
Москва N55°, E37°	СШ	9%	5	9	9	9	10	5	8	6	3	<1	2
	ITU > 45°	14	5	5	3	3	4	2	2	0	3	7	10
Челябинск N 55°, E 62°	СШ	6	11	8	4	2	1	4	2	6	3	5	8
	ITU > 45°	3%	9	3	6	3	4	2	6	10	9	2	<1

погрешностей расчета ослабления атмосферой менее 3-5% лишь для отдельных периодов года (Франкфурт, Крым, Болонья), а в остальные периоды она может достигать 10-20%. Для других регионов (Москва, Челябинск, Харьков, Львов) величина погрешности обеспечиваемой оптимальным выбором вида модели не превышает 3-5% в течение всего периода года, за исключением одного из зимних месяцев.

Возможность дополнительного снижения ошибок прогнозирования среднемесячных

значений полного вертикального ослабления может быть обеспечена путем аналитического представления для каждого конкретного месяца и региона содержащихся в стандарте ERA-15 численных значений высотных профилей метеопараметров.

Результаты аналитического описания этих зависимостей путем их кусочно-линейной аппроксимации для температуры и линейно-экспоненциальной для влажности показали возможность достижения согласия в значениях

ослабления лучше 1% в течение всего периода года. Полученным таким путем аналитическим выражением для заданных географических координат и периода года следует отдать предпочтение для практического использования в задачах восстановления параметров атмосферы по данным ДЗ, калибровки радиометрической аппаратуры по радиоизлучению атмосферы, при решении методических вопросов наблюдательной радиоастрономии и климатологии.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Таким образом, в работе:

– продемонстрировано влияние региональной и сезонной изменчивости на предпочтительность использования в радиофизических приложениях наиболее распространенных в последние десятилетия в Европе моделей, описывающих высотные распределения температуры и влажности атмосферы;

– для каждого месяца года для семи регионов Европы (в том числе юга, востока и запада Украины) определены метеорологические модели наиболее эффективные для расчетов атмосферного ослабления радиоволн ММ диапазона;

– отмечена и апробирована важная для проведения радиофизических применений возможность получения аналитических выражений для описания среднемесячных высотных профилей температуры и влажности с максимально возможной на сегодняшний день достоверностью, определяемой стандартом атмосферы «ERA» [4].

Литература.

- [1] *Liebe H.J.* MPM – an atmospheric millimeter waves propagation model. // Int. Journal of Infrared and Millimeter Waves. June 1989, v.10, № 6, pp. 631–650
- [2] *Айвазян Г.М.* Распространение миллиметровых и субмиллиметровых волн в Облаках. / Справочник под общей редакцией Г.Г. Шукина. Ленинград, Гидрометеоздат, 1991, 480 с.
- [3] ITU-R P.835-3. 1999, Reference standard atmospheres, ITU-R Series Recommendations – Radiowave Propagation.
- [4] *A. Martellucci, B.A. Rastburg, J.P.V. Poyares Baptista, G. Blarzino* “New reference standard atmospheres based on numerical weather products” // Abstracts of International Workshop - ClimDiff ‘ 2003, pp.clim.1, Fortaleza, Brazil, 2003
- [5] *N.V. Ruzhentsev, A.S. Mihailov, A.M. Shirin* Investigations of Season-Diurnal Dependencies of Atmospheric Absorption with Usage of Model ERA-15 and its Additional Testing // Abstracts of 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, p.RS 3.3
- [6] *N.V. Ruzhentsev, A.S. Mikhailov* Peculiarities of global distribution of atmosphere absorption at 10-1000 GHz range // Proc. of International Conf. ClimDiff 2005, Clivland, USA. Sept., 2005, p.clim. 11.1-11.5
- [7] *А.С. Михайлов, Н.В. Руженцев* Особенности глобального распределения атмосферного поглощения в диапазоне 10-1000 ГГц // “Радиофизика и Радиоастрономия», 2007 т.12, № 1, с.76- 83
- [8] *Nikolay V. Ruzhentsev, Alexander S. Mihailov* The capabilities of the calculated approach for the astroclimatic assessment in radioastronomy // International Journal Natural Science, Vol.2, No.5, p. 427-431 (2010) doi: 10.4236/ns.2010.25052

Поступила в редколлегию 25.01.2012

Руженцев Николай Викторович, с.н.с., к.т.н., старший научный сотрудник кафедры радиоэлектронных приборов ХНУРЭ. Область научных интересов: исследования радиофизических свойств объектов окружающей среды, развитие аппаратуры и методов дистанционного зондирования в миллиметровом диапазоне радиоволн.



Михайлов Александр Сергеевич, инженер-исследователь отдела микроволновой радиоспектротометрии РИ НАН Украины. Область научных интересов: исследования радиофизических свойств атмосферы Земли в миллиметровом диапазоне радиоволн.



УДК 537.876; 621.371.38

О необхідності урахування мікрокліматичних особливостей що до прогнозування вертикального атмосферного ослаблення у міліметровому діапазоні хвиль / М.В. Руженцев, О.С. Михайлов // Прикладна радіоелектроніка: наук.-техн. журнал. – 2012. Том 11. № 1. – С. 91-94.

Робота присвячена з'ясуванню рівня лігитимності моделей висотних метеорологічних профілей, що найбільше використовуються у Європі у різноманітних радіофізичних проблемах. Виявлено вплив регіональних та сезонних мінливостей на перевагу використання цих моделей що до розрахунку атмосферного ослаблення, опрацьовано шлях підвищення їх адекватності.

Ключові слова: атмосферне ослаблення, міліметровий діапазон, вертикальні профілі метеопараметрів.

Табл. 01. Іл.02. Бібліогр.: 08 найм.

UDC 537.876; 621.371.38

On necessity of taking into account of microclimatic features at forecasting vertical atmospheric attenuation in a millimeter wave band / N.V. Ruzhentsev, A.S. Mihailov // Applied Radio Electronics: Sci. Journ. – 2012. Vol. 11. № 1. – P. 91-94.

The paper is devoted to considering the legitimacy level of using models of meteorological vertical profiles which are most commonly used in Europe in various radiophysical applications. Influence of regional and seasonal variability on the preference of these models usage is estimated, the most effective of them for calculations of atmospheric absorption are defined and the way of increasing their adequacy is shown.

Keywords: atmosphere attenuation, millimeter waves, vertical profiles of meteorological data.

Tab. 01. Fig. 02. Ref.: 08 items.

МОНИТОРИНГ ЖИВУЧЕСТИ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ СРЕДСТВ ПРИ ЭКСПЛУАТАЦИИ

А.А. АНДРУСЕВИЧ, Е.П. ВТОРОВ

Решается задача мониторинга процесса изменения технического ресурса на стадии эксплуатации радиоэлектронных средств (РЭС). Предложена модель, которая характеризуется использованием термодинамического описания физико-химических механизмов в материалах, формирующих свойства РЭС. Это позволило производить оценку кинетики деградационных процессов и динамики ресурсных характеристик РЭС при ее эксплуатации.

Ключевые слова: мониторинг, жизненный цикл, прогнозирование, радиоэлектронные средства.

ВВЕДЕНИЕ

К числу наиболее важных функций мониторинга, реализуемых в настоящее время, относятся контроль и прогнозирование состояния РЭС и процессов обеспечения ее жизненного цикла (ЖЦ). Для сложных систем, в том числе и ЖЦ РЭС, возникает необходимость принятия решений в ситуации отсутствия формальных методов постановки и решения задач, возникающих в ЖЦ РЭС.

В свою очередь в центре внимания мониторинга в период эксплуатации РЭС могут находиться процессы, обеспечивающие и ограничивающие живучесть РЭС. Очевидно, что в первую очередь представляют интерес деградационные процессы. Главным проявлением ограниченности ресурсных характеристик РЭС являются дефекты, возникающие и развивающиеся в течение эксплуатации РЭС [1].

Целью данной работы является разработка методов и моделей мониторинга изменения технического ресурса РЭС при ее эксплуатации.

1. АНАЛИЗ ДЕФЕКТОВ РЭС, МЕТОДОВ И СРЕДСТВ ИХ ОБНАРУЖЕНИЯ

Анализ наиболее характерных дефектов и проявления их при эксплуатации РЭС дает основание предположить, что в основу механизма возникновения дефектов РЭС и задач, связанных с их развитием, лежат преобразования микро- и макроструктуры исходных материалов и химические превращения, происходящие в производстве и эксплуатации РЭС. При этом реализуется схема превращения субмикрододефектов и микрододефектов в макродефекты.

В основе процессов развития дефектов полупроводниковых материалов, применяемых в РЭС, лежит изменение параметров зонной структуры, нарушение кристаллической структуры, изменение чистоты материала, наличие электрически активных и неактивных примесей, неоднородность распределения примесей дефектов по объему материала, механические напряжения, изменение структуры переходных областей в $p-n$ гомо- и гетеропереходах.

Анализ показывает, что существует три вида превращения свойств материалов,

характеризуемое кинетикой – диффузия компонентов, коррозия, испарение материала.

Возникшие при реализации технологических процессов дефекты в дальнейшем развиваются в соответствии с объективными закономерностями изменения микро и макроструктуры материальной среды из которой состоят элементы и приборы РЭС. Кинетика процессов определяется неоднородностью внутренней и внешней материальной среды пребывания РЭС, обусловленной внутренней структурой и внешними условиями ее производства и эксплуатации.

Анализ возможностей средств обнаружения дефектов и данных по причинам отказов РЭС показывает, что значительная часть дефектов может быть не обнаружена. Поэтому уделяют внимание прогнозированию параметрических отказов в процессе производственных испытаний и технического обслуживания РЭС, в результате принимают решение о техническом состоянии и технологии производства приборов и элементной базы РЭС.

2. МЕТОДОЛОГИЯ МОДЕЛИРОВАНИЯ ПРОЦЕССА РАСХОДОВАНИЯ РЕСУРСА

При использовании концепции геометрического подхода к распознаванию образов отображается признаковое пространство и области соответствующие граничным и реальным контролируемым значениям параметров системы во время жизненного цикла системы. Наблюдая динамику развития этой области, можно извлекать полезную информацию об изменении параметров системы.

В предлагаемой модели процесса, представляется результативным использование концепции, которая предусматривает отображение информации в виде области признакового пространства. При этом можно наблюдать как в области, сформированной предельными значениями параметров, зафиксированная в момент наблюдения точка превращается в область, в которой динамика, конфигурация и ее размеры определяются динамикой изменения состояния системы и может характеризовать процесс расходования ресурса. Этим областям можно присвоить соответствующие названия – область имеющегося ресурса (ИР), область выработанного ресурса (ВР).

Аналогичное изображение можно получить при отображении реального физического процесса происходящего в реальной физической среде, здесь может идти речь о физическом объекте, в котором находятся части взаимно реагирующих веществ, объемы которых изменяются с течением времени, и эти изменения происходят в соответствии закономерностями протекания реальных реакций

Объем вещества, соответствующего разности объемов ИР и ВР может служить мерой ресурса системы. Процесс изменения ВР можно представить как физическую основу модели расходования ресурса системы.

Для описания процесса расходования ресурса технических систем представляется возможным использование термодинамического подхода [2-4]. Термодинамический подход, основанный на необратимости физических процессов, объединяет различные точки зрения: уравнения баланса, классическую термодинамическую теорию устойчивости, флуктуационную и эволюционную теорию.

Определение ресурса как функционала от показателей надежности, в частности

$$Z(t, T) = -\ln P(t, T) = \int_0^t \lambda(t, T) dt,$$

где $Z(t, T)$ – ресурс объектов; T – характеристика взаимодействия объектов со средой (нагрузка); $P(t, T)$ – вероятность безотказной работы; $\lambda(t, T)$ – интенсивность отказов как скорость расходования ресурса в статистическом смысле, не противоречит его отображению в принятой концепции.

С физической точки зрения процесс расходования ресурса является интегральным процессом необратимого изменения (эволюции или деградации) термодинамического состояния каждого объекта, т.е. процессом производства энтропии. Учитывая термодинамический характер феноменологических моделей надежности РЭС, производство энтропии dS/dt характеризует все многообразие необратимых физико-химических процессов для реальных условий T взаимодействия каждого объекта со средой и выступает, таким образом, в качестве интегральной скорости расходования ресурса и может иметь такой же характер как $\lambda(t, T)$.

С позиции термодинамического подхода для описания процессов, происходящих в отображаемой среде, сопровождаемых изменением ее внутренних параметров V_j , характеризующих состояние среды, можно использовать обобщенное уравнение Онзагера [1-3]

$$I_j = \frac{dV_j}{dt} = \sum_{k=1}^m M_k F_{kj}, \quad (1)$$

где I_j – поток составляющих термодинамической среды (скорость изменения параметров, характеризующих состояние среды, вещества, зарядов,

тепла и т.д.), который определяет скорость изменения параметров V_j , F_{kj} – термодинамические силы (градиенты плотности, напряжений, температуры и т.д.); M_k – линейные феноменологические коэффициенты.

Фундаментальным принципом термодинамического подхода является справедливость выражения (1) для всех видов параметров, характеризующих состояние среды (энтропии, количества теплоты и т.д.). В разрабатываемой модели процесса в качестве параметра V , характеризующего состояние среды, предлагается использовать ВР, которая характеризуется объемом в многомерном или площадью в двухмерном пространствах.

Скорость изменения части ВР dV/dt можно рассматривать как поток. Так как источником прореагировавшего вещества является среда, содержащая не прореагировавшее вещество, термодинамическая сила будет зависеть от V , так при $V=0$ процесс прекращается.

3. МОДЕЛИ ОПИСАНИЯ ДЕГРАДАЦИОННЫХ ПРОЦЕССОВ И ПРОЦЕССА РАСХОДОВАНИЯ РЕСУРСА РЭС

Два основных вида процессов расходования ресурса соответствует эволюционным и флуктуационным процессам, происходящим в термодинамической среде. Первый вид имеет характер флуктуаций параметров системы за счет внешних или внутренних факторов. Такой процесс является случайным и может иметь как обратимый, так и необратимый характер. Другой вид связан с эволюционными процессами, т. е. с процессами производства и накопления энтропии объекта. Такой процесс является детерминированным и имеют характер необратимой деградации.

Физическую основу эволюционных процессов составляют неравновесные состояния системы и соответствующие им необратимые процессы. На основании второго начала термодинамики эволюция термодинамических систем происходит в направлении перехода системы из неравновесного состояния $\delta(S) > 0$ в стационарное $\delta(S) = \min$ и далее в состояние полного термодинамического равновесия $\delta(S) = 0$. Подобный характер эволюционных процессов предполагает существование двух масштабов времени релаксации системы: время релаксации неравновесного состояния и время релаксации стационарного состояния. Эти времена релаксации существенно различны, что является основанием введения временной иерархии и соответственно понятия временной организации физических систем вообще и РЭС в частности.

Конечное значение производной энтропии по времени дает основание предположить, что процессы эволюции термодинамических систем носят монотонный релаксационный характер. Этот вывод совпадает с выводами, наблюдаемыми

статистической теорией. Уравнения Онзагера при определенных допущениях, в частности при условии стабилизации термодинамических сил могут быть представлены как линейные дифференциальные уравнения во временной области относительно экстенсивных параметров y_j с постоянными коэффициентами L_{jk} , решения которых записываются в виде

$$y_j(t) - y_j(0) = \sum_k [L_{jk} \exp(-t / \tau_k)] ,$$

где $y_j(0)$ – неравновесные или стационарные значения соответствующих параметров системы в зависимости от рассматриваемого масштаба эволюции; L_{jk} – кинетические коэффициенты; τ_k – времена релаксации соответствующих необратимых процессов в системе.

Примерами подобной формы эволюционных или релаксационных процессов являются решения во временной области феноменологических уравнений диффузии, теплопроводности, линейных химических реакций. Термин «эволюционные процессы» можно использовать в качестве обобщения понятия «деградационных процессов», учитывая закономерный, направленный характер необратимых процессов изменения термодинамического состояния РЭС.

Очевидно, в оценку ресурса систем включается процесс измерений параметров. Необратимый характер процессов измерения как процессов взаимодействия измерительного прибора и объекта обуславливает определенную взаимосвязь (предельные соотношения) между термодинамическими характеристиками (энергия, энтропия) и информационными (точность, количество информации).

Для флуктуаций, вызванных наблюдениями, существует понятие характерного интервала или минимального масштаба времени, которое определяет масштаб флуктуации

$$\tau = \frac{\Delta y}{\partial y / dt} ,$$

где y – макроскопический параметр системы; Δy – интервал изменения y .

Из этого выражения видно, что этот масштаб может изменяться в больших пределах и измерение является частью отображаемых эволюционных и флуктуационных процессов.

Для крупномасштабных эволюционных процессов время релаксации составляет: для тепловых процессов $\tau = 10^{-1} \dots 10^3$ с, процессы изменения физической структуры $\tau = 10 \dots 10^3$ ч, процессы расходования ресурса $\tau = 10^4 \dots 10^6$ ч.

Исходя из макроскопических измерений, можно сделать только статистические суждения о значениях микроскопических переменных X . Таким образом, макроскопически задаваемая система изображается посредством задания плотности вероятности переменных $\omega(X, t)$. Зная $\omega(X, t)$, можно вычислить статистическое среднее значение $V(X)$ согласно формуле

$$V = \int_{(X)} V(X) \omega(X, t) dX ,$$

а также среднее квадратическое отклонение

$$\Delta V = \sqrt{(V - \bar{V})^2} ,$$

проявляемое как флуктуация наблюдаемой области ВР.

Рассматривая процесс превращения вещества как физико-химическую реакцию, оценивая скорость процесса через изменение объема ВР или ИР в единицу времени, можно предположить, что скорость изменения концентрации j -той компоненты

$$\frac{dC_j}{dt} = K \prod_i C_i^{r_i} ,$$

где C_i – концентрация участвующей в реакции i -той компоненты; показатель r_i – суммарный порядок реакции по i -тому веществу, он может равняться нулю, быть целым или дробным числом.

Для адекватного описания процессов предполагается ограничиваться порядками, равными 0, 1, 2.

Для нашего отображения приняты следующие гипотезы:

- двухкомпонентный состав среды;
- зависимость скорости протекания процесса от объема ВР $W_0 - V$, где W_0 – начальный объем среды, а V – объем ВР;
- правило пропорциональности между количеством вещества и его концентрацией при распределении по объему среды, тогда рассматриваемый объем среды и ВР можно воспринимать как концентрацию компонентов, участвующих в реакциях;
- предположение о том, что при протекании реакций термодинамические коэффициенты, также могут зависеть от состояния среды, отражая возможность использования уравнения Онзагера для нелинейных процессов.

Тогда уравнение процесса, объединяющего термодинамический и физико-химический подходы, можно представить в виде

$$\frac{dV}{dt} = K(W_0 - V)^r = f(V) , \quad (2)$$

где показатель r – порядок реакции, он может равняться нулю или единице для линейной и двум для нелинейной модели.

