

## МЕТОД КОРРЕЛЯЦИОННОГО ПРИЕМА РАДИОСВЕТА С ПРОСТРАНСТВЕННЫМ РАЗРЕШЕНИЕМ И ЕГО РЕАЛИЗАЦИЯ

© 2023 г. М. М. Петросян<sup>а</sup>, А. И. Рыжов<sup>а</sup>, \*

<sup>а</sup> *Институт радиотехники и электроники им. В.А. Котельникова РАН,  
ул. Моховая, 11, стр. 7, Москва, 125009 Российская Федерация*

*\*E-mail: mef.box@gmail.com*

Поступила в редакцию 13.05.2023 г.

После доработки 13.05.2023 г.

Принята к публикации 25.05.2023 г.

Рассмотрен метод приема сверхширокополосного шумоподобного микроволнового излучения — радиосвета, на основе корреляционного приема сигналов, поступающих от разнесенных в пространстве приемных антенн, с целью дальнейшего эффективного формирования изображений освещенной радиосветом среды. Разработана математическая модель для исследования формируемого отклика системы приема и оценки влияния времени накопления сигнала на ее динамический диапазон. Получены одномерные отклики корреляционной приемной системы на точечные источники излучения, в качестве которых были использованы источники радиосвета. Разработан экспериментальный макет корреляционного приемника радиосвета и проведены физические эксперименты с ним, подтверждающие результаты, полученные при моделировании, а также в целом работоспособность предложенного подхода.

DOI: 10.31857/S003384942309022X, EDN: RHKLCB

### ВВЕДЕНИЕ

На основе подобию шумового электромагнитного излучения радиодиапазона и света видимого диапазона в работах [1, 2] была предложена концепция “радиосвета”. Основная идея этой концепции состоит в возможности использовать источники сверхширокополосного (СШП) микроволнового шумового излучения аналогично источникам видимого света для освещения локальной области и предметов, находящихся в ней, на основе чего далее может быть получена информации о них.

Ранее в работах, посвященных радиосвету, были исследованы и решены вопросы, касающиеся генерации радиосвета [1, 2], а также создания чувствительных к радиосвету приемных элементов [3, 4]. Показана возможность обнаружения движущихся объектов в радиоосвещенной среде и проведены измерения расстояния от источников радиосвета до точки приема сигнала [4]. В работах [5, 6] исследованы вопросы освещения пространства множеством источников радиосвета в закрытых помещениях с целью получения их изображения в радиосвете, а также объектов, находящихся в них. Кроме того, было показано, что на основе чувствительного к радиосвету элемента и антенной системы с узкой диаграммой направленности можно получать изображения интересующей области среды и обнаруживать компактные

объекты, находящиеся в ней, в том числе за непрозрачными для видимого света препятствиями [5, 6].

Использование электромагнитного излучения сантиметрового диапазона для получения изображений является предметом активного изучения. Этому способствуют следующие факторы: возможность такого излучения проникать через препятствия типа стен, относительно высокая разрешающая способность, позволяющая обнаруживать небольшие объекты, а также развитие вычислительных машин и алгоритмов обработки в целом.

Анализ актуальных работ, посвященных этой тематике, показал, что для получения изображений при помощи электромагнитного излучения сантиметрового диапазона применяются многоэлементные приемные системы типа антенных решеток [7–12] или системы с механическим сканированием узконаправленными антеннами [13–15]. Отличительной особенностью этих методов заключается том, что в них передатчики и приемники сигнала связаны прямым или косвенным способом.

При работе с радиосветом подчеркивается аналогия между шумовым электромагнитным излучением и видимым светом, что можно также использовать при создании системы наблюдения

на основе радиосвета. Как и в случае с видимым светом, здесь в локальной области пространства можно использовать более одного источника излучения без наблюдения интерференционных эффектов. Кроме того, важным фактом является возможность работы устройства наблюдения в пассивном режиме, что способствует организации множественного доступа, где элементы системы не создают помехи друг другу в процессе работы [5].