Выдвинув гипотезу о нормальности закона распределения, окончательная форма уравнения эволюции примет вид

$$\frac{dV_{on}}{dt} + \frac{dz}{dt} = f(V_{on}) + \frac{df(V)}{dV} \Delta V ,$$

где $f(V_{on})$ – левая часть дифференциальных уравнений, соответствует система уравнений

$$\frac{dV_{on}}{dt} = f(V_{on}) ,$$

полагая $z = \Delta V$

$$\frac{dz}{dt} = \frac{df(V)}{dV} z.$$

Рассматривая решение задачи предсказания случайной составляющей на основе алгоритма экстраполяции Калмана, при начальных значениях случайной составляющей $z(0)$ и начальной дисперсии d_w , уравнения экстраполяции имеют вид

$$z(k+1/k) = \frac{df(V)}{dV} z(k/k-1) + K(k+1, k) \cdot [g(k) - z(k/k-1)] \quad (2)$$

с коэффициентом усиления $f(x, y)$, определяемым из уравнения

$$f(x, y).$$

Очевидно, полученные выражения по результатам наблюдений $g(k)$ в момент времени, соответствующий $k=1$, позволяют оценить значение $z(\delta t_p) = z(k+1/k)$ и $D(\delta t_p) = D(k+1/k)$ через интервал времени прогноза δt_p , соответствующий $k+1=2$, т.е. сделать прогноз развития процесса и оценить ошибку прогноза.

Предложен алгоритм отображения области ВР с учетом изменения ее размеров и формы на интервале предсказания. В результате на экране монитора отображается прямоугольная область, размеры и форма которой определяются в соответствии с предлагаемой, и отображается канва (можно использовать цветовую палитру монитора), ширина которой соответствует интервалу ошибки предсказания при заданной гарантии. Приведенный алгоритм дает возможность наблюдать на экране монитора ситуацию, возникающую каждый раз, когда после измерения параметров необходимо принимать решение о возможности дальнейшей корректировке технологии. Наблюдаемое изображение в достаточной мере характеризует размер ВР и ее расположение относительно границ допустимой области изменения параметров. Канва вокруг ВР (отображение размытости границ области ВР) дает возможность оценить гарантированную ошибку предсказания.

4. АНАЛИЗ РЕЗУЛЬТАТОВ МОНИТОРИНГА ПРОЦЕССА РАСХОДОВАНИЯ ТЕХНИЧЕСКОГО РЕСУРСА

Алгоритм реализован в виде программного модуля. Разработанный интерфейс рассчитан на отслеживание 5 параметров. Результатом работы программы является построение графика изменения значений параметров на специальном поле и вывод значения времени, через которое произойдет отказ.

Выбранные в качестве образцов полупроводниковые диоды ГД511В отвечают требованиям в части проверки основных положений предлагаемого мониторинга РЭС. Для имитации дефектов использовался перегрев выводов диодов,

который можно квалифицировать как нарушение режимов лужения выводов или пайки при монтаже РЭС. Выводы диодов погружались на 5 минут в расплавленный припой типа ПОС-61, имеющий температуру 270 °С. Для обеспечения приемлемого времени проведения мониторинга и получения достаточного количества образцов стимулировалось развитие дефектов. С этой целью были использованы принципы ускоренных испытаний, предусматривающие в качестве основного стимулирующего воздействия выдержку РЭС при повышенной температуре.

Методика проведения исследований включала:

- проведение ускоренных испытаний, с целью стимулирования развития дефектов;
- оценка качества работы алгоритма предсказания;
- оценка влияния внешних воздействий на качество алгоритма предсказания.

Для сравнения с существующими методами прогнозирования проводилась дополнительная обработка результатов исследований. Учитывая проведенный анализ методов прогнозирования, в качестве уравнения, позволяющего предсказывать поведение параметра РЭС во времени, можно взять выражение (2).

С использованием разработанного программного средства проведено моделирование ситуации, когда после испытаний в течение 389 часов было принято решение об отказе одного из диодов через 50 ± 15 час, фактически диод отказал в интервале 442-447 час, т.е. в худшем случае через 58 час. Качество предсказания для этого диода $\alpha = 0,47$.

Предложенные модели и методы, программное обеспечение также использованы при разработке унифицированного комплекса для мониторинга цифровых модулей систем числовым программным управлением (ЧПУ).

Были апробированы разработанные средства мониторинга технологической среды, которые позволяют наблюдать состояния систем ЧПУ. Апробация проводилась на цифровых модулях следующих систем УЧПУ: 2С42, НЦ-31, BOSCH CC-300, CNC-600, ELSA-1000, SINUMERIC-8.5M, SIMATIC-S5.

Результаты мониторинга процесса развития дефектов в одном из блоков, полученные в процессе электротермотренировки при испытаниях, проводились в соответствии со стандартной методикой.

В процессе апробации велись наблюдения за пятью параметрами Y_1, Y_2, Y_3, Y_4, Y_5 , блока обработки измерительной информации. Блок выполняет функции переключения каналов при измерении сигналов, поступающих с датчиков освещенности и влажности. Основными контролируруемыми параметрами были выбраны: Y_1 – сопротивление ключа 1; Y_2 – сопротивление ключа 2; Y_3 – ток потребления; Y_4 – напряжение

срабатывания управляющего входа; Y_5 – время задержки сигнала.

Выявлены критичные параметры $Y_1 = X_1$ и $Y_3 = X_2$. Точность предсказания времени отказа составила 14% с достоверностью 0,98.

Аналогичные результаты наблюдались при отображении и предсказании изменения параметров различных изделий РЭС, они находились в рамках установленных возможностей предлагаемой модели.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Предложенные методы и алгоритмы мониторинга процесса изменения технического ресурса РЭС на стадии эксплуатации позволили улучшить качество продукции еще на стадии ее проектирования и изготовления.

Разработана математическая модель процесса изменения технического ресурса на стадии эксплуатации РЭС, которая основана на термодинамическом описании, а также метод визуализации технического состояния и ресурсных характеристик РЭС, математическое и программное обеспечение, позволяющие прогнозировать отказы РЭС.

Проведенная апробация моделей показала существенное увеличение эффективности мониторинга и прогнозирования отказов РЭС при их эксплуатации, обеспечив точность предсказания времени отказа в пределах 14% и достоверность 0,98. Предложенные алгоритмы применимы для РЭС различного исполнения, поэтому в качестве образцов выбраны наиболее используемые и представляющие интерес цифровые модули современных систем УЧПУ и полупроводниковые диоды ГД511В.

Трудоёмкость процесса с применением разработанного унифицированного комплекса диагностики и контроля снизилась в 3,6 раза.

Литература.

- [1] Андрусевич А.А., Невлюдов И.Ш. Мониторинг процессов проектирования, производства и эксплуатации жизненного цикла электронной аппаратуры. Харьков: ФЛП Цуварев А.Ф., 2009. 272 с.
- [2] Лоренц Г.А. Статистические теории в термодинамике, М.: «РХД», 2001. 184 с.
- [3] Невлюдов И.Ш., Андрусевич А.А., Сотник С.В. Термодинамическая модель жизненного цикла электронной аппаратуры // Вестник Академии инженерных наук Украины. 2007. №3 (33), С. 132-135.

Поступила в редколлегия 21.02.2012



Андрусевич Анатолий Александрович, кандидат технических наук, доцент, начальник Криворожского колледжа Национального авиационного университета. область научных интересов: визуальный мониторинг физико-химических процессов в производстве и эксплуатации электронной аппаратуры.



Второв Евгений Петрович, кандидат технических наук, доцент, профессор кафедры технологии и производства РЭС и ЭВС. Область научных интересов: диагностика систем и теория надежности в производстве и эксплуатации электронной аппаратуры.

УДК 621.37/39.029.3

Моніторинг живучості радіоелектронних засобів при експлуатації / А.О. Андрусевич, Є.В. Второв // Прикладна радіоелектроніка: наук.-техн. журнал. – 2012. Том 11. № 1. – С. 95-99.

У статті було розглянуто підхід до моніторингу процесів життєвого циклу РЕЗ при експлуатації. Розроблено модель процесу зміни технічного ресурсу на стадії експлуатації РЕЗ, яка характеризується використанням термодинамічного опису фізико-хімічного механізму явищ масопереносу та структурних перетворень.

Ключові слова: моніторинг, життєвий цикл, прогнозування, радіоелектронні засоби.

Бібліогр.: 03 найм.

UDC 621.37/39.029.3

Monitoring of radio electronic equipment operability in operation / A.A. Andrusевич, E.V. Vtorov // Applied Radio Electronics: Sci. Journ. – 2012. Vol. 11. № 1. – P. 95-99.

The paper solves the problem of monitoring the process of changing the mean life at the stage of radio electronic equipment (REE) operation. A model is suggested which is characterized by the use of thermodynamic description of physico-chemical mechanisms in materials which form REE features. It has allowed to estimate the kinetics of degradation processes and dynamics of REE life characteristics in operation.

Keywords: monitoring, life cycle, forecasting, radio electronic equipment.

Ref.: 03 items.

РАЗРАБОТКА ТЕХНОЛОГИИ ПОЛУЧЕНИЯ КРЕМНИЕВЫХ ЭПИТАКСИАЛЬНЫХ СТРУКТУР С УМЕНЬШЕННОЙ ВЕЛИЧИНОЙ КОНЦЕНТРАЦИОННОЙ ПЕРЕХОДНОЙ ОБЛАСТИ

А.П. ОКСАНИЧ, Е.А. СЕДИН

Разработан метод и установка получения кремниевых эпитаксиальных слоёв на сильно легированных подложках с резким концентрационным переходом вблизи границы слой-подложка. Показано, что при проведении пиролиза в аргоне при пониженном давлении разброс по толщине и концентрации легирующей примеси в слоях уменьшается приблизительно в два раза и составляет менее 10%.

Ключевые слова: пиролиз, концентрация примеси, диффузия, силан, пониженное давление.

ВВЕДЕНИЕ

Проблема концентрационной переходной области (КПО) между подложкой и основным объёмом осаждённой монокристаллической плёнки является частью более общей задачи получения кремниевых однослойных эпитаксиальных структур (КОЭС), однородных по толщине и повышенным структурным совершенством. Широкое использование эпитаксиальной технологии в микроэлектронике, уменьшение толщины слоёв в КОЭС требовали устранения либо максимального уменьшения протяжённости КПО, образующихся на начальной стадии роста слоёв. Исследования КПО продолжены в работах о свойствах границ раздела слой-подложка и связаны с совершенствованием методов изучения объёмных свойств тонких эпитаксиальных слоёв. Систематизация результатов исследований протяжённости структурных и других свойств КПО, их влияния на свойства эпитаксиальных слоёв отражены в работах [1-6].

Поэтому разработка технологии получения КОЭС с толщиной эпитаксиального слоя 0,1-5 мкм и уменьшенными величинами КПО и плотности дислокаций является весьма актуальной задачей.

1. СОСТОЯНИЕ ПРОБЛЕМЫ И ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

В последние годы одним из важнейших направлений развития микроэлектроники является создание полупроводниковых приборов на базе тонкослойных эпитаксиальных структур (толщина слоя 0,3-5,0 мкм). Слои необходимо осаждавать на сильно легированных подложках при их удельном сопротивлении 0,01-0,001 Ом·см. Основным требованием к таким КОЭС является наличие резких КПО вблизи границы слой-подложки (порядка 10-20% от толщины слоя).

При использовании традиционного способа осаждения КОЭС методом водородного восстановления тетрахлорида кремния не удаётся получить малые величины КПО, вследствие высокой

температуры проведения процесса (порядка 1200°С) [7].

Величина КПО определяется прежде всего твердотельной диффузией примеси из сильно легированной полужошки в слой и автолегированием слоёв [7]. Так как коэффициент диффузии — легирующих элементов снижается приблизительно на порядок на каждые 100°С, необходимо снижение температуры эпитаксиального процесса и понижения давления.

КПО образуются при росте слоя, поэтому наиболее важным является исследование группы ростовых факторов таких как термодинамические характеристики процесса роста — температура и плотность (давление) исходной фазы так и кинетические характеристики — скорость реакции, диффузия, образование и перемещение дефектов упаковки и дислокаций. Образование дислокаций в процессе получения слоя способствует диффузия примесей, которая ведёт к размножению дислокаций и к расширению КПО.

Целью настоящей работы являлось исследование условий получения КОЭС методом пиролиза силана при пониженном давлении в токе аргона или в смеси аргона с водородом для обеспечения получения КОЭС с уменьшенными величинами КПО (10-20%) и улучшенными структурными характеристиками.

2. РАЗРАБОТКА УСТАНОВКИ «ВЕРТИКАЛЬ-2 МА» И МЕТОДА ПОЛУЧЕНИЯ ЭПИТАКСИАЛЬНЫХ СЛОЁВ КРЕМНИЯ ПРИ ПОНИЖЕННОМ ДАВЛЕНИИ В РЕАКТОРЕ

На рис. 1 приведена структурная схема установки для выращивания эпитаксиальных слоёв кремния «Вертикаль-2 МА». Графитовая пирамида 1 с кремниевыми подложками 2 размещена в водоохлаждаемом реакторе 3 на вращающемся пьедестале 4. Нагрев пирамиды 1 осуществляется с помощью многовиткового индуктора 5 питаемого через машинный преобразователь 6. Смесь

силана с аргоном поступает из баллона 7, а аргон и водород из установок их очистки 8 и 17.

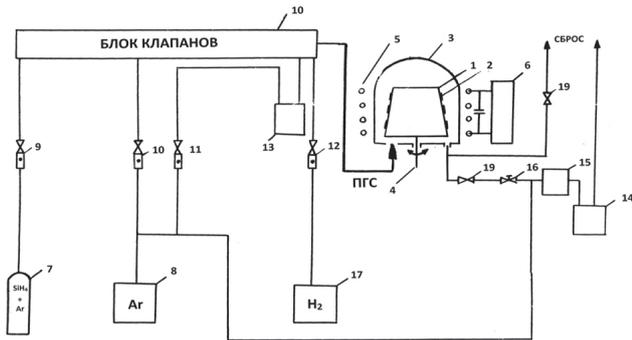


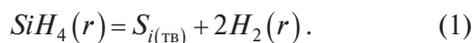
Рис. 1. Структурная схема установки «Вертикаль 2 МА»: 1 – пирамида, 2 – подложки, 3 – кварцевый реактор, 4 – вращающийся пьедестал, 5 – индуктор, 6 – машинный преобразователь ВПЧ – 100/8000, 7 – баллон с силано-аргонной смесью, 8 – установка очистки аргона, 17 – установка очистки водорода, 9-12 – ротаметры, 13 – испаритель с лигатурой, 14 – пластинчато-роторный насос, 15 – ловушка с активированным углём, 16 – кран Гофера, 19 – вентиль

На линиях подачи аргонно-водородной смеси и лигатуры в блоке клапанов 10 установлены показывающие приборы с регуляторами. Кроме того, на всех линиях дополнительно установлены ротаметры.

На выходе из реактора установлен пластинчато-роторный насос 14 и ловушка 15, заполненная активированным углём для захвата паров масла.

Термодинамический анализ проводился на основе расчёта равновесного состава газовой фазы в ядре потока и у поверхности осаждения, с учётом всех соединений кремния с водородом, физико-химические свойства которых известны. Следовательно на макроуровне процесс осаждения кремния при атмосферном давлении до температуры 1500 К можно представить следующим образом.

Подаваемая в реакторе силановодородная смесь разогревается в ядре потока практически без изменения состава газовой фазы до температуры около 900°C. Молекулы силана диффундируют через пограничный слой к поверхности осаждения и эпитаксиальный рост идёт по брутто – реакции



При более высоких температурах наблюдается также образование SiH_2 , который абсорбируется и разлагается до кремния на поверхности подложки.

Макроскопическую картину эпитаксии кремния при пониженном давлении $1,32 \cdot 10^2$ Па (или смеси $SiH_4 + 0,13\% H_2 + 99,87\% Ar$) в диапазоне температур 800-1100 °С можно представить следующим образом. Силановый радикал (SiH_2) диффузирует через граничный газовый слой

вблизи подложки и диссоциирует на её поверхности с образованием кремния. При температурах свыше 1100 °С наблюдается диффузия и диссоциация SiH , причём с повышением температуры всё большая доля SiH диссоциирует до кремния уже в газовой фазе. В этом случае к поверхности осаждения подходят пары кремния.

Суммарный выход кремния, который в отсутствие гомогенного зародышеобразования равен скорости роста ($V \frac{ммоль}{см^2 \text{ час}}$)

$$V = \frac{D^0}{P_* R^* T^* Z} (P_1^* - P_2^*) \left(\frac{T}{273}\right)^{1,7}, \quad (2)$$

где P_1^* и P_2^* – гипотетические парциальные давления в ядре потока и у поверхности осаждения [8], R – газовая постоянная (кал/град. моль), Z – толщина граничного слоя газа (см), D^0 – коэффициент диффузии кремнийсодержащего компонента через граничный слой при комнатной температуре ($см^2/с$).

На рис. 2 приведены зависимости суммарного выхода кремния от концентрации силана в смеси. Здесь же для сравнения приведены расчётные кривые для хлорсиланов. Из рис. 2 видно, что выход кремния из силана максимален.

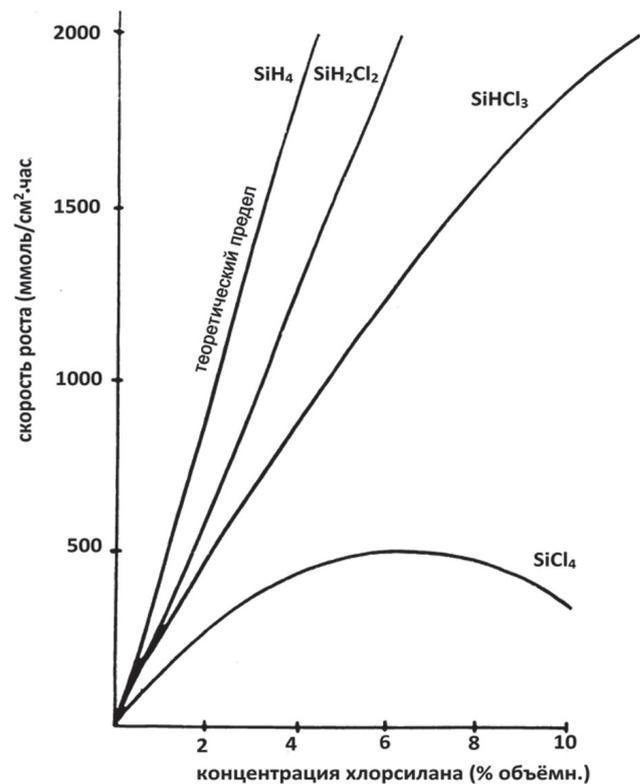


Рис. 2. Зависимость суммарного выхода кремния от концентрации кремнийсодержащего соединения

С учётом полученных выше термодинамических данных нами предложена схема кинетики процесса пиролиза силана представленная на рис. 3.



Рис. 3. Схема кинетики пиролиза силана

В зависимости от условий проведения процесса могут проходить 6 стадий пиролиза силана в объёме газовой фазы: гомогенное зародышеобразование, массоперенос силана, силенового радикала и водорода, адсорбция соединений на поверхности подложки, гетерогенное разложение силана и силена и рост эпитаксиального слоя, происходящий при поверхностной диффузии атомов кремния и встраивании их в твёрдую фазу.

3. ПРАКТИЧЕСКАЯ РЕАЛИЗАЦИЯ ПРЕДЛОЖЕННОГО МЕТОДА И ОБСУЖДЕНИЕ РЕЗУЛЬТАТОВ

На основании теоретических и экспериментальных исследований приведённых выше, были определены оптимальные технологические режимы осуществления эпитаксиального наращивания слоёв методом пиролиза силана при пониженном давлении в реакторе в газе разбавителе аргоне или в смеси аргона (25%) с водородом. Исследовалось влияние условий проведения осаждения на величину КПО. Концентрационный профиль измерялся С-V методом в интервале концентраций 10^{13} - 10^{17} см⁻³ и нейтронно-активационным анализом при последовательном снятии тонких слоёв материала. Погрешность отдельного измерения находилась в пределах $\pm 20\%$ в зависимости от концентрации примеси.

На рис. 4 приведены концентрационные профили в самых тонких слоях (0,3 мкм), выращенных при различных температурах в смеси аргона с водородом (кривая 1) и в аргоне (кривая 2) на подложках легированных сурьмой до удельного сопротивления 0,01 Ом.см. Слои легировались сурьмой. Если в первом случае величина КПО составляет около 30%, то снижение температуры привело к уменьшению её до 10%.

Аналогичная картина имеет место и при осаждении слоев на ещё более сильно легированных мышьяком подлжках ($\rho=0,003$ Ом.см). При толщине легированных сурьмой слоёв 5 мкм величины КПО составляет, как показано на рис. 5, 10 и 22%. Таким образом, ожидаемое существенное снижение величины КПО вблизи границы слой-подложка при проведении низкотемпературной эпитаксии в аргоне достигается.

На рис. 6 и 7 показаны экспериментальные данные измерения распределения внутренних напряжений по плоскости КОЭС при хлорсилановой рис. 7 и силановой технологии рис. 6.

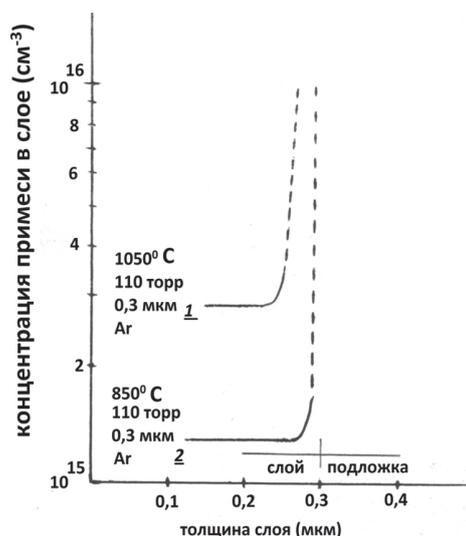


Рис. 4. Концентрационные профили в КОЭС, подложки КЭС 0,01, кривая 1 – 1050 °С, $P = 1,45 \cdot 10^4$ Па, аргона (25%) + водород, кривая 2 – 850 °С, $P = 1,45 \cdot 10^4$ Па, аргон

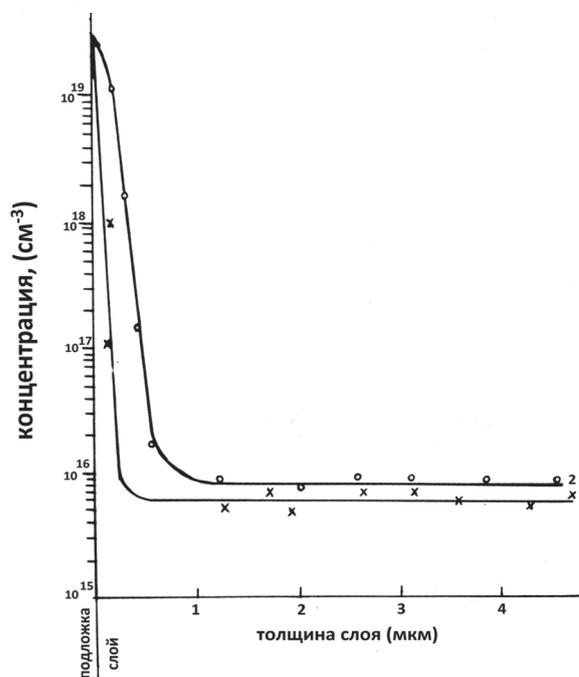


Рис. 5. Концентрационные профили в КОЭС, подложки КЭМ 0,003, кривая 1 – 850 °С, $P = 10^4$ Па, аргон, кривая 2 – 1050 °С, $P = 10^4$ Па, аргон (25%) + водород

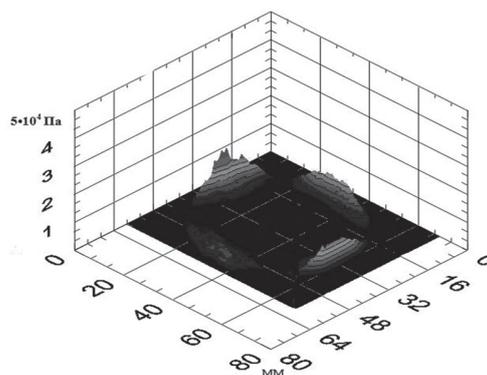


Рис. 6. Распределение внутренних напряжений в плоскости КОЭС по силановой технологии

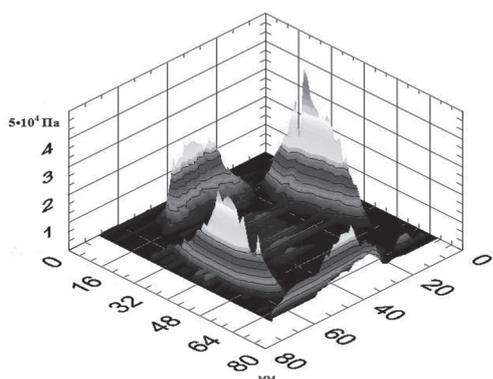


Рис. 7. Распределение внутренних напряжений в плоскости КОЭС по хлорсилановой технологии

Как видно из рисунков внутренние напряжения гораздо ниже при силановой технологии, что говорит о повышении структурного совершенства КОЭС.

ВЫВОДЫ

1. Разработан технологический режим и установка получения КОЭС на сильно легированных подложках с резким концентрационным переходом вблизи границы слой-подложка.

Осаждение методом пиролиза силана проводилось в газе разбавителе аргоне при 850 °С, давлении 10⁴ Па, мольной доле силана 0,1%.

2. Показано, что при проведении пиролиза в аргоне при пониженном давлении разброс по толщине и концентрации легирующей примеси в слоях уменьшается приблизительно в два раза и составляет менее 10%.

3. Впервые показано, что величина КПО снижается приблизительно до 10% от общей толщины слоя по сравнению с 30% в случае проведения пиролиза в водороде при атмосферном давлении.

4. Приведены результаты измерения внутренних напряжений, показывающие, что по предложенной технологии заметно улучшается структурное совершенство выращенных КОЭС.

Литература.

- [1] Александров Л.Н. О структуре переходного слоя эпитаксиальных полупроводниковых плёнок. // Матер. Всесоюз. Совещ. Пр дефектам структуры в полупроводниках. Новосибирск, ИФПН СО АН СССР, 1969, С. 5 – 21.7
- [2] Aleksandrov L.N. Physical and Technological Questions, concerning the Transition Layer Structure Formation of Epitaxial Semiconductor Films. «Mikroelektronik», 4, München – Vien, Oldenbourg Verlag, 1970, p. 13-35.
- [3] Mayer H. Transition layer and intermediate layer in epitaxy of vapor deposited films. – In: Advances in Epitaxy of vapor deposited films. – In: Advances in Epitaxy and Endotaxy. Leipzig, Veb. Deutscher Verlag, 1917, p. 63, 82.
- [4] Aleksandrov L.N. Structure and Properties of Transition Layer Formed in the Epitaxy Process. – «Phys. Stat. Solidi» (a), 1972, v. 11, p. 9-38.
- [5] Александров Л.Н. Структура и свойства переходных слоёв, образующихся в процессе эпитаксии. М., «Электроника», 1972. С. 46.

[6] Александров Л.Н. Структура и свойства переходных слоёв, образующихся в процессе эпитаксии полупроводников. – «Сборник научных трудов по проблемам микроэлектроники. Эпитаксии, II», 1975, вып. 20, С. 14-42.

[7] Гуревич В.М. Кинетика осаждения эпитаксиальных слоёв кремния методом пиролиза силана. Известия АН СССР. Неорганические материалы, 1983, т.19, №11, С. 1781-1785.

[8] Шеффер Г., Химические транспортные реакции. М., «Мир», 1964, пер. немец.

Поступила в редколлегию 11.01.2012



Оксанич Анатолий Петрович, доктор технических наук, профессор, заведующий кафедрой информационно-управляющих систем Кременчугского национального университета им. Михаила Остроградского. Область научных интересов: оборудование и производство материалов электронной техники.



Седин Евгений Александрович, старший преподаватель кафедры технической кибернетики Криворожского института Кременчугского университета экономики, информационных технологий и управления. Научные интересы: методы и аппаратура контроля структурно совершенных полупроводниковых монокристаллов.

УДК 546.28

Розробка технології одержання кремнієвих епітаксиальних структур зменшеного розміру концентраційної перехідної області / А.П. Оксанич, Є.О. Седин // Прикладна радіоелектроніка: наук.-техн. журнал. – 2012. Том 11. № 1. – С. 100-103.

Розроблено метод и установка отримання кремнієвих епітаксійних шарів на сильно легованих підложках с різким концентраційним переходом поблизу межі шар-підкладка. Показано, що при проведенні піролізу в аргоні при зниженому тиску розкид у товщині і концентрації легуючої домішки в шарах зменшується приблизно в два рази і становить менше ніж 10%.

Ключові слова: піроліз, концентрація домішки, дифузія, силан, знижений тиск.

Л. 7. Бібліогр.: 8 найм.

UDC 546.28

Development of technology of obtaining silicon epitaxial structures with reduced value of concentration transition region / A.P. Oksanich, E.A. Sedin // Applied Radio Electronics: Sci. Journ. – 2012. Vol. 11. № 1. – P. 100-103.

A method and a unit for obtaining silicon epitaxial layers on heavily doped substrates with a sharp concentration transition near the boundary layer-substrate interface are developed. It is shown that at the realization of pyrolysis in argon at reduced pressure a variety in thickness and dopant concentration in the layers is reduced by approximately half and is less than 10%.

Keywords: pyrolysis, impurity concentration, diffusion, silane, reduced pressure.

Fig. 7. Ref.: 8.

ЭКРАНИРУЮЩИЕ СВОЙСТВА КОМПОЗИТНЫХ СТРУКТУР МЕТАЛЛ-ДИЭЛЕКТРИК В СВЧ ДИАПАЗОНЕ

Ю.В. ДИДЕНКО, В.И. МОЛЧАНОВ, А.О. ОЛЕКСЕНКО, И.В. ПАЦЁРА,
Д.Д. ТАТАРЧУК, Д.И. ЦАРЕНКО

Исследовано влияние формы металлических включений на экранирующие свойства композитных структур металл-диэлектрик в СВЧ диапазоне. Приведены результаты экспериментальных исследований металлодиэлектрических структур на основе полимерной матрицы с включениями в виде нанодисперсного порошка металла и металлических пластин в диапазонах частот 8–10 ГГц и 25–37 ГГц.

Ключевые слова: композитная структура, коэффициент отражения, коэффициент прохождения

ВВЕДЕНИЕ

Электронные системы все шире используются в разнообразных сферах жизнедеятельности человека [1]. Это выдвигает новые требования к электронным устройствам и их составляющим. В первую очередь это касается улучшения массогабаритных характеристик, увеличения степени интеграции [2], повышения надежности и помехоустойчивости электронных приборов, уменьшения взаимного влияния электронных схем, защиты окружающей среды от электромагнитного облучения, защиты электронных систем от несанкционированного считывания информации [3, 4]. Одним из действенных способов защиты от электромагнитного облучения, обеспечения электромагнитной совместимости электронных приборов и защиты от несанкционированного доступа к информации является экранирование. Эффективность экранирования в значительной степени влияет как на надежность самой электронной аппаратуры, так и на обеспечение защиты информации, которая обрабатывается электронными системами.

Одним из необходимых условий качественного экранирования является использование новых материалов с улучшенными экранирующими свойствами. Качественно новым и перспективным подходом к решению этой задачи является создание материалов на основе композитных структур металл-диэлектрик, свойствами которых можно управлять в широком диапазоне путем изменения компонентного состава этих структур и технологии их изготовления [5,6], что обусловлено особенностями как металлической фазы, так и материала матрицы.

Однако, при создании таких материалов возникает ряд проблем, связанных с незавершенностью комплексных исследований их свойств, отсутствием адекватной модели таких структур, которая давала бы возможность анализа и прогнозирования их свойств в СВЧ диапазоне [7,8].

Поэтому, целью данной работы является исследование свойств композитных металлодиэлектрических структур в диапазоне СВЧ.

СВОЙСТВА КОМПОЗИТНЫХ СТРУКТУР МЕТАЛЛ-ДИЭЛЕКТРИК

В общем случае экранирующие свойства материала зависят от его волнового сопротивления (Z) и толщины (d). Волновое сопротивление материала, в свою очередь зависит от эффективного значения комплексной диэлектрической $\epsilon_{\text{эф}}^*$ и комплексной магнитной $\mu_{\text{эф}}^*$ проницаемости материала:

$$Z = \sqrt{\frac{\mu_0 \mu_{\text{эф}}^*}{\epsilon_0 \epsilon_{\text{эф}}^*}}. \quad (1)$$

Согласно теории эффективной среды диэлектрическая проницаемость двухкомпонентной композитной структуры металл-диэлектрик зависит от её состава и структуры:

$$\epsilon_{\text{эф}}^* = \frac{(1-q)\epsilon_{\text{м}}^* + q\beta\epsilon_{\text{н}}^*}{1-q+q\beta}, \quad (2)$$

где $\epsilon_{\text{м}}^*$ – комплексная диэлектрическая проницаемость материала матрицы, $\epsilon_{\text{н}}^*$ – комплексная диэлектрическая проницаемость материала наполнителя, β – фактор формы частиц наполнителя, q – объемная доля материала наполнителя в композите.

Из (1) и (2) следует, что СВЧ - свойства композитных структур металл-диэлектрик обусловлены:

- свойствами материала матрицы;
- свойствами металла;
- объемной долей металла в структуре;
- размерами и формой металлических включений.

Следовательно, изменяя любой из указанных факторов, можно эффективно управлять свойствами композитных структур металл-диэлектрик. Это вызывает заинтересованность в исследовании таких структур с целью разработки на их основе материалов с необходимыми свойствами. Однако данный вопрос изучен еще не достаточно полно. Поэтому в данной работе исследована зависимость СВЧ-свойств структур металл-диэлектрик от объемной доли металла в

структуре и от характера металлических включений. При этом рассмотрены два случая:

- сферические металлические частицы диаметром значительно меньшим от длины волны;
- металлические пластины длиной около половины длины волны.

Образцы металлодиэлектрических композиционных материалов были изготовлены методом электромеханического перемешивания металлической фазы с материалом матрицы. Отверждение образцов происходило при комнатной температуре. В качестве материала матрицы использовались полимеры с низкой диэлектрической проницаемостью, металлические включения представляли собой алюминиевые гранулы размером 60–800 нм, а также медные пластины.

Свойства структур металл-диэлектрик исследовались с помощью панорамных измерителей (рис. 1) путем определения коэффициента отражения (параметр S_{11}) и коэффициента прохождения (параметр S_{21}) исследуемых образцов, размещенных в разъемном волноводном тракте.

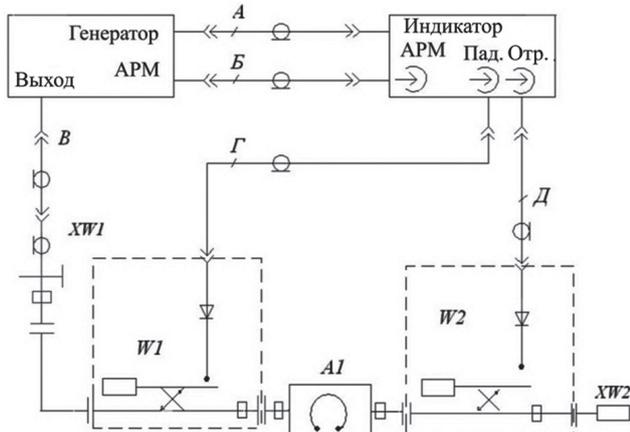


Рис. 1. Структурная схема панорамного измерителя: A1 – исследуемый образец; W1, W2 – рефлектометры падающей и отражённой волн; XW1 – коаксиальный переход; XW2 – согласованная нагрузка; А, Б, В, Г, Д – высокочастотные кабели

Прямоугольные образцы (рис. 2) размещались в волноводном тракте (рис. 3) таким образом, чтобы поперечное сечение волновода было полностью заполнено материалом образца.

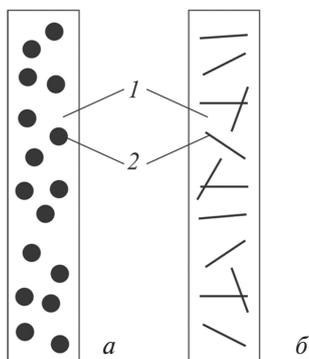


Рис. 2. Схематическое изображение исследуемых образцов: а – структура с нанодисперсным порошком металла; б – структура с металлическими пластинами; 1 – матрица; 2 – металлический наполнитель

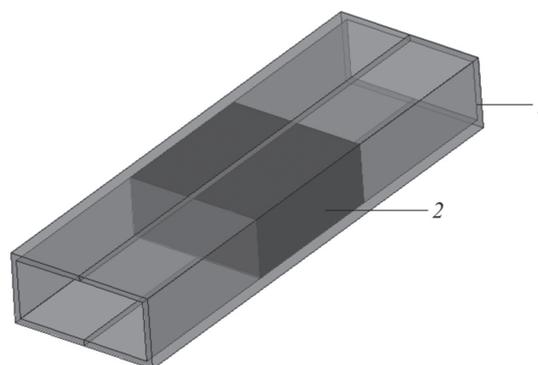


Рис. 3. Схематическое изображение разъемного волноводного тракта с исследуемым образцом: 1 – волноводный тракт; 2 – исследуемый образец

Измерения проводились в диапазонах частот 8–10 ГГц и 25–37 ГГц. Результаты измерений представлены в табл. 1, 2 и на рис. 4, 5. Полученные результаты использовались для определения коэффициентов экранирования исследуемых структур:

$$K_E = 20 \lg \left(\frac{E_{\varepsilon 0}}{E_{\varepsilon}} \right), \quad K_H = 20 \lg \left(\frac{H_{\varepsilon 0}}{H_{\varepsilon}} \right), \quad (3)$$

где K_E, K_H – коэффициенты экранирования электрической и магнитной составляющих поля соответственно, $E_{\varepsilon 0}, H_{\varepsilon 0}$ – электрическая и магнитная составляющие поля в исследуемой точке пространства при отсутствии экрана; $E_{\varepsilon}, H_{\varepsilon}$ – электрическая и магнитная составляющие поля в исследуемой точке пространства при наличии экрана.