Ранее в работах, посвященных исследованию радиосвета, решались принципиальные вопросы генерации, приема, использования радиосвета и получения изображений с его помощью. В них изображения получали путем механического сканирования антенны с параболическим зеркалом или антенной решеткой на базе сверхвысокочастотной (СВЧ) линзы с небольшим числом лучей, угол направления которых закладывался при проектировании антенной решетки. Такие способы формирования изображений ограничивают потенциальные области применения радиосвета, и для их расширения необходимо иметь возможность формирования множества лучей одновременно с высокой разрешающей способностью. Основой для приемной системы, обладающей такими характеристиками, могут послужить радиоастрономические методы, в которых относительно небольшим количеством приемных антенн формируются изображения космоса с высокой разрешающей способностью [16].

Цель же данной работы – предложить подобное решение для получения изображений в радиосвете без использования механического сканирования или антенных решеток. Для достижения этой цели решается задача получения одномерных откликов приемной системы, основывающейся на корреляционной обработке сигналов, получаемых от двух слабонаправленных антенн, на точечные источники излучения, в качестве которых используются источники радиосвета.

## 1. КОРРЕЛЯЦИОННЫЙ ПРИЕМ РАДИОСВЕТА

Рассмотрим задачу получения изображения объекта в случае, когда объектом является источник радиосвета. Предлагаемый подход применения корреляционных методов обработки сигналов для построения изображения в радиосвете предполагает использовать не одну высоконаправленную антенну с большим коэффициентом усиления, а систему слабонаправленных антенн, разнесенных в пространстве. В простейшем случае такая система может содержать всего две антенны. Разрешающая способность при этом достигается за счет корреляционных свойств самого радиосвета. Решение задачи для построения одномерного

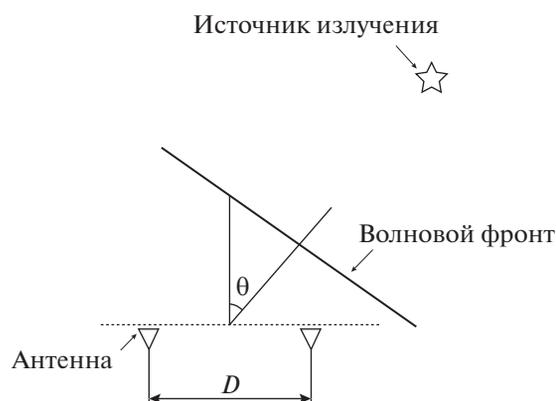


Рис. 1. Схема корреляционного приема сигнала для единственного источника излучения.

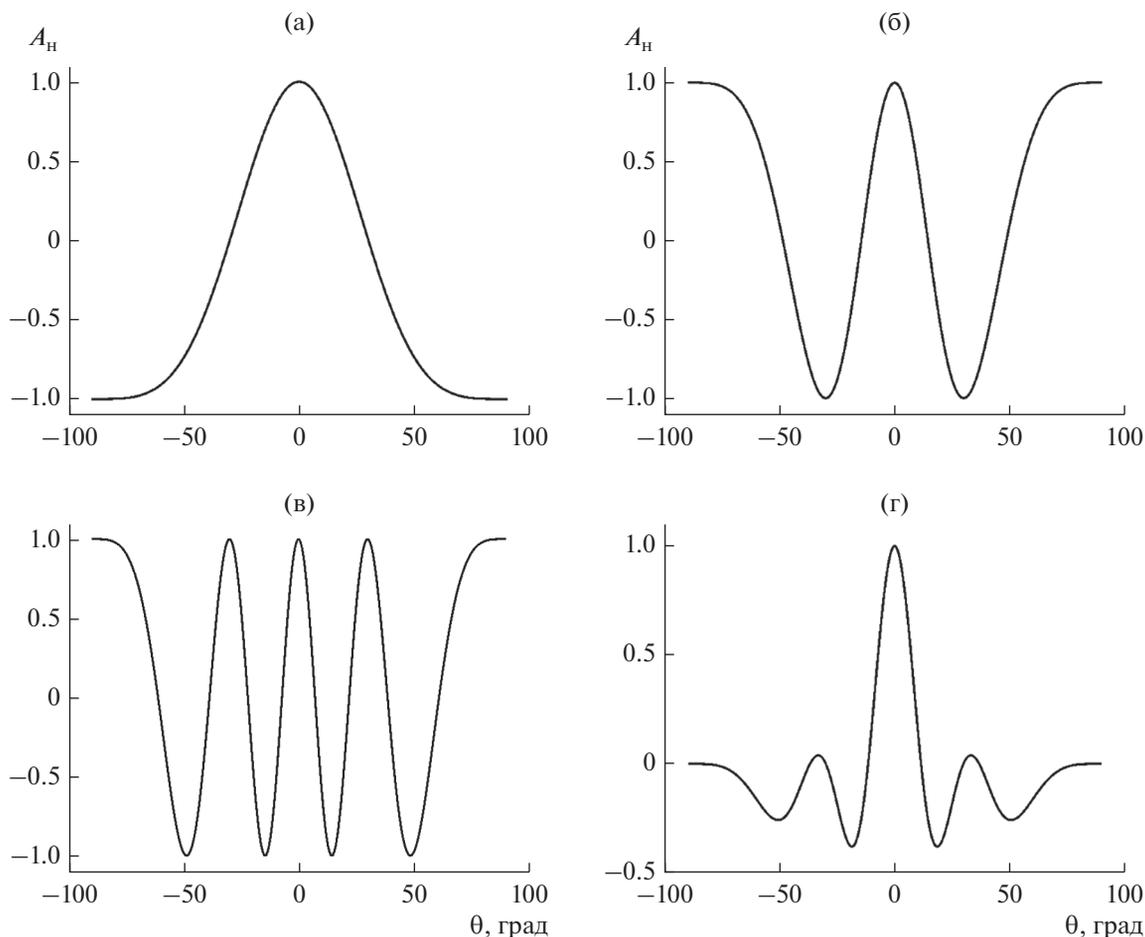
изображения рассмотрим на примере использования всего двух слабонаправленных антенн.