Таблица 1

Коэффициенты отражения и прохождения образцов с металлической дисперсной фазой в виде сферических гранул при разных значениях объемной доли металла в составе композита

Объемная доля металла q	Диапазон частот, ГГц	Коэффициент отражения (параметр S_{11}), дБ	Коэффициент прохождения (параметр S_{21}), дБ
0	8 – 10	– 6,8	– 11,3
	25 – 37	– 6,5	– 12,9
0,25	8 – 10	– 5,9	– 14,1
	25 – 37	– 5,6	– 16,2
0,29	8 – 10	– 5,2	– 12,8
	25 – 37	– 4,9	– 14,7
0,4	8 – 10	– 3,4	– 15,4
	25 – 37	– 3,2	– 17,7
0,56	8 – 10	– 3,7	– 18,2
	25 – 37	– 3,5	– 20,9
0,7	8 – 10	– 2,2	– 23,8
	25 – 37	– 2,1	– 27,3

На рис. 4 приведена зависимость коэффициентов отражения и прохождения от объемной доли металлической дисперсной фазы в составе композитного материала для образцов толщиной 2 мм с металлической дисперсной фазой в виде сферических гранул диаметром 60–800 нм. Из рисунка видно, что при увеличении объемной доли металлической фазы в композитном

материале соответственно увеличивается коэффициент отражения электромагнитной энергии от поверхности образца и уменьшается коэффициент прохождения электромагнитной энергии через образец. Образцы с металлической фазой в виде сфер с радиусом значительно меньшим длины волны во всех исследуемых диапазонах имеют слабую зависимость параметров S_{11} и S_{21} от частоты. Это дает возможность формировать материалы с заданными коэффициентами экранирования в широком диапазоне длин волн (рис. 6).

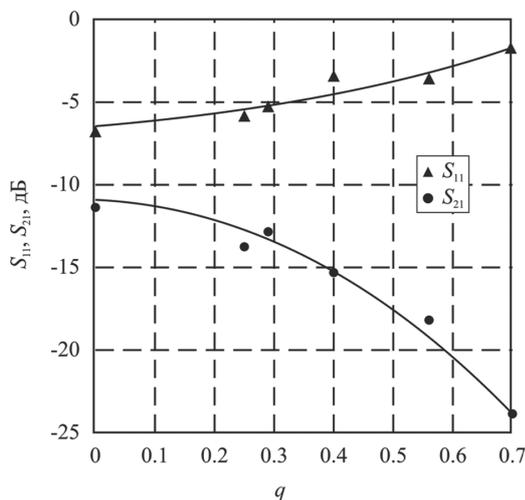


Рис. 4. Зависимости коэффициентов отражения и прохождения (параметров S_{11} и S_{21} , соответственно) от объемной доли металла в диапазоне частот 8–10 ГГц для образцов с металлической дисперсной фазой в виде сферических гранул

Результаты измерения образцов композитов с наполнителем в виде металлических пластин представлены в табл. 2 и на рис. 5. Как видно из таблицы 2 в таких образцах имеет место высокодобротный резонанс при длине волны приблизительно равной удвоенной длине металлических пластин. Это делает такие материалы перспективными с точки зрения использования их для разработки селективных покрытий СВЧ - диапазона. Типичные частотные зависимости коэффициентов экранирования электрической составляющей поля для защитных покрытий на основе металлодиэлектрических композитов с металлическими включениями в виде сфер и пластин представлены на рис. 6.

Таблица 2

Резонансные свойства композитных материалов с наполнителем в виде металлических пластин

Образец №	Материал	Габаритные размеры пластин			Результаты измерений	
		h , мм	L , мм	W , мм	f_0 , ГГц	Q
1	Медь	1,70	12,20	4,30	9,293	2323
2	Медь	0,05	13,80	5,00	8,892	1270
3	Медь	0,10	3,60	1,30	30,99	1216
4	Медь	0,10	3,40	1,30	35,68	1270
5	Медь	0,10	2,80	1,30	37,38	1013
6	Медь	0,10	10,00	4,00	11,21	2243
7	Медь	0,10	11,00	3,00	10,47	2125

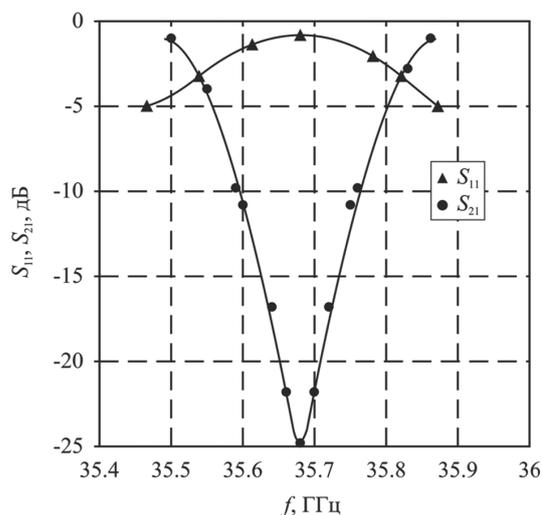


Рис. 5. Частотные зависимости коэффициентов отражения и прохождения (параметров S_{11} и S_{21} , соответственно) для образцов с наполнителем в виде металлических пластин. Толщина образца $d = 2$ мм, объемная доля металла в образцах $q = 0,05$

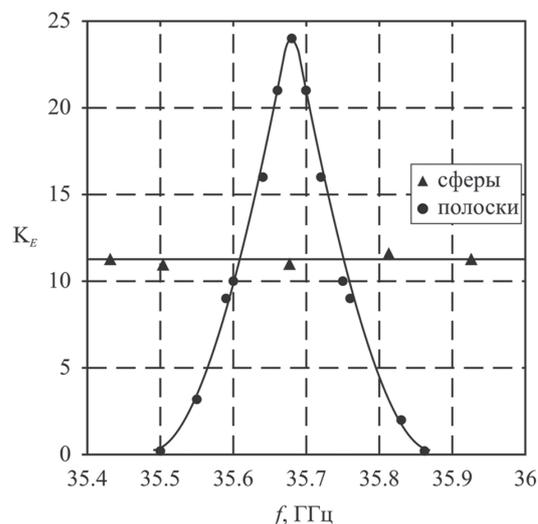


Рис. 6. Частотные зависимости коэффициентов экранирования электрической составляющей поля для защитных покрытий на основе композитов металл-диэлектрик для образцов с разным типом металлических включений. Толщина образца $d = 2$ мм, объемная доля металла в образцах $q = 0,05$

ВЫВОДЫ

1. С увеличением объемной доли металла в композитной структуре металл-диэлектрик коэффициент отражения увеличивается, а коэффициент прохождения уменьшается.
2. Металлодиэлектрические композитные структуры с наполнителем в виде нанодисперсных металлических порошков имеют хорошие экранирующие свойства в СВЧ - диапазоне, что делает их перспективными для использования при разработке экранирующих покрытий для защиты компонентов электронных схем от взаимного электромагнитного влияния.
3. Металлодиэлектрические композитные структуры с наполнителем в виде тонких металлических пластин в СВЧ - диапазоне имеют ярко

выраженные резонансные свойства с высоким значением добротности, что делает материалы на их основе перспективными для использования при изготовлении резонансных структур и селективных защитных покрытий СВЧ - диапазона.

4. Резонансные свойства металлодиэлектрических композитных структур с наполнителем в виде тонких металлических пластин обусловлены особенностями распределения электромагнитного поля внутри структур и требуют более детального исследования.

Литература.

- [1] М.З. Згуровский, С.А. Кравчук, Т.Н. Нарытник, М.Е. Ильченко, Ю.И. Якименко Использование проводных и радио технологий в системах Интернет-доступа. Часть 1. Интернет-доступ на основе кабельных, беспроводных и спутниковых систем // Электроника и связь. – 1999. – №7. – С. 3–13.
- [2] James E. Morris “Nanopackaging: Nanotechnologies and Electronics Packaging”, Springer, ISBN 978-0-387-47325-3, 2008, 543 pp.
- [3] Henry W. Ott. Noise Reduction Techniques in Electronic Systems.- New York, I. Wiley & Sons, 1988. - 429 p.
- [4] Железняк В.К. Защита информации от утечки по техническим каналам. – ГУАП. – СПб. – 2006. – 188 с.
- [5] А.В. Мачулянский, В.В. Пилинский, О.В. Теличкина, В.Б. Швайченко, М.В. Родионова Основы применения наноструктурных материалов для обеспечения электромагнитной совместимости электронных устройств // «Электроника и связь», 2010, №3, С. 83–85.
- [6] Мачулянский А.В., Пилинский В.В., Теличкина О.В., Родионова М.В., Швайченко В.Б. Основы применения наноструктурных материалов для обеспечения электромагнитной совместимости электронных устройств. // Электроника и связь. – 2010.– №3, с. 9–15.
- [7] Мачулянский А.В., Татарчук Д.Д., Мачулянский В.А. Анализ СВЧ-свойств нанодисперсных композитных систем // “Технічна електродинаміка”, тематичний випуск “Силові електроніка та енергоєфективність”, вересень 2010 р., ч. 1, с. 303–304.
- [8] Кокодий Н.Г. Поглощение СВЧ излучения очень тонким двухслойным цилиндром. Радиотехника и электроника, 2006, 51, с. 1–4.



Поступила в редколлегию 18.01.2012

Диденко Юрий Викторович, инженер кафедры микроэлектроники НТУУ «КПИ». Область научных интересов: СВЧ электроника, наноматериалы.



Молчанов Виталий Иванович, к.т.н., доцент, доцент кафедры микроэлектроники НТУУ «КПИ». Область научных интересов: СВЧ электроника, наноматериалы.



Олексенко Алексей, студент кафедры звукотехники и регистрации информации НТУУ «КПИ». Область научных интересов: защитные покрытия, нано-материалы.



Пацёра Ирина Валерьевна, студентка кафедры микроэлектроники НТУУ «КПИ». Область научных интересов: СВЧ электроника, наноматериалы.



Татарчук Дмитрий Дмитриевич, к.т.н., доцент, доцент кафедры микроэлектроники НТУУ «КПИ». Область научных интересов: СВЧ электроника, наноматериалы.



Царенко Дарина Игоревна, студентка кафедры микроэлектроники НТУУ «КПИ». Область научных интересов: СВЧ электроника, наноматериалы.

УДК 621.372.41

Екранувальні властивості композитних структур метал-діелектрик в НВЧ діапазоні / Ю.В. Діденко, В.І. Молчанов, О.О. Олексенко, І.В. Пацьора, Д.Д. Татарчук, Д.І. Царенко // Прикладна радіоелектроніка: наук.-техн. журнал. – 2012. Том 11. № 1. – С. 104–107.

Досліджено вплив форми металічних включень на екрануючі властивості композитних структур метал-діелектрик в НВЧ діапазоні. Наведено результати експериментальних досліджень металодіелектричних структур на основі полімерної матриці з включеннями у вигляді нанодисперсного порошку металу та металічних пластин в діапазоні частот 8–10 ГГц та 25–37 ГГц.

Ключові слова: композитна структура, коефіцієнт відбиття, коефіцієнт проходження.

Табл. 02. Іл. 06. Бібліогр.: 08 найм.

UDC 621.372.41

Shielding properties of metal-insulator composite structures in the microwave range / Yu.V. Didenko, V.I. Molchanov, O.O. Oleksenko, I.V. Patsora, D.D. Tatarchuk, D.I. Tsarenko // Applied Radio Electronics: Sci. Journ. – 2012. Vol. 11. № 1. – P. 104–107.

The influence of the shape of metal inclusions on the shielding properties of composite metal-insulator structures in the microwave range is investigated. The results of experimental studies of metal-insulator structures on the base of a polymer matrix with inclusions in the form of nanodisperse metal powder and metal plates in the frequency bands of 25-37 GHz and 8-10 GHz are shown.

Keywords: composite structure, reflection coefficient, transmission coefficient.

Tab. 02. Fig. 06. Ref.: 08 items.

ВЛИЯНИЕ СОДЕРЖАНИЯ СПИРТА И САХАРА НА ДИЭЛЕКТРИЧЕСКУЮ ПРОНИЦАЕМОСТЬ ВИН В МИКРОВОЛНОВОМ ДИАПАЗОНЕ

Т.А. ЖИЛЯКОВА, А.Я. КИРИЧЕНКО, Г.В. ГОЛУБНИЧАЯ, О.А. ГОРОБЧЕНКО, О.Т. НИКОЛОВ

Исследовано влияние содержания этилового спирта и сахара на диэлектрическую проницаемость вин на длинах волн 8 мм и 3,2 см. Установлена степень и доля влияния отдельно концентрации спирта и отдельно сахара на вариацию диэлектрических параметров с использованием двухфакторного дисперсионного анализа. Обнаружено, что содержание сахара в большей степени влияет на величину диэлектрической проницаемости вина, чем содержание спирта.

Ключевые слова: микроволновая диэлектрометрия, диэлектрическая проницаемость, этиловый спирт, сахар, вино.

В вине, как многокомпонентном водном растворе, понижение диэлектрической постоянной ϵ' по сравнению с ϵ' воды обусловлено в первую очередь наличием в вине этилового спирта и сахаров. Влияние малого по процентному содержанию количества многочисленных других компонент, обнаруживаемых в вине, на электрические характеристики вин практически не исследовано, что требует изучения этого вопроса в будущем. Не до конца выяснена и конкурирующая степень влияния на понижение диэлектрической постоянной вина спирта и сахара. Настоящее исследование имеет своей целью выяснение степени влияния содержания в вине спирта и сахара на диэлектрическую проницаемость вина в микроволновом диапазоне.

Области сверхвысоких частот исследования по изучению диэлектрической проницаемости вин проводились на двух частотах различными методами. Измерение ϵ'_8 в восьмимиллиметровом диапазоне производилось с помощью метода вибрирующей струны [1]. Стандартное отклонение полученных величин ϵ'_8 составляло $\pm 0,35$. Измерения диэлектрической постоянной ϵ'_3 и диэлектрических потерь ϵ''_3 в трехсантиметровом диапазоне осуществлялось резонаторным методом, неоднократно используемым в аналогичных целях [2]. Стандартное отклонение полученных величин ϵ'_3 не превышало $\pm 0,3$, а для ϵ''_3 — $\pm 0,4$. Важно подчеркнуть, что коэффициент корреляции измеренных ϵ'_3 и ϵ'_8 составлял 0,93, что указывало на высокую достоверность проводимых измерений на разных частотах и различными способами. Содержание этилового спирта (ϕ , об. %) и сахара (w , г/дм³) в исследуемых образцах вина определяли методами денситометрии дистиллята (спирт) и титрометрии (сахар) [3]. Катионы магния и кальция определяли методом атомно-абсорбционной спектроскопии [3] на спектрофотометре С115-М1. Статистическую обработку результатов проводили в программной оболочке «Microsoft Office Excell».

Исследования проводили на 29 образцах вин Национального производственно-аграрного

объединения «Массандра», представляющих 2 основные категории (столовые и крепленые) и группы вин (сухие, крепкие и десертные). В таблице 1 приведены данные по содержанию этилового спирта и сахара в исследуемых образцах вина, а также величины диэлектрической проницаемости, измеренные на двух частотах.

Рассмотренные группы вин по шкале диэлектрической проницаемости занимают отдельные области, что позволяет четко различать их по значениям ϵ'_3 и ϵ'_8 . В отдельную группу выделяются сухие вина. За счёт пониженной концентрации спирта $\phi=11-12$ об. % < 16 об. % и очень низкого содержания сахара $w=1-3$ г/дм³, диэлектрическая постоянная ϵ' сухих вин наиболее высока: $\epsilon'_3=44-45,5$; $\epsilon'_8=15,2-17,2$. Крепленые вина, в которых повышенная концентрация спирта $\phi=18,5-19,5$ об. %, по диэлектрической постоянной занимают область наиболее низких значений: $30,8 < \epsilon'_3 < 39$ и $10,8 < \epsilon'_8 < 13,8$. На границе этих двух групп вин располагается вино «Херес сухой Ореанда» с $\epsilon'_3=39$ и $\epsilon'_8=13,7$ при $\phi=16$ об. % и $w=3$ г/дм³. Хотя по количеству сахара вино примыкает к группе сухих вин, концентрация спирта в нем превосходит процентное содержание спирта сухих вин и приближается к концентрации, соответствующей крепленным винам. По измеренным значениям ϵ'_3 и ϵ'_8 это вино попадает в группу крепких вин, что согласуется с принятой в Украине классификацией вин [5].

«Портвейн красный Ливадия» замыкает группу крепких крепленых вин, находясь на границе перехода к десертным винам. По величинам $\epsilon'_3=30,9$ и $\epsilon'_8=10,9$ он приближается к десертным винам, однако имеет пониженное в сравнении с ними содержание сахара $w=80$ г/дм³, соответствующее крепким винам.

В то же время в нем концентрация спирта $\phi=18,5$ об. % немного меньше чем в винах типа мадеры. В результате, значения диэлектрической постоянной ϵ'_3 и ϵ'_8 оказываются наименьшие в исследованной группе крепких вин.

Различные марки десертных вин также занимают отдельные области в диапазоне изменения диэлектрической проницаемости.