Сначала представим базовый случай (рис. 1). Пусть имеется одиночный источник радиосвета, который находится в дальней зоне относительно пары принимающих антенн, т.е. фронт падающей на антенны волны является плоским. Расстояние между антеннами равно  $D$  (далее будем также называть эту величину базой).

В зависимости от угла падения  $\theta$  волнового фронта и расстояния между антенными элементами  $D$  будут возникать разные относительные задержки  $\tau$  поступления волнового фронта на антенны. Максимальная задержка поступающего от лампы радиосвета сигнала в левой антенне относительно правой антенны (см. рис. 1) будет равна  $\tau_{\max} = D/c$ , при  $\theta = \pi/2$ , где  $c$  – скорость света. Если сигналы с выходов антенн коррелировать, то часть значений автокорреляционной функции  $R(\tau_\theta)$  сигнала источника излучения будет сопоставлена угловым координатам  $\theta$  относительно базы пар антенн, где  $\tau_\theta = D \sin\theta/c$ ,  $\tau_\theta \in [-\tau_{\max}, \tau_{\max}]$ .

Рассмотрим отклик такой системы (обозначим нормированную амплитуду отклика системы  $A_n$ ) на узкополосный сигнал с частотой, равной  $f_0 = c/\lambda_0$ , и расстоянием  $D = 0.5r\lambda_0$  ( $r$  – целое число). Как видно из рис. 2, в зависимости от расстояния между антеннами меняется интерференционная картина, ширина лепестков отклика пропорциональна  $\lambda/D$ , и чем больше расстояние между приемными элементами  $D$ , тем большее число интерференционных лепестков попадет в углы  $\theta \in [-\pi/2, \pi/2]$ . Наличие максимумов создает неоднозначность при определении местоположения источника излучения.

В радиоастрономии неоднозначность в подобном случае преодолевается путем совмещения откликов от множества различных баз приемников, при этом разрешающая способность будет зада-



**Рис. 2.** Отклик корреляционного приемника на узкополосный сигнал  $D = 0.5\lambda_0$  (а),  $\lambda_0$  (б),  $2.0 \lambda_0$  (в); отклик приемной системы после совмещения четырех баз (г) для  $D$ , равного  $0.5 \lambda_0, \lambda_0, 1.5 \lambda_0$  и  $2\lambda_0$ .