Таблица 1

Содержание этилового спирта и сахара в винах и измеренные значения диэлектрических постоянных ϵ'_3 и ϵ'_8

№	Название вина	Концентрация спирта φ , об. %	Концентрация сахара w , г/дм ³	ϵ'_3	ϵ'_8
Столовые вина: сухие $43,7 < \epsilon'_3 < 45,3$ $15,4 < \epsilon'_8 < 17,3$					
1	Алиготе Массандра	11	1	44,9	17,3
2	Каберне	12	3	43,7	15,5
3	Семильон Алушта	11	1	45,3	17,2
4	Саперави	12	3	44,9	15,4
5	Столовое красное Алушта	12	3	44,7	16,8
Крепленые вина: крепкие $30,9 < \epsilon'_3 < 39,1$ $10,8 < \epsilon'_8 < 16,0$					
6	Херес сухой Ореанда	16	3	39,1	13,7
7	Мадера Крымская	19	40	34,1	16,0
8	Мадера Массандра	19,5	30	32,4	13,4
9	Херес Массандра	19,5	25	34,0	13,8
10	Портвейн красный Ливадия	18,5	80	30,9	10,8
десертные					
а) Мускаты $28,0 < \epsilon'_3 < 29,4$ $10,4 < \epsilon'_8 < 11,3$					
11	Мускат белый Красного Камня	13	230	29,4	10,4
12	Мускат белый Южнобережный	16	200	28,0	11,2
13	Мускат розовый Массандра	16	200	28,9	11,3
14	Мускат белый Массандра	16	160	28,9	10,8
15	Мускат черный Массандра	13	240	29,1	11,2
б) Мускатели $29,7 < \epsilon'_3 < 30,6$ $10,9 < \epsilon'_8 < 11,5$					
16	Мускатель белый Массандра	16	150	30,6	10,9
17	Мускатель розовый Массандра	16	150	29,7	11,1
18	Мускатель черный Массандра	16	150	29,9	11,5
в) Кагоры $27,5 < \epsilon'_3 < 29,8$ $10,5 < \epsilon'_8 < 10,9$					
19	Кагор Партенит	16	160	29,8	10,5
20	Кагор Южнобережный	16	180	27,5	10,9
г) Пино-гри $27,8 < \epsilon'_3 < 29,5$ $10,6 < \epsilon'_8 < 11,2$					
21	Пино-гри Массандра	16	160	29,5	10,6
22	Пино-гри Южнобережный	16	200	27,8	11,2
23	Пино-гри Ай-Даниль	13	240	27,9	10,8
д) Прочие десертные вина $27,5 < \epsilon'_3 < 29,4$ $10,4 < \epsilon'_8 < 11,2$					
24	Ай-Серез	16	160	29,4	11,2
25	Бастардо Массандра	16	200	27,5	10,4
26	Кокур десертный сурож	16	160	29,2	10,6
27	Токай Массандра	16	200	29,4	11,0
28	Черный доктор Массандра	16	160	29,0	10,8
29	Седьмое небо Князя Голицына	16	180	28,5	11,2

Видно, что большинство исследуемых образцов вин (17 образцов) содержат объёмный процент спирта $\varphi=16$ об. %. Это группа десертных вин, в которую входят также кагоры, мускаты и мускатели. Из этой серии образцов 6 содержат одинаковое количество сахара $w=160$ г/дм³. В то же время они различаются по значениям ϵ'_3 и ϵ'_8 . Естественно, что вклад в различие значений диэлектрической постоянной разных марок вин этой группы вносят и другие компоненты вин. Однако их влияние на диэлектрическую постоянную вин установить затруднительно. Тем не менее, следует отметить обнаруженное высокое

значение парной корреляции ϵ'_3 и ϵ'_8 с количеством магния $r_3=0,61$ и $r_8=0,62$, а также кальция $r_3=0,62$ и $r_8=0,61$ для всей совокупности изучаемых образцов вин.

Как показано в работе [4], с помощью измерения на двух частотах в микроволновом диапазоне коэффициентов пропускания водного раствора, содержащего спирт и сахар, можно контролировать концентрацию этих веществ. При этом чувствительность к содержанию сахара в воде существенно ниже чувствительности к содержанию спирта. В связи с этим, представляет интерес установление степени влияния отдельно

концентрации спирта и отдельно сахара на вариацию диэлектрических параметров ϵ'_3 , ϵ''_3 и ϵ'_8 с использованием дисперсионного анализа при двух факторах – концентрация сахара (фактор А) и концентрация спирта (фактор В), и вычисление доли влияния этих факторов [6].

Схема дисперсионного анализа диэлектрических параметров исследованных образцов вин при этих двух факторах приведена в табл. 2.

Таблица 2

Схема дисперсионного анализа диэлектрических параметров массандровских вин при двух факторах: концентрация сахара (фактор А) и концентрация спирта (фактор В)

А сахар (г/дм ³)	В этиловый спирт (объемные %)	
	11-13	16-19,5
0,1-8	Сухие вина (5 шт.)	Крепкие вина (5 шт.)
15-24	Ликерные (3 шт.)	Десертные (16 шт.)

Проведенный дисперсионный анализ показывает (табл. 3), что с уровнем значимости $p=0,01$ можно считать доказанным влияние концентрации спирта и сахара на вариацию диэлектрической проницаемости различных групп вин. Доля влияния этих факторов различна для действительных частей диэлектрической проницаемости ϵ'_3 , измеренной в трехсантиметровом диапазоне ($\lambda=3,2$ см) и ϵ'_8 – в миллиметровом диапазоне ($\lambda=8$ мм), а также для мнимой части диэлектрической проницаемости ϵ''_3 , измеренной в трехсантиметровом диапазоне волн.

Таблица 3

Доли влияния концентрации спирта и сахара на вариацию диэлектрических параметров разных сортов вин

Источник варьирования	Доля влияния p^{in} на ϵ'_3	Доля влияния p^{in} на ϵ''_3	Доля влияния p^{in} на ϵ'_8
А сахар	29%	39%	48%
В спирт	16%	1,9%	23%
А+В	51%	21%	20%
Случайные отклонения	4%	38,1%	9%

Видно, что определяющее влияние на диэлектрическую проницаемость вин оказывает содержание сахара. Содержание спирта влияет несколько меньше. Мнимая часть диэлектрической проницаемости в трехсантиметровом диапазоне определяется, в основном, содержанием сахара, в то время как содержание спирта влияет на ϵ'' в гораздо меньшей степени. На величину ϵ'' , видимо, оказывают влияние, помимо рассмотренных, и другие факторы, которые при данном анализе входят в группу случайных отклонений, аномально большую (38 %) в данном случае. В восьмимиллиметровом диапазоне влияние концентрации сахара гораздо более ярко выражено, чем в трехсантиметровом. Взаимодействие

этих факторов (А+В) тоже играет немаловажную роль, особенно в трехсантиметровом диапазоне волн. Возможно, здесь имеют место конкурирующие процессы.

Более сильное влияние сахаров по сравнению со спиртами на снижение диэлектрической проницаемости вин может быть объяснено повышенной степенью гидратации сахаров. Взаимодействие растворенных молекул с водой приводит к связыванию молекул воды с молекулой растворенного вещества. Связанные с молекулами растворенного вещества молекулы воды менее свободны по сравнению с остальными молекулами воды-растворителя и в итоге их способность к ориентации в электромагнитном поле понижается. Поэтому диэлектрическая проницаемость связанной воды оказывается ниже диэлектрической проницаемости свободной воды. Таким образом, повышение количества связанной воды в растворе приводит к заметному снижению диэлектрической постоянной по сравнению с диэлектрической проницаемостью растворителя.

Молекулы сахаров, присутствующих в вине – глюкозы и фруктозы – имеют большее количество центров связывания молекул воды посредством водородных связей, чем более простая по строению молекула этилового спирта: 5 гидроксильных групп у глюкозы (фруктозы) в сравнении с одной гидроксильной группой у этанола. Поэтому эти моносахара должны гидратироваться сильнее, чем этанол. Такие количественные отличия гидратации спиртов и сахаров могут объяснить результаты дисперсионного анализа диэлектрической проницаемости исследованных вин.

Дисперсионный анализ мнимой части диэлектрической проницаемости, измеренной в 3-х сантиметровом диапазоне длин волн, указывает на слабую ее зависимость от концентрации этанола (1,9 %). Это можно объяснить тем, что частота, при которой произведены измерения, лежит в области максимума дисперсионной кривой ϵ'' . При концентрации этанола 9-20 об. % ширина области повышенного поглощения увеличивается по мере роста концентрации этанола, сдвигаясь в сторону более низких частот, а ее максимальное значение уменьшается по абсолютной величине [7]. Так как частота 9,2 ГГц на дисперсионной зависимости ϵ'' чистой воды лежит чуть левее этого максимума, то его сдвиг влево в сторону низких частот при увеличении концентрации этанола ведет к росту величины ϵ'' , в то время как уменьшение концентрации воды в образце с увеличением концентрации спирта в растворе ведет к уменьшению ϵ'' .

Эти два разнонаправленных (конкурирующих) процесса компенсируют друг друга и, по видимому, нивелируют влияние этанола на величину ϵ'' при измерениях на длине волны 3 см. Влияние сахаров на уменьшение величины ϵ''

сильнее из-за большей гидратации последних и, вероятно, это уменьшение не может полностью быть скомпенсировано увеличением ϵ'' в результате сдвига дисперсионной кривой ϵ'' в сторону более низких частот. Это и дает 39% влияния сахаров на ϵ'' при проведении дисперсионного анализа на длине волны 3 см.

Таким образом, несмотря на то, что чувствительность к содержанию сахаров в водном растворе по коэффициенту прохождения микроволнового сигнала ниже чувствительности к содержанию спирта [4], дисперсионный анализ указывает на более активное влияние сахара на величину диэлектрической проницаемости вина.

Литература.

- [1] Кириченко А.Я., Голубничая Г.В. Идентификация питьевой воды природных источников харьковского региона с использованием температурной зависимости их коэффициента преломления // Радиофизика и электроника. – 2011. – Т. 16, № 1. – С. 81-84.
- [2] Николов О.Т., Жилякова Т.А. Измерение комплексной диэлектрической проницаемости жидких диэлектриков с большими потерями // Журнал физической химии. – 1991. – Т. 65, № 5. – С. 1417-1420.
- [3] Сборник международных методов анализа и оценки вин и сусел / Пер. с фр. под ред. Мехуэла Н.А. – М.: Пищевая промышленность, 1993. – 320 с.
- [4] Мериакри В.В., Чигряй Е.Е. Определение спирта и сахара в водных растворах с помощью сантиметровых и миллиметровых волн // Электромагнитные волны и электронные системы. – 2004. – Т. 8, № 1. – С. 55-58.
- [5] Справочник по виноделию. Под ред. Г.Г. Валушко, В.Т. Косюры. – Симферополь: Таврида, 2005 – 590 с. [6] Рокицкий П.Ф. Биологическая статистика. Минск: «Высш. школа», 1973, 320 с. 7. Sato T., Buchner R. Dielectric relaxation in ethanol/water mixtures // J. Phys. Chem. A. – 2004. – V.108, No 23. – P. 5007-5015.

Поступила в редколлегию 20.02.2012

Жилякова Татьяна Александровна, кандидат биологических наук, старший научный сотрудник, начальник отдела аналитических исследований стандартизации и метрологии Национального института винограда и вина «Магарач» НААН Украины. Область научных интересов: технология и стандартизация вина, физико-химические процессы в винах.



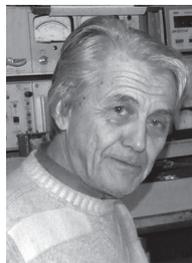
Кириченко Александр Яковлевич, доктор физико-математических наук, профессор, старший научный сотрудник отдела радиофизики твердого тела Института радиофизики и электроники им. А.Я. Усикова НАН Украины. Область научных интересов: электроника СВЧ, электродинамика СВЧ, диэлектрометрия мм диапазона.



Голубничая Галина Владимировна, научный сотрудник отдела радиофизики твердого тела Института радиофизики и электроники им. А.Я. Усикова НАН Украины. Область научных интересов: диэлектрометрия мм диапазона, электродинамика СВЧ.



Горобченко Ольга Александровна, кандидат физико-математических наук, старший научный сотрудник кафедры биологической и медицинской физики радиوفизического факультета Харьковского национального университета им. В.Н. Каразина. Область научных интересов: молекулярная и клеточная биофизика, СВЧ-диэлектрометрия биообъектов, действие физических факторов на живые системы.



Николов Олег Тимофеевич, кандидат физико-математических наук, старший научный сотрудник кафедры биологической и медицинской физики радиوفизического факультета Харьковского национального университета им. В.Н. Каразина. Область научных интересов: радиоэлектроника, СВЧ-диэлектрометрия и ЭПР спектроскопия биологических объектов, радиационная биофизика.

УДК 663.251:537.226.1/2

Вплив вмісту спирту і цукру на діелектричну проникність вин у мікрохвильовому діапазоні / Т.О. Жилякова, О.Я. Кириченко, Г.В. Голубничая, О.О. Горобченко, О.Т. Ніколов // Прикладна радіоелектроніка: наук.-техн. журнал. – 2012. Том 11. № 1. – С. 108–111.

Досліджено вплив вмісту етилового спирту і цукру на діелектричну проникність вин на довжинах хвиль 8 мм і 3,2 см. Встановлено ступінь і долю впливу окремо концентрації спирту і окремо цукру на варіацію діелектричних параметрів з використанням двохфакторного дисперсійного аналізу. Виявлено, що вміст цукру більшою мірою впливає на величину діелектричної проникності вина, чим вміст спирту.

Ключові слова: мікрохвильова діелектрометрія, діелектрична проникність, етиловий спирт, цукор, вино.

Табл. 3. Бібліогр.: 7 найм.

UDK 663.251:537.226.1/2

Effect of ethanol and sugar concentration on the permittivity of wines in microwave range / T.A. Zhilyakova, A.Ya. Kirichenko, G.V. Golubnichaya, O.A. Gorobchenko, O.T. Nikolov // Applied Radio Electronics: Sci. Journ. – 2012. Vol. 11. № 1. – P. 108–111.

The paper investigates the effect of ethanol and sugar concentration on the permittivity of wines at the wavelength of 8 mm and 3.2 cm. A degree and percent of influence of the concentration of both ethanol and sugar on a variation of dielectric parameters are established by two-way analysis of variance. It is found that the sugar concentration effects to a greater degree a permittivity value than the ethanol concentration.

Keywords: microwave dielectrometry, permittivity, ethanol, sugar, wine.

Tab. 3. Ref.: 7 items.

ПРОЕКТИРОВАНИЕ ШТЫРЕВЫХ РАДИАТОРОВ С ОПТИМАЛЬНЫМИ МАССОГАБАРИТНЫМИ ПАРАМЕТРАМИ

Н.П. ГАПОНЕНКО, М.С. МАРУХНЯК, Е.В. ОГРЕНИЧ

Моделируются тепловые процессы в штыревых радиаторах с помощью компьютерных средств инженерного анализа. Получены оптимизационные соотношения. Рассматривается стратегии минимальной массы. Показана возможность в несколько раз уменьшить массу радиатора.

Ключевые слова: штыревой радиатор, стратегии проектирования, оптимизация, массогабаритные параметры.

ВВЕДЕНИЕ

Для охлаждения мощных полупроводниковых приборов в аппаратуре используются радиаторы [1-3]. В связи с широким применением таких устройств, размеры радиатора были стандартизированы. Стандартизация проводилась во времена, когда компьютерные технологии не позволяли с достаточной точностью моделировать процессы теплопередачи в сложных конструктивных элементах радиоэлектронных аппаратов. Поэтому стандартизированные радиаторы, как правило, не обеспечивали оптимальных массогабаритных показателей. Рассматривалась оптимизация только отдельных элементов конструкции: ребра, штыри [4].

Современные системы автоматизированного проектирования предлагают разнообразные средства инженерного анализа, в том числе и моделирование тепловых процессов [5-7]. Использование таких средств при проектировании ребристых радиаторов позволило в несколько раз уменьшить их массу [8]. Подобные исследования для штыревых радиаторов не проводились.

Целью работы является оптимизация и исследование массогабаритных показателей штыревых радиаторов с использованием средств инженерного анализа. Для решения этой задачи необходимо:

- сформировать тепловую модель штыревого радиатора;
- получить оптимальные соотношения размеров элементов конструкции радиатора для стратегии минимальной массы;
- разработать алгоритм и исследовать массогабаритные показатели штыревого радиатора.

1. ТЕПЛОВАЯ МОДЕЛЬ ШТЫРЕВОГО РАДИАТОРА

Исследовался односторонний штыревой радиатор с коридорным расположением штырей. При построении тепловой модели приняты следующие допущения:

- теплоотвод от радиатора осуществляется излучением и свободной конвекцией воздуха;

- коэффициент теплопроводности материала не зависит от температуры;
- расположение штырей горизонтальное;
- в области контакта основания полупроводникового прибора и радиатора тепловой поток постоянен;
- однотипные размеры всех штырей одинаковы;
- расстояния между рядами штырей одинаковы.

Тепловая модель штыревого радиатора, построенная с учетом принятых допущений, показана на рис. 1, где:

- Ω_{VT} – область контакта основания полупроводникового прибора и радиатора;
- d_p – толщина основания радиатора;
- l_p – расстояние между штырями;
- d_r – диаметр штыря;
- l_r – высота штыря.

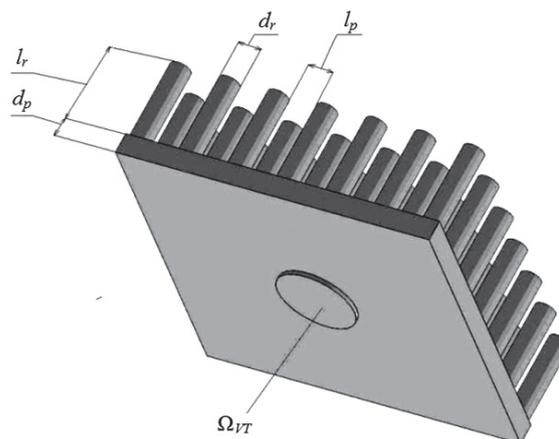


Рис. 1. Тепловая модель штыревого радиатора

Для решения оптимизационной задачи создавалась эллипсоидная модель [8]:

$$R_T = \sum_{i=1}^4 c_i x_i^2, \quad (1)$$

где R_T – входное тепловое сопротивление радиатора; c_j – коэффициенты модели;

$$x_1 = \frac{1}{d_p}; \quad x_2 = \frac{1}{l_p}; \quad x_3 = \frac{1}{d_r}; \quad x_4 = \frac{1}{l_r}.$$

Коэффициенты модели находились из условия тождества касательных гиперплоскостей к гиперповерхностям области работоспособности и модели (1). Уравнение касательной гиперплоскости к границам области работоспособности может быть записано в виде:

$$R_T = a_0 + \sum_{i=1}^4 a_i x_i, \quad (2)$$

где $a_i = \left. \frac{\partial R_T}{\partial x_i} \right|_{x_b}$ – линейные коэффициенты разложения функции R_T в ряд Тейлора;

$$a_0 = R_{Tb} - \sum_{i=1}^4 a_i x_{bi};$$

$X_b = \{x_{b1}, \dots, x_{bn}\}$ – координаты граничной точки области работоспособности, в которой определяются параметры модели; R_{Tb} – гранично-допустимое входное тепловое сопротивление радиатора.

Коэффициенты a_i находятся численным дифференцированием с помощью средств инженерного проектирования. Сравнение параметров гиперплоскости (2) с параметрами касательной гиперплоскости к гиперповерхности (1) приводит к выражению:

$$c_i = \frac{R_T}{R_T - a_0} \frac{a_i}{x_{bi}} \quad (i = \overline{1,4}) \quad (3)$$

Полученные соотношения однозначно устанавливают коэффициенты эллипсоидной модели и используются при оптимизации размеров элементов конструкций радиатора в стратегии минимальной стоимости (M -стратегия) [8].

2. ОПТИМИЗАЦИЯ МАССЫ РАДИАТОРА

Стратегию минимальной массы можно называть стратегией минимальной стоимости, так как она позволяет уменьшить расход материала и стоимость радиатора. Целевая функция M -стратегии оптимизации штыревого радиатора имеет вид:

$$m = \rho \left[\left((n-1)l_p + d_r n \right)^2 d_p + \frac{\pi n^2 d_r^2 l_r}{4} \right] \rightarrow \min, \quad (4)$$

где ρ – плотность материала; n – количество рядов штырей радиатора.

Оптимизационная задача может быть решена при условии:

$$R_T \leq R_{Tb}. \quad (5)$$

С учетом преобразований размеров (1) целевая функция получает вид:

$$m = \rho \left[\left(\frac{n-1}{x_2} + \frac{n}{x_3} \right)^2 \cdot \frac{1}{x_1} + \frac{\pi n^2}{(2x_3)^2 x_4} \right] \rightarrow \min \quad (6)$$

Решение оптимизационной задачи проводится методом множителей Лагранжа.

Использование в этом методе выражений (6) приводит к сложной системе нелинейных уравнений. Поэтому для упрощения оптимизации использовалась гиперболическая модель весовой функции [8]:

$$G_a(x) = \sum_{i=1}^4 \frac{g_i}{x_i}, \quad (7)$$

где g_i – коэффициенты гиперболической модели.

Коэффициенты модели (7) определяются из условия параллельности касательных гиперплоскостей к гиперповерхностям (6) и (7):

$$g_i = -b_i \cdot x_{bi}^2,$$

где $b_i = \left. \frac{\partial m}{\partial x} \right|_{x_b}$ – линейные коэффициенты разложения функции (6) в ряд Тейлора.

Вспомогательная функция в методе множителей Лагранжа для M -стратегии записывается в виде:

$$L(\lambda) = \sum_{i=1}^4 \frac{g_i}{x_i} + \lambda \sum_{i=1}^4 c_i x_i^2. \quad (8)$$

Оптимальное значение параметров достигается при:

$$\frac{\partial L(\lambda)}{\partial x_i} = 0, \quad (i = \overline{1,4}).$$

В результате составляются уравнения вида:

$$-\frac{g_i}{x_i^2} + 2\lambda c_i x_i = 0, \quad (i = \overline{1,4}). \quad (9)$$

Решение системы уравнений, составленной из уравнений (1) и (9) приводит к оптимальным параметрам радиатора при M -стратегии:

$$x_i = \left(\frac{g_i}{c_i} \right)^{1/3} \cdot \sqrt[4]{\frac{R_{Tb}}{\sum_{i=1}^4 (c_i \cdot g_i^2)^{1/3}}}, \quad (i = \overline{1,4}). \quad (10)$$

Значения размеров, полученных с помощью соотношения (10), зависят от положения граничной точки области работоспособности. Поэтому оптимальные значения размеров радиатора определяются в итерационном алгоритме:

Шаг 1. – Определяются начальные размеры радиатора.

Выбирается стандартизированный радиатор. Используются известные процедуры выбора и расчета радиаторов, например [3].

Шаг 2. – Определяются параметры моделей (1), (2) и (7).

Шаг 3. – Определяются оптимальные значения размеров элементов конструкции радиаторов с использованием выражения (10).

Шаг 4. – Проверяется условие:

$$\left| \frac{R_T^{(i)} - R_{Tb}}{R_{Tb}} \right| \leq \varepsilon,$$

где ε – погрешность вычислений.

Если условие не выполняется, то переход на шаг 2. Иначе – конец алгоритма.

Приведенный алгоритм позволяет разрабатывать штыревые радиаторы с одинаковыми размерами однотипных элементов. Подобные радиаторы используются, когда необходимо упростить технологический процесс их изготовления. Алгоритм также может использоваться и при проектировании других типов радиаторов.

3. ПРИМЕНЕНИЕ МЕТОДА

Особенность применения метода рассмотрена на примере штыревого радиатора из алюминиевого сплава АЛ2 с допустимым входным тепловым сопротивлением $R_{Tb}=3$ К/Вт и диаметром основания корпуса полупроводникового прибора 19 мм. Задавалась мощность источника $P=10$ Вт и температура окружающей среды $t_c=40^\circ\text{C}$. Принимался коэффициент черноты поверхности радиатора $\epsilon=0,91$.

Этим условиям удовлетворяет выбранный радиатор с размерами:

- диаметр штыря $d_r=3$ мм;
- высота штыря $l_r=20$ мм;
- толщина основания $d_p=5$ мм;
- шаг штырей для свободной конвекции

$l_p=4$ мм.

На квадратном основании радиатора размещена штыревая решетка коридорного типа. Количество штырей в каждом ряду решетки составляет $n=13$.

Предложенный алгоритм обеспечивает сходимость итерационного процесса за несколько итераций, что подтверждает его высокую эффективность. Для оценки сходимости алгоритма использовались графики, представленные на рис. 2, где i – количество итераций.

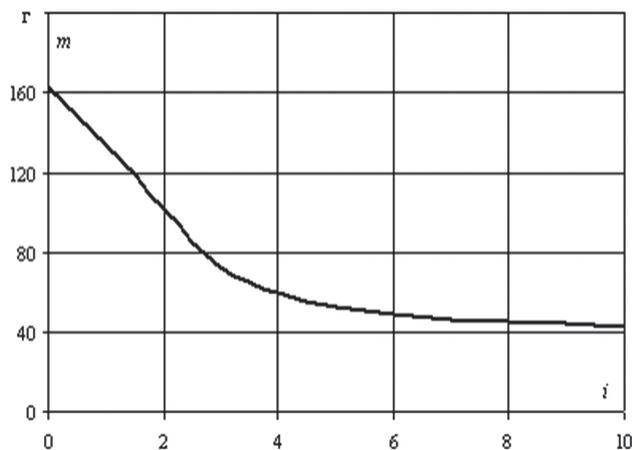


Рис. 2. Сходимость итерационного процесса

Из рис. 2 видно, что уже на 9-10 итерациях процесс оптимизации может быть завершён.

Размеры исходного и оптимизированного радиаторов приведены в табл. 1.

Из табл. 1 видно, что выбор стратегии приводит к существенному изменению размеров ребер и участков основания. По сравнению с исходным

радиатором M -стратегия проектирования привела к уменьшению толщины основания и диаметра штырей примерно в 3 раза. Одновременно увеличивались высота штырей и их шаг. Массогабаритные показатели исследуемых радиаторов приведены в табл. 2.

Таблица 1

Размеры радиатора

Стратегия	d_p , мм	l_p , мм	d_r , мм	l_r , мм
Исходный радиатор	5	4	3	20
M	1,43	6,02	0,975	47,344

Таблица 2

Массогабаритные показатели радиаторов

Стратегия	m , г	V , см ³	mV , г·дм ³
Исходный радиатор	163,6	189,2	31,0
M	43,2	351,7	15,2

Как и следовало ожидать, после оптимизации произошло существенное уменьшение массы радиатора. По сравнению с исходным радиатором, масса уменьшилась в 3,8 раза. Объем радиатора при этой стратегии по сравнению с начальным увеличился в 1,9 раза.

ВЫВОДЫ

Предложенный метод проектирования штыревых радиаторов с помощью средств инженерного анализа позволяет существенно улучшить их массогабаритные показатели. Процедура проектирования реализована в виде итерационного алгоритма, который учитывает нелинейные свойства входных тепловых сопротивлений радиатора. Алгоритм обладает высокой сходимостью, позволяя закончить процедуру оптимизации за несколько итераций.

Сравнение массогабаритных показателей исходного радиатора и радиатора M -стратегии проектирования показало, что M -стратегия приводит к уменьшению массы почти в 4 раза. За это приходится расплачиваться увеличением объема практически в 2 раза. Массогабаритный показатель оптимизированного радиатора по сравнению с начальным уменьшился около двух раз.

Дальнейшее уменьшение массогабаритных показателей радиатора возможно при:

- снятии ограничений на равенство однотипных размеров радиатора;
- использовании штырей треугольной или параболической формы;
- изменении количества штырей.

Это позволит снизить массу радиатора еще на 20-30%. Предложенный метод и алгоритм может использоваться для проектирования двухсторонних штыревых радиаторов и радиаторов с шахматным расположением штырей. В этих случаях необходимы только некоторые изменения выражений для целевой функции.

Литература.

- [1] Роткоп Л.Л., Спокойный Ю.Е. Обеспечение тепловых режимов при конструировании радиоэлектронной аппаратуры. – М.: Сов. радио, 1976. – 232 с.
- [2] Дульнев Г.Н. Тепло- и массообмен в радиоэлектронной аппаратуре: Учебник для вузов по спец. «Конструир. и произв. радиоаппаратуры». – М.: Высш. шк., 1984. – 247 с., ил.
- [3] Скрипников Ю.Ф. Радиаторы для полупроводниковых приборов. – М.: Энергия, 1973. – 48 с., ил.
- [4] Ройзен Л.И., Дулькин И.Н. Тепловой расчет оребренных поверхностей. / Под. ред. В.Г. Фастовского. – М.: Энергия, 1977. – 256 с.
- [5] Алямовский А.А. Инженерные расчеты в SolidWorks Simulation. – М.: ДМК Пресс, 2010. – 464 с., ил, DVD.
- [6] Каплун А.Б., Морозов Е.М., Олферьева М.А. ANSYS в руках инженера: Практическое руководство. – М.: Едиториал УРСС, 2003. – 272с.
- [7] Гончаров П.С., Ельцов М.Ю., Корщиков С.Б. и др. NX для конструктора-машиностроителя. – М.: ДМК Пресс, 2010. – 504 с., ил, CD.
- [8] Шило Г.Н., Гапоненко Н.П., Огренич Е.В. Проектирование радиаторов с оптимальными массогабаритными параметрами // Технология и конструирование в электронной аппаратуре. – 2011. №1-2. – С. 30-33.

Поступила в редколлегию 30.01.2012



Гапоненко Николай Прокофьевич, доцент кафедры КТПР ЗНТУ, канд. техн. наук. Область научных интересов: тепловые режимы и допусковое проектирование электронных аппаратов



Огренич Евгений Викторович, ассистент кафедры КТПР ЗНТУ. Область научных интересов: автоматизации конструирования электронной аппаратуры



Марухняк Марина Сергеевна, магистр кафедры КТПР ЗНТУ. Область научных интересов: конструирование электронной аппаратуры.

УДК 621.396.6.017:004.942

Проектування штирьових радіаторів з оптимальними массогабаритними параметрами / М.П. Гапоненко, М.С. Марухняк, Є.В. Огренич // Прикладна радіоелектроніка: наук.-техн. журнал. – 2012. Том 11. № 1. – С. 112-115.

Моделюються теплові процеси в штирьових радіаторах за допомогою комп'ютерних засобів інженерного аналізу. Отримано оптимізаційні співвідношення. Розглядається стратегія мінімальної маси. Показана можливість у кілька разів зменшити масу радіатора.

Ключові слова: штирьовий радіатор, стратегії проектування, оптимізація, массогабаритні параметри.

Табл. 2. Лл. 2. Бібліогр.: 8 найм.

UDC 621.396.6.017:004.942

Designing pin radiators with optimal mass and overall parameters / N.P. Gaponenko, M.S. Maruhnayak, E.V. Ogrenich // Applied Radio Electronics: Sci. Journ. – 2012. Vol. 11. № 1. – P. 112-115.

Thermal processes in pin radiators with computer facilities of engineering analysis are modelled. Optimizing ratios are obtained. Strategies of the minimum mass are reviewed. The possibility to reduce mass of the radiator by several fold is shown.

Keywords: pin radiator, design strategies, optimization, mass and overall parameters.

Tab. 2. Fig. 2. Ref.: 08 items.

МЕТОДИКА ОЦЕНКИ ТЕМПЕРАТУРНЫХ НАПРЯЖЕНИЙ В МИКРОХОЛОДИЛЬНЫХ УСТРОЙСТВАХ ДЛЯ РАДИОЭЛЕКТРОННОЙ АППАРАТУРЫ

О.Н. ШИНКАРУК, А.В. КЛЕПИКОВСКИЙ, А.Г. ШАЙКО-ШАЙКОВСКИЙ

В статье приведена методика оценки надежности терморегулирующих систем на основе термоэлектрических элементов, что позволяет учесть наряду с электрической прочностью материала элементов их механическую стойкость в многокаскадных конструкциях.

Ключевые слова: радиотехнические средства, терморегулирующие системы, термоэлектрические элементы, механические напряжения, элементы Пельтье, температурные колебания.

Постоянный рост функциональности и сложности радиотехнических средств (РТО), привело к значительному усложнению методологии оценки и обеспечения их надежности. Особенно актуальным является вопрос обеспечения надежности функционирования РТО в специфических условиях климатической и температурной динамики, характерно многим современным приемопередающим системам (приемо-передатчики в системе сотовой связи, радиолокационные станции и т.д.). Кроме того, миниатюризация и постоянное увеличение вычислительной мощности микро-ЭВМ, применяемых в РТО, привело еще и к появлению значительного внутренне системной температурной динамики, в результате чего возникла необходимость применения дополнительных термостабилизирующих подсистем. В простейшем случае - это воздушные или жидкостные охладители, а в более сложном - термоэлектрические элементы Пельтье, которые дают возможность электронно регулировать температуру в широком диапазоне. Однако, из-за применения элементов Пельтье в виде многокаскадных конструкций, задача оценки их надежности значительно усложняется, поскольку ее необходимо проводить не только по показателям электрической, но и по показателям механической прочности. Это связано с тем, что высокая температурная динамика отдельных элементов приводит к появлению значительных механических напряжений как в самой конструкции элементов Пельтье, так и в элементах узлов РТС, температуру которых они стабилизируют.

Цель данной работы заключается в разработке методики оценки величин температурных напряжений в многокаскадных конструкциях термоэлектрических элементов, что позволяет учесть диапазон возможных значений температурных колебаний, физико-механические характеристики материалов, входящих в состав конструкций, а также учесть допуски на размеры различных элементов.

Оценка механических напряжений в многокаскадных конструкциях термоэлектрических элементов (ТЭЭ), зависит от многих факторов. Основными из них являются свойства материала

самого термоэлемента, его физико-механические характеристики, свойства материала припоя, с помощью которого термоэлемент крепится к токопроводящей полоске на ситаловый подложке, от геометрических размеров и формы элементов конструкции и перепадам температуры ΔT , возникающие на каждом каскаде.

Следует учесть, что разброс значений физико-механических характеристик материалов, колебания размеров элементов, толщины слоев припоя (даже в пределах допуска), может привести, при номинальных размерах конструкции, весьма существенных колебаний исходной функции напряжений, то есть — влияющие на значение усилий, которые возникают по торцам термоэлементов и на величины механических напряжений, которые при этом появляются в материале конструкции [1].

В работе рассмотрены три возможных случая:

а) размеры термоэлемента, а также — слоев припоя находится в номинальных значениях размеров (рис. 1);

б) призмы термоэлементов изготовленные на верхней границе допуска на размер, а толщина каждого из слоев припоя равна половинные разницы расстояния между теплопереходами и является максимальной в пределах допуска длины термоэлемента;

в) призма термоэлемента изготовлена на нижней границе допуска ее длины, а толщина слоев припоя в данном случае является максимальным и равна половине разницы между расстояниями теплопереходов и минимальной длины призмы термоэлемента.

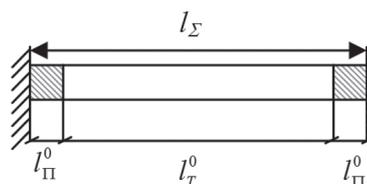


Рис. 1. Расчетная схема размеров термоэлемента при номинальных значениях размеров (l_T^0 — номинальная длина термоэлементов, l_{Π}^0 — номинальная толщина слоев припоя, l_{Σ} — суммарное расстояние между теплопереходами)

Реакцию между теплопереходами и термоэлементами (рис. 1), можно рассчитать по выражению:

$$R = \frac{(t_2 - t_1)(2\alpha_{\Pi} L_{\Pi}^0 + \alpha_T L_T^0) F}{\frac{2L_{\Pi}^0}{E_{\Pi}} + \frac{L_T^0}{E_T}} \quad (1)$$

или напряжения:

$$\sigma = \frac{(t_2 - t_1)(2\alpha_{\Pi} L_{\Pi}^0 + \alpha_T L_T^0)}{\frac{2L_{\Pi}^0}{E_{\Pi}} + \frac{L_T^0}{E_T}} \quad (2)$$

где t_1 и t_2 – значения начальных и конечных величин температур; α_T – коэффициент линейного температурного расширения термоэлектрического материала; E_{Π} – модуль упругости I-го рода материала припоя; α_{Π} – коэффициент линейного температурного расширения материала припоя; E_T – модуль упругости I-го рода материала термоэлемента; L_T^0 – номинальное значение длины термоэлемента; L_{Π}^0 – номинальное значение толщины слоя припоя.

Если учитывать, что в каждом каскаде komponуются термоэлементы разной длины, размеры которых находятся в пределах допуска, но на верхней границе или выше номинального значения, а также ниже номинального значения, вплоть до нижней величины поля допуска, то это значительно сложнее влиять на общую картину распределения усилий, напряжений и перемещений в целом. Итак, если учесть температурные деформации, то есть перемещение теплопереходов результате воздействий температуры, то положение их торцевых поверхностей будет разным (так их первоначальная длина будет также различной).

Тогда нормальные напряжения в материале термоэлементов могут быть рассчитаны по следующей формуле:

$$\sigma = \frac{R}{F}, \quad (3)$$

$$\sigma = \frac{\Delta}{\frac{2(L_{\Pi}^{\min} + L_{\Pi}^{\max})[1 - \alpha_{\Pi}(t_2 - t_1)]}{E_{\Pi}} + \frac{(L_T^{\min} + L_T^{\max})[1 - \alpha_T(t_2 - t_1)]}{E_T}}$$

где Δ – зазор между торцевыми поверхностями термоэлементов и теплопереходом; σ – допустимое значение напряжений; L_{Π}^{\max} – максимальное значение толщины слоя припоя; L_{Π}^{\min} – минимальное значение толщины слоя припоя; L_T^{\max} – максимальное значение длины термоэлемента; L_T^{\min} – минимальное значение длины термоэлемента.

Для практических расчетов были рассмотрены три случая, для которых использованы следующие значения:

Случай а): $L_T^0 = 14 \cdot 10^{-4} \text{ м}$, $L_{\Pi}^0 = 0,5 \cdot 10^{-4} \text{ м}$, $L_{\Sigma} = 15 \cdot 10^{-4} \text{ м}$, $E_T = (2 \times 10) \cdot 10^{10} \text{ Н/м}^2$, $E_{\Pi} = 1,2 \cdot 10^{10} \text{ Н/м}^2$, $\alpha_{\Pi} = 24,7 \cdot 10^{-6} \text{ м}^1/\text{град}$, $\alpha_T = 22,2 \cdot 10^{-6} \text{ м}^1/\text{град}$, $t_1 = 20^\circ \text{С}$, $t_2 = -60^\circ \text{С}$.

Случай б) $L_T^{\max} = 14,2 \cdot 10^{-4} \text{ м}$, $L_{\Pi}^{\min} = 0,4 \cdot 10^{-4} \text{ м}$, $L_{\Sigma} = 15 \cdot 10^{-4} \text{ м}$, $E_T = (2 \times 10) \cdot 10^{10} \text{ Н/м}^2$, $E_{\Pi} = 1,2 \cdot 10^{10} \text{ Н/м}^2$, $\alpha_{\Pi} = 24,7 \cdot 10^{-6} \text{ м}^1/\text{град}$, $\alpha_T = 22,2 \cdot 10^{-6} \text{ м}^1/\text{град}$, $t_1 = 20^\circ \text{С}$, $t_2 = -60^\circ \text{С}$.

Случай в) $L_T^{\min} = 13,8 \cdot 10^{-4} \text{ м}$, $L_{\Pi}^{\max} = 0,6 \cdot 10^{-4} \text{ м}$, $L_{\Sigma} = 15 \cdot 10^{-4} \text{ м}$, $E_T = (2 \times 10) \cdot 10^{10} \text{ Н/м}^2$, $E_{\Pi} = 1,2 \cdot 10^{10} \text{ Н/м}^2$, $\alpha_{\Pi} = 24,7 \cdot 10^{-6} \text{ м}^1/\text{град}$, $\alpha_T = 22,2 \cdot 10^{-6} \text{ м}^1/\text{град}$, $t_1 = 20^\circ \text{С}$, $t_2 = -60^\circ \text{С}$.

Подставляя в уравнение (3) соответствующие числовые значения получены:

$$\sigma = 0,1261 \text{ МПа} = 1,28 \text{ кг/см}^2.$$

Если принять, что разброс значений длины термоэлементов происходит в соответствии с нормальным законом распределения, принимая во внимание сформулированные выше предположения можно сделать вывод, что величина механических напряжений в материале термоэлементов результате действия влияния перепада температур и в результате деформации всей системы в целом, незначительное и не создает угрозы механической целостности изделия.

Однако, важно исследовать как влияет на прочность конструкции разброс значений модуля упругости I-го рода материала термоэлементов, который в соответствии с справочным данным может колебаться в достаточно широких пределах: $E_T = (2 \times 10) \cdot 10^{10} \text{ Па}$.

Для случая, когда $E_T = 2 \cdot 10^{10} \text{ Па}$, т.е. находится на нижней границе поля допуска

$$\sigma_{\min} = 5,097 \cdot 10^4 \text{ Па} = 0,52 \text{ кг/см}^2.$$

При условии, что $E_T = 10 \cdot 10^{10} \text{ Па}$, т.е. находится на верхней границе поля допуска

$$\sigma_{\max} = 17,88 \cdot 10^4 \text{ Па} = 1,82 \text{ кг/см}^2.$$

Итак, изменение величины модуля упругости I-го рода несущественно влияет на прочность термоэлементов, поскольку напряжение хотя и отличаются в несколько раз, но их величина остается по модулю достаточно существенна.

Эти соотношения могут быть разными, главная цель – определить методику расчета напряжений в материале термоэлементов при любых, произвольных соотношениях.

Учитывая все указанное выше получим видоизмененный выражение (1) учитывающий все перечисленные факторы:

$$R = \Delta \cdot F \quad (4)$$

$$\frac{2[1 - \alpha_{\Pi}(t_2 - t_1)] \left(\frac{L_{\Pi}^{\min}}{31} + \frac{L_{\Pi}^{\max}}{6} \right) + \frac{[1 - \alpha_T(t_2 - t_1)] \left(\frac{L_T^{\min}}{31} + \frac{L_T^{\max}}{6} \right)}{E_T}$$

Из проведенных расчетов видно, что разброс значений допуска модуля упругости термоэлектрического материала E_T (E_T^{\max} , E_T^{\min}) не влияет существенно на прочность изделия в целом из-за создания значительных механических напряжений в кристаллах Bi_2Te_3 от перепада температур.

Аналогичный вывод справедлив также при оценке влияния на прочность изделий возможных температурных колебаний, в пределах

допуска длины термоэлементов, создаваемых каждым каскадом. Если одновременно учитывать возможный разброс значений модуля упругости I-го рода термоэлектрического материала и технологические колебания в пределах допуска длины термоэлементов, то расчеты с учетом принятых выше численных значений всех параметров позволяют рассчитать интервалы возможных значений напряжений, графически изображении на рис. 2.

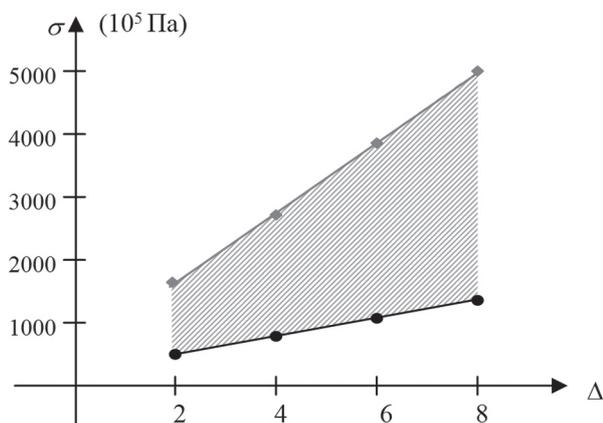


Рис. 2. Область возможных разбросов напряжения, которые могут возникнуть в термоэлементах при колебании значений модуля упругости I-го рода

Таким образом, возможные эксплуатационные напряжения не превышают допустимых значений в статических режимах работы и как показали расчеты, даже при экстремально возможных режимах, с учетом максимальных значений допусков на изготовление при холодном ударе: $(t_2 - t_1) = 28 \text{ }^\circ\text{C}$, и при горячем ударе: $(t_2 - t_1) = 50 \text{ }^\circ\text{C}$, значения механических напряжений будут составлять: $\sigma = [(-0,1542) \times (-0,2744)] \text{ МПа}$. С учетом возможных колебаний значений модуля упругости I-го рода эти значения будут $\sigma = [(16,02 \times 22,59)] \text{ МПа}$ [2].

Полученные величины также не превышают допустимых значений действующих напряжений в статических режимах.

Приведенная методика позволяет оценить надежность термоэлектрических элементов с учетом гораздо более широкого спектра возможных факторов, что особенно актуально при их комплексировании. Проведенные расчеты показали, что при небольшом количестве элементов и при их невысоком температурном колебании величина механических напряжений в материале термоэлементов через действие температурных перепадов в различных точках конструкции незначительная и не создает угрозы механической целостности изделия. Однако в экстремальных условиях диапазон механических колебаний становится опасным для целостности конструкции терморегулирующей системы, особенно в предельных точках геометрической формы отдельных элементов, в местах их электрического контакта. Кроме того, ситуация может значительно

ухудшиться, если к общей картине добавить еще возможны механические вибрации всей РТО в целом и термоэлектрической системы в частности.

Литература

- [1] Клепиковский А.В. Методика проектного підвищення надійності технічних систем з декількома степенями свободи / А.В. Клепиковський: тези доп. III Всеукр. наук.-техн. конф. [“Актуальні проблеми комп’ютерних технологій”], (Хмельницький, 30 квітня 2009 р.). – 2009. – С. 59-61.
- [2] Клепиковский А.В., Шайко-Шайковський О.Г. Конструктивно-технологічні шляхи керування параметрами термоелектричного охолоджувача на модулях Пельтье // Термоелектрика. – 2003. – № 3. – С. 80-83.

Поступила в редколлегию 14.02.2012



Шинкарук Олег Николаевич, доктор технических наук, проф., зав. кафедры радиотехники и связи Хмельницкого национального университета; радиотехнические системы, надежность сложных технических систем.



Клепиковский Андрей Валериевич, аспирант, кафедра биофизики, Буковинский государственный медицинский университет, г. Черновцы. Область научных интересов: радиоэлектронные приборы и устройства, их использование в медицине.



Шайко-Шайковський Александр Геннадиевич, доктор технических наук, проф., проф. кафедры общей физики Черновицкого национального университета имени Юрия Федьковича. Область научных интересов: радиоэлектронные приборы, системы, устройства (прочность, виброустойчивость, защита от механических воздействий), биомеханика.

УДК 621.396.67

Методика оцінки температурних напружень в мікрохолодильних пристроях для радіоелектронної апаратури / О.М. Шинкарук, А.В. Клепиковський, О.Г. Шайко-Шайковський // Прикладна радіоелектроніка: наук.-техн. журнал. – 2012. Том 11. № 1. – С. 116-119.

Робота виробів радіоелектронної апаратури пов'язана з температурними впливами, зумовленими як зовнішніми впливами, так і специфікою їх роботи, функціональними зв'язками самих пристроїв. Температурні деформації, які при цьому виникають, залежать від матеріалів, що використовуються при створенні виробів, точності виготовлення компонентів і комплектуючих, технології складання та випробування виробів.

У роботі викладена методика оцінки цих температурних напружень, що враховує, крім перерахованих вище факторів, також розкид фізико-механічних характеристик використовуваних матеріалів, що дозволяє на етапі проектування оцінювати працездатності майбутніх виробів.

Ключові слова: радіотехнічні засоби, терморегулюючі системи, термоелектричні елементи, механічні напруження, елементи Пельтьє, температурні коливання.

Л. 2. Бібліогр.: 2 найм.

UDC 621.396.67

Method of estimating the thermal stresses in microrefrigerating devices for radio-electronic equipment / O.N. Shynkaruk, A.V. Klepikovskii, O.G. Shaiko-Shaikovskii // Applied Radio Electronics: Sci. Journ. – 2012. Vol. 11. № 1. – P. 116-119.

This paper provides the methodology of estimating the reliability of thermoregulatory systems on the basis of thermoelectric elements, which allows to take into account together with the electric strength of the material of elements their mechanical durability in multistage arrangements.

Keywords: radio aids, thermoregulatory systems, thermoelectric elements, mechanical stress, Peltier elements, temperature fluctuations.

Fig. 2. Ref.: 2 items.

АППАРАТНО-ПРОГРАММНЫЙ КОМПЛЕКС ДЛЯ ИССЛЕДОВАНИЯ СТАТОДИНАМИЧЕСКОЙ УСТОЙЧИВОСТИ ЧЕЛОВЕКА

М.Л. КОЧИНА, А.А. КАМИНСКИЙ

В работе описан аппаратно-программный комплекс, предназначенный для исследования функционального состояния вестибулярной системы человека. Комплекс может применяться при профессиональном отборе, предрейсовом контроле на транспорте, диагностике состояния больных с неврологической, ортопедической и оториноларингологической патологией.

Ключевые слова: стабилография, вестибулярная система, функциональное состояние, автоматизированный комплекс.

ВВЕДЕНИЕ

Вестибулярная система играет наряду со зрительной и соматосенсорной системами ведущую роль в поддержании равновесия человеком. Сохранение равновесия – это сложный рефлекторный процесс, контролируемый непрерывным потоком импульсов, идущих от мышц, проприорецепторов сухожилий, кожных экстерорецепторов, вестибулярного и зрительного аппарата к соответствующим отделам ЦНС. При потере равновесия эти импульсы активируют рефлекторные сокращения мышечных волокон для восстановления равновесия. Таким образом, рефлекторные сокращения мускулатуры являются причиной непрерывных колебаний тела человека, направленных на поддержание равновесия [1].

Исследование статодинамической устойчивости человека (стабилография) позволяет получать значительное количество клинически ценной информации. Это связано с тем, что характеристики колебаний, направленных на поддержание равновесия, в частности их амплитуда, частота и направление в проекции на плоскость опоры являются чувствительными параметрами, отражающими состояние различных систем, включенных в поддержание равновесия [2].

Стабилография относится к новым перспективным технологиям медицины. В настоящее время компьютерная стабилография успешно используется при диагностике нарушений опорно-двигательного аппарата человека, дифференциальной оценке атаксий, для подбора дополнительных средств опоры, для экспресс-оценки психофизиологического состояния человека при предрейсовом, предстартовом, предполетном, предсменном контроле, а также в реабилитологии [2].

Стабилографические исследования в настоящее время мало используются для практических целей, поскольку отсутствуют стандарты и рекомендации по их проведению при разных видах деятельности. С другой стороны, недостаточен и парк приборов для стабилографии в Украине. Как правило, существующие системы реализованы в виде аппаратно-программных комплексов. Аппаратная часть представляет собой платформу, снабженную

тензометрическими датчиками и соединенную с компьютером. На компьютере устанавливается программное обеспечение, предназначенное для отображения, анализа и хранения информации, принимаемой от платформы. К таким комплексам можно отнести: «СТАБИЛАН-01» (ЗАО «ОКБ РИТМ», г. Таганрог) [3], «МБН Стабило» (ООО НМФ МБН, г. Москва) [4] и ST-150 (ООО «Мера-ТСП», г. Москва) [5].

В соответствии с приказами Министерства здравоохранения Украины и Государственного комитета по надзору за охраной труда повсеместно создаются центры для проведения психофизиологической экспертизы лиц, деятельность которых связана с повышенной опасностью для здоровья и жизни. Оснащение таких центров стабилографическими системами позволило бы значительно повысить качество профессионального отбора. Однако, существующие в настоящее время стабилографические системы, в основном, предназначены для проведения клинических исследований, сложны в освоении, имеют большое количество не используемых дополнительных функций, дороги в обслуживании.

Всё это свидетельствует о необходимости разработки и создания автоматизированных систем, предназначенных для стабилографических исследований, которые должны быть простыми в использовании и производстве, надежными и доступными по цене для лечебных учреждений Украины.

Целью данной работы является разработка многофункционального устройства для исследования статодинамической устойчивости человека.

1. МЕТОДЫ

Чаще всего стабилометрическое исследование проводится в вертикальном положении пациента на тензометрической платформе. Применяемые методики таких исследований различны. Базовой является методика регистрации стабилометрических параметров неподвижно стоящего человека, другие методики сочетают регистрацию с разнообразными функциональными пробами. Например, регистрацию стабилометрических параметров проводят при различных положениях тела

испытуемого или сочетают с различными воздействиями на его органы чувств [2]. При стабилметрическом обследовании лиц со значительной двигательной патологией, когда есть риск падения больного, используют системы страховки. Это могут быть ручные опоры или страховочные ремни.

Тензометрическая платформа имеет простое конструктивное исполнение (рис. 1). На неподвижном основании (1) закреплена верхняя плита (2), установленная на тензодатчики (3), которые располагаются по углам платформы.

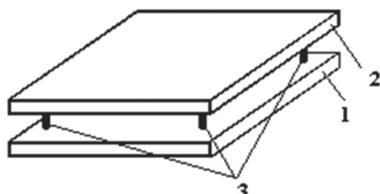


Рис. 1. Конструктивное исполнение платформы стаблогографа

Исследуемый размещается на верхней платформе. В результате действия механизмов поддержания вертикальной позы центр масс человека, находящийся в начальный момент времени в точке А, будет перемещаться в случайном направлении (рис. 2).

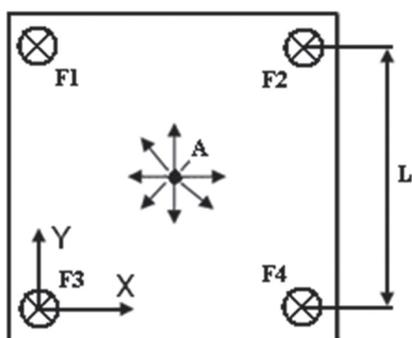


Рис. 2. Схематическое изображение сил, действующих на верхнюю платформу стаблогографа (F1...F4 – силы, действующие на тензодатчики, L – расстояние между тензодатчиками)

Траектория перемещения точки А по платформе описывается соотношениями (1).

$$\begin{aligned} R_x(t) &= \frac{F_3(t) + F_4(t)}{F_1(t) + F_2(t) + F_3(t) + F_4(t)} \cdot L; \\ R_y(t) &= \frac{F_1(t) + F_3(t)}{F_1(t) + F_2(t) + F_3(t) + F_4(t)} \cdot L; \end{aligned} \quad (1)$$

где $R_x(t)$, $R_y(t)$ – траектории перемещения точки А вдоль осей X и Y соответственно.

Колебания центра масс человека носят периодический характер и составляют примерно 78 и 60 колебаний в минуту в сагитальной и фронтальной плоскостях соответственно. Величина отклонения колеблется в зависимости от роста человека, и может находиться в пределах от 10 до 20 мм. Физически это представляется как перемещение проекции общего центра масс на плоскость опорной платформы относительно условного центра на указанное расстояние [6].

Специальные исследования показали, что регистрируемые при стаблогографии изменения реакции опор прибора обусловлены лишь весом испытуемого и величиной смещения проекции общего центра масс его тела [6].

2. ПРИНЦИП РАБОТЫ ПРИБОРА

Для регистрации перемещения общего центра масс человека разработана функциональная схема стаблогографа, изображенная на рис. 3.

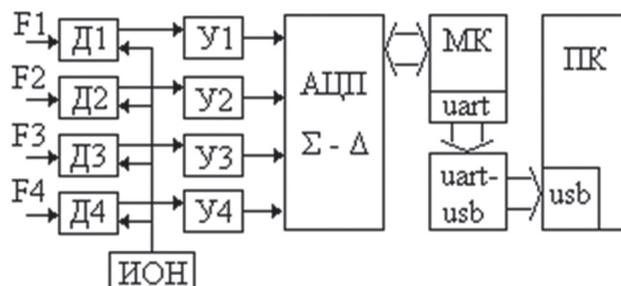


Рис. 3. Функциональная схема стаблогографа (D1-D4 – тензодатчики, U1-U4 – предварительные усилители, ИОН – источник опорного напряжения, АЦП – аналогово-цифровой преобразователь, МК – микроконтроллер, uart-usb – преобразователь интерфейсов, ПК – персональный компьютер)

Тензодатчики преобразуют напряжение ИОН в выходной дифференциальный сигнал, пропорциональный силе, действующей на датчик. Эти сигналы поступают на входы предварительных усилителей, обеспечивающих преобразование дифференциальных сигналов в усиленные однополярные сигналы, которые затем поступают на входы АЦП. МК через шину SPI обеспечивает управление процессом оцифровки сигналов в АЦП и формирование пакетов данных, которые передаются в ПК посредством универсального асинхронного приема-передатчика (UART). Между ПК и МК установлен преобразователь интерфейсов UART/USB.

Принципиальная схема тензодатчика и предварительного усилителя показана на рис. 4. Каждый тензодатчик представляет собой мостовое включение двух тензорезисторов, приклеенных к упругой пластине, и двух постоянных резисторов. Одно плечо моста подключено к прецизионному источнику опорного напряжения REF3125 [7], а ко второму плечу подключены входы микросхемы AD620 [8], которая является прецизионным инструментальным усилителем. Емкости, подключенные параллельно входам микросхемы, обеспечивают защиту устройства от действия высокочастотных наводок.

С выходов инструментальных усилителей сигналы поступают на входы мультиплексированного 16-ти разрядного $\Sigma - \Delta$ АЦП AD7708 [9] (рис. 5). Полосу регистрируемых сигналов задают RC-цепочки с полосой среза 3,4 Гц. Входы АЦП AIN1-AIN4 работают в однополярном режиме без усиления, при этом опорное напряжение (5 В) задается стабилитроном.

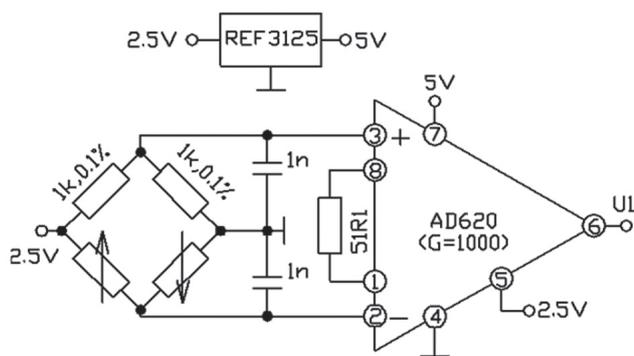


Рис. 4. Электрическая принципиальная схема тензодатчика и предварительного усилителя стабиллографа

Микросхема AD7708 работает в режиме коррекции нуля (chop enabled), при этом задействуется встроенный SINC3-фильтр, который позволяет добиться большей частоты дискретизации при условии подавления сетевой наводки, по сравнению с режимом без коррекции нуля (chop disabled), что объясняется разной формой АЧХ фильтра в этих режимах.

Частота дискретизации АЦП, равная 105,3 Гц, определяет вид АЧХ SINC3-фильтра (рис. 6). В таком режиме частота среза равна 25,2 Гц, подавление сетевой наводки – 23,6 дБ. Следует учесть, что частота дискретизации, приходящаяся на один канал, учитывая время переключения мультиплексора, составляет 13,163 Гц.

После оцифровки данные передаются в МК ATmega8 [10] через последовательный интерфейс SPI. Связь между МК и ПК осуществляется через UART/USB преобразователь FT232R [11].

Устройство и ПК гальванически развязаны по питанию посредством DC/DC преобразователя, и по шине данных посредством оптопары. Питание устройства осуществляется от шины USB, ток потребления не превышает 100 мА.

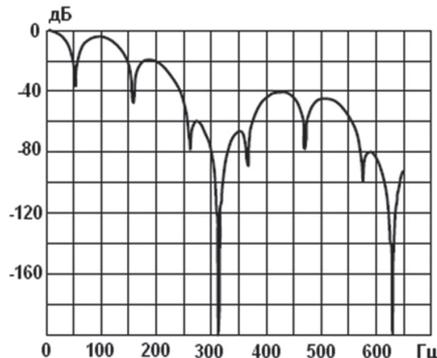


Рис. 6. АЧХ SINC3-фильтра

При разработке устройства особое внимание уделялось совместимости с ПК. Связь с ПК происходит через виртуальный COM-порт, драйвера, на который имеются под операционные системы семейства Windows, Linux, MacOS. Кроме того, по требованию можно изготовить версии прибора для компьютеров без шины USB, а так же с беспроводными адаптерами. Гибкость решения позволяет интегрировать прибор в уже существующие системы путем несложной его доработки.

Протокол обмена между ПК и платформой стабиллографа достаточно прост. Данные передаются только в одном направлении от прибора к ПК в виде коротких сообщений длиной 8 байт. Один пакет данных состоит из 16 таких сообщений: вначале идут 4 сообщения заполненные

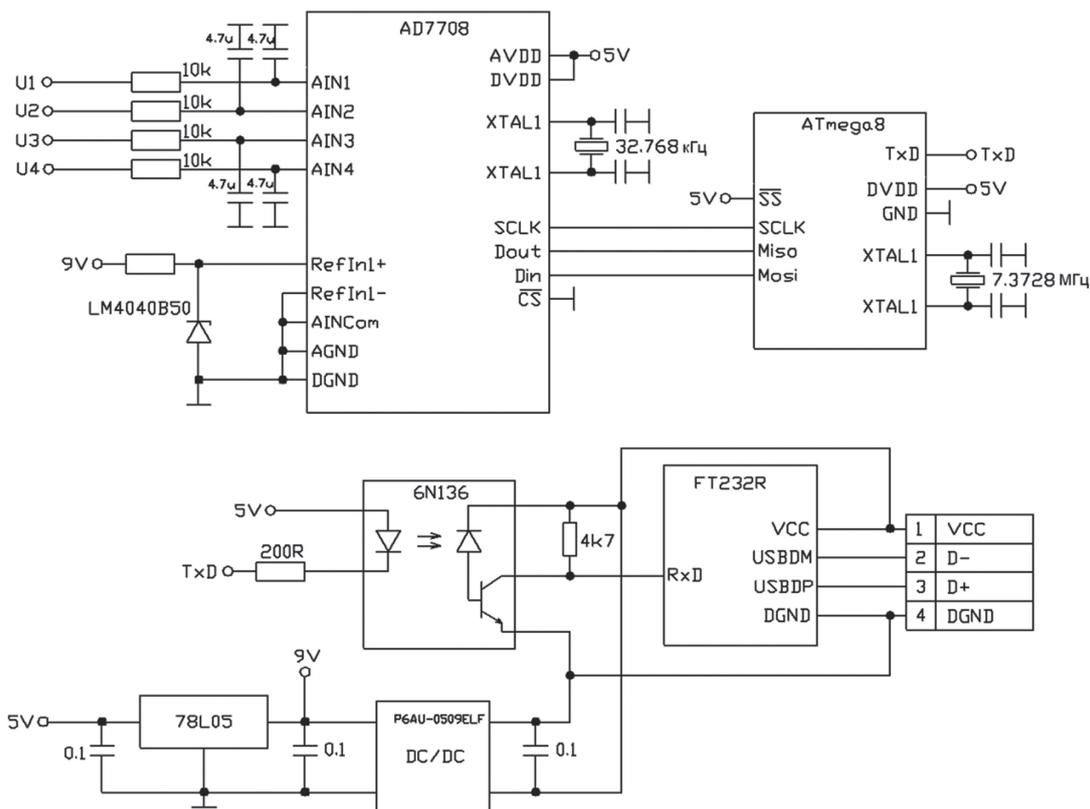


Рис. 5. Схема электрическая принципиальная цифрового блока стабиллографа

нулями, затем 8 сообщений с данными (последовательно записанные двухбайтные выборочные данные каждого канала АЦП) и в конце 4 сообщения заполненные единицами. На приемном конце в ПК реализован несложный алгоритм декодирования этих сообщений.

Управление прибором осуществляется программой «Easy HRV», предназначенной для IBM-совместимых компьютеров с операционной системы Windows 2000/XP/Vista/7. Приложение написано с использованием Borland Builder 2006 на языке C++. Разработанная программа обеспечивает управление и ведение базы данных, в которой сведены личные данные испытуемого и результаты проведенных исследований.

3. РЕЗУЛЬТАТЫ ИСПЫТАНИЙ

С целью оценки работы аппаратно-программного комплекса была записана стабилграмма человека в процессе поддержания вертикальной позы. Продолжительность записи составляет 1 мин, вес испытуемого равен 67 кг, рост – 192 см. На рис. 7 и рис. 8 отображена запись сабилогаммы в фронтальной и сагиттальной плоскостях соответственно.

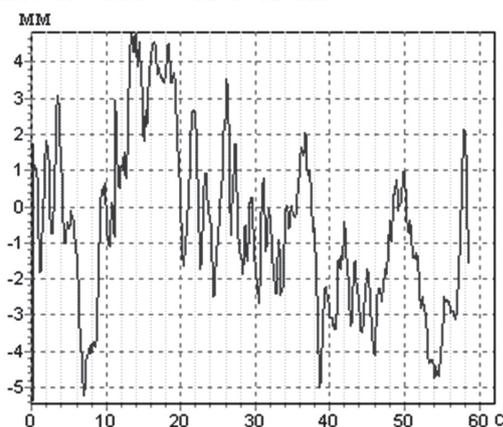


Рис. 7. Стабилграмма, фронтальная плоскость

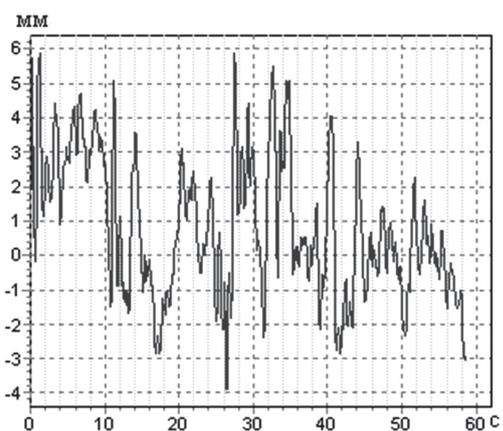


Рис. 8. Стабилграмма, сагиттальная плоскость

Основные характеристики записи стабилграммы приведены в табл. 1. Из полученных данных видно, что размах колебаний центра масс в ортогональных плоскостях приблизительно одинаковый, колебания в сагиттальной плоскости более высокочастотные, смещение общего центра

масс (характеризуется математическим ожиданием) невелико по сравнению с амплитудой сигнала. Стандартное отклонение, характеризующие мощность сигнала, выявляет незначительное преобладание колебаний во фронтальной плоскости.

Таблица 1

Характеристики стабилграммы

Характеристики стабилграммы	Плоскость	
	Фронтальная	Сагиттальная
Математическое ожидание, мм	-0,52	0,82
Стандартное отклонение, мм	2,32	2,02
Размах, мм	10,27	9,79
Полоса частот 90% энергии, Гц	0,41	0,86

Также были проведены экспериментальные исследования целью которых была оценка соотношения сигнал/шум (С/Ш) устройства. Для этого на платформе был размещен статический груз весом $P = 67$ кг и осуществлена запись стабилграммы, отображенной в ортогональных плоскостях на рис. 9 и 10. Фактически полученная запись – это шум интегральных микросхем, при этом его среднеквадратическое значение (СКО) $\sigma_{ш}^{x,y}$ будет определять соотношение С/Ш устройства. Следует учесть, что определяющее влияние на эту величину будет оказывать вес груза: СКО шума обратно пропорционально весу груза. Это следует из выражения (1), если учесть, что в знаменателе для этого случая будет записана сумма веса груза и некоторой шумовой составляющей.

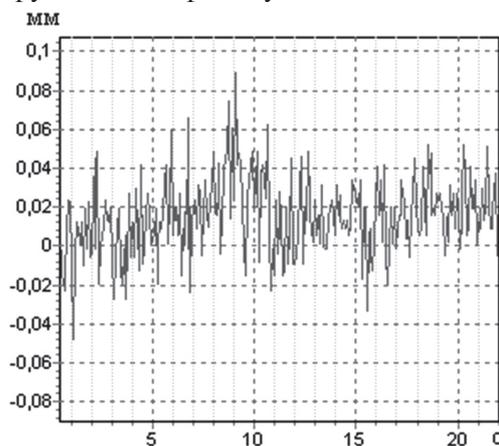


Рис. 9. Шум стабилграфа, фронтальная плоскость

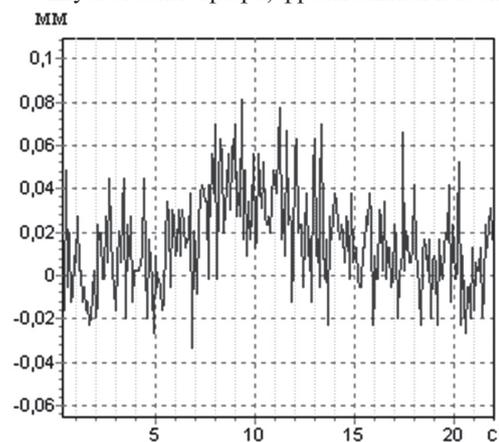


Рис. 10. Шум стабилграфа, сагиттальная плоскость

Таким образом, СКО шума $\sigma_{ш}^{x,y} \approx 0,016$ мм, тогда если принять СКО сигнала $\sigma_c \approx 2$ мм (исходя из табл. 1) получим соотношение С/Ш = 42 дБ. Критериев качества для записей стабилотграмм не разработано, но, сравнивая это значение со стандартами для видеосигнала, можно считать соотношение приемлемым.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Разработанный аппаратно-программный комплекс позволяет автоматизировать процесс оценки функционального состояния человека по показателям стабилотграммы и имеет несколько преимуществ перед аналогами:

- позволяет упростить процедуру исследования посредством изменения формы представления результатов в зависимости от поставленных задач (профессиональный отбор, психофизиологическая экспертиза, оценка текущего функционального состояния человека);

- имеет простую общую конструкцию, выполнен на современной элементной базе, что упрощает его обслуживание;

- питается от USB-порта ПК, что позволяет использовать комплекс совместно с портативным компьютером типа notebook.

В результате испытаний комплекса установлено, что соотношение сигнал/шум при записи стабилотграммы составляет 42 дБ, что является приемлемым для стабилотметрических систем медицинского назначения.

В перспективе комплекс может быть дополнен каналом ритмокардиографии, что позволит повысить точность оценки функционального состояния человека.

Литература.

- [1] *Shephard, Neil T. et al*, "Functional operation of the balance system in daily lives." *Otolaryngology Clinics of North America*: June 2000, Vol. 33, No 3; pgs 455-469.
- [2] *Скворцов Д. В.* Диагностика двигательной патологии инструментальными методами: анализ походки, стабилотметрия / Д. В. Скворцов. – М.: МБН, 2007. – 640 с.
- [3] ЗАО ОКБ «Ритм»: Стабилоанализатор компьютерный с биологической обратной связью [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.rista.ru/production/stabila/index.htm>.
- [4] МБН Научно-медицинская фирма: МБН Стабило [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://www.mbn.ru/item_stabilo.html.
- [5] БИОМЕРА Электронные средства измерения: Стабилотметрический комплекс ST-150 [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.biomera.ru/production/st-150/>.
- [6] *Гурфинкель В. С.* Регуляция позы человека / В.С. Гурфинкель, Я.М. Коц, М.Л. Шик // М.: Наука, 1965. – С. 36-37.
- [7] *Taxes Instruments: Series Voltage Reference* [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://focus.ti.com/docs/prod/folders/print/ref3125.html>.
- [8] *Analog Devices: Instrumentation Amplifier* [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.analog.com/en/other-products/militaryaerospace/ad620/products/product.html>.

[com/en/other-products/militaryaerospace/ad620/products/product.html](http://www.analog.com/en/other-products/militaryaerospace/ad620/products/product.html).

- [9] *Analog Devices: Analog to Digital Converters* [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.analog.com/en/analog-to-digital-converters/ad-converters/ad7708/products/product.html>.
- [10] *Atmel Corporation: AVR Solutions – Atmega8* [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://www.atmel.com/dyn/resources/prod_documents/doc2486.pdf.
- [11] *FTDI Chip: FT232R - USB UART IC* [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.ftdichip.com/Products/ICs/FT232R.htm>.

Поступила в редколлегию 21.02.2012



Кочина Марина Леонидовна, доктор биологических наук, ведущий научный сотрудник Харьковского национального медицинского университета. Область научных интересов: исследование и моделирование механизмов взаимодействия электромагнитного излучения с биологическими объектами, медицинская и биологическая кибернетика.



Каминский Антон Александрович, магистр, выпускник ХНУРЭ, аспирант кафедры радиоэлектронных устройств ХНУРЭ. Область научных интересов: проблемы обработки и представления сигналов биологического происхождения, цифровая обработка сигналов различной природы.

УДК 621.37:004.891.3:616-07

Апаратно-програмний комплекс для дослідження статодинамічної стійкості людини / М.Л. Кочина, А.О. Камінський // Прикладна радіоелектроніка: наук.-техн. журнал. – 2012. Том 11. № 1. – С. 120-124.

У роботі був розглянутий апаратно-програмний комплекс, призначений для дослідження функціонального стану вестибулярної системи людини. Комплекс може застосовуватися при професійному відборі, передрейсовому контролі на транспорті, діагностиці стану хворих з неврологічною, ортопедичною та оториноларингологічною патологією.

Ключові слова: стабілографія, вестибулярна система, функціональний стан, автоматизований комплекс.

Табл. 01. Лл. 10. Бібліогр.: 11 найм.

UDC 621.37:004.891.3:616-07

Hardware and Software Complex for Balance Function Testing / M.L. Kochina, A.A. Kaminsky // *Applied Radio Electronics: Sci. Journ.* – 2012. Vol. 11. № 1. – P. 120-124.

The paper describes a hardware and software complex designed to study the functional state of man's vestibular system. The complex can be used for professional selection, pre-scheduled inspection in transport, diagnosis of patients with neurological, orthopedic and ENT pathology.

Keywords: posturography, vestibular system, functional state, automated complex.

Tab. 01. Fig. 10. Ref.: 11 items

ПРИКЛАДНАЯ РАДИОЭЛЕКТРОНИКА

Научно-технический журнал

Ответственный секретарь

Е. Б. Исаева

Корректор

А. И. Шахова

Перевод на английский язык

К. Т. Умяров

Компьютерный дизайн и верстка

Е. Б. Исаева

Рекомендовано засіданням Бюро Президії Академії наук прикладної радіоелектроніки
(протокол № 1 від 29.03.2012 р.).

Рекомендовано Вченою радою Харківського національного університету радіоелектроніки
(протокол № 11 від 2.04.2012 р.).

Свідоцтво про державну реєстрацію КВ № 6037 від 09.04.2002 р.

Журнал включений у список фахових видань ВАК України
по технічним наукам
(постанова президії ВАК України № 1-05/2 от 10.03.2010),
по фізико-математичним наукам (фізика)
(постанова президії ВАК України № 1-05/5 от 1.07.2010)

Підписано до друку 30.03.2012. Формат 60 × 84 ¹/₈.
Папір офсет. Друк офсет. Умов.-друк. арк. 14,65. Облік.-вид. арк. 15,0.
Тираж 300 прим. Ціна договірна.

Віддруковано в ТОВ «ДРУКАРНЯ МАДРИД»
61024, м. Харків, вул. Ольмінського, 8. Тел.: (057) 717-41-79
www.madrid.in.ua, e-mail: info@madrid.in.ua