ваться максимальным расстоянием между приемными элементами  $D_{\text{макс}}$  и частотой излучения источника  $\lambda_0$  [16]:

$$\theta_{-3 \text{ дБ}} \approx \frac{\lambda_0}{D_{\text{макс}}}. \tag{1}$$

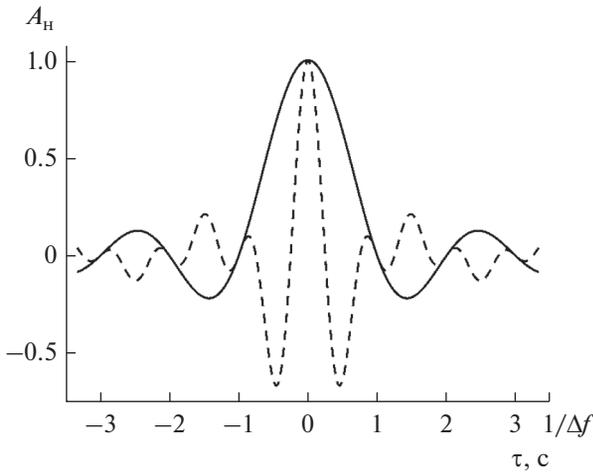
На рис. 2г приведен вид совмещенных откликов, полученных для четырех различных баз.

Перейдем к исследованию того, как будет осуществляться прием сигнала в случае работы с СШП-источником излучения, имеющим ширину полосы частот  $\Delta f$  и центральную частоту  $f_0$ . Сначала рассмотрим, как будет выглядеть сигнал во временной области. Для источника с равномерной спектральной плотностью мощности (СПМ), равной  $G_0$ , в полосе частот  $\Delta f$  и с центральной частотой  $f_0$ , автокорреляционная функция  $R(\tau)$  будет иметь следующий вид [17]:

$$R(\tau) = G_0 \Delta f \frac{\sin \pi \Delta f \tau}{\pi \Delta f \tau} \cos f_0 \tau. \tag{2}$$

На рис. 3 приведен вид этой функции.

У широкополосного сигнала с равномерной СПМ экстремумы огибающей автокорреляционной функции спадают пропорционально времени задержки. Другими словами, при соответствующем выборе значения расстояния между приемными антеннами и ширины полосы сигнала неоднозначность определения местоположения можно свести к небольшому диапазону углов, соответствующему центральному лепестку огибающей автокорреляционной функции. В случае работы со СШП-сигналами уменьшить неоднозначность можно не только за счет добавления приемников с разными базами, но и за счет увеличения полосы сигнала. Однако при таком способе формирования отклика разрешающая способность зависит не от центральной частоты, а от ширины полосы частот  $\Delta f$ . Для радиосвета с равномерной полосой излучения огибающая автокорреляционная функция задается sinc-функцией, которая принимает значение 0.5 при величине аргумента 1.89. Тогда ширину ос-



**Рис. 3.** Автокорреляционная функция (штриховая кривая) СШП-сигнала с полосой  $\Delta f$  и центральной частотой  $f_0$ , в данном случае  $\Delta f = f_0$ ; сплошная линия соответствует огибающей.

новного лепестка по уровню  $-3$  дБ с учетом формулы (2) можно оценить следующим образом:

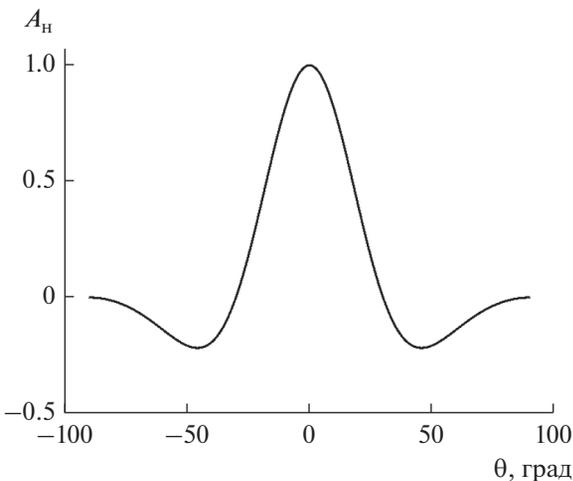
$$\frac{\pi \Delta f D \sin 0.5\theta_{-3 \text{ дБ}}}{c} = 1.89, \quad (3)$$

$$\theta_{-3 \text{ дБ}} = 2 \operatorname{asin} \left( \frac{1.89c}{\pi \Delta f D} \right). \quad (4)$$

В случае  $\Delta f D \gg c$  получаем

$$\theta_{-3 \text{ дБ}} \approx \frac{3.8c}{\pi \Delta f D} \approx \frac{c}{\Delta f D}. \quad (5)$$

Следовательно, чем больше ширина полосы частот или расстояние между приемными антеннами, тем уже ширина центрального лепестка и лучше раз-



**Рис. 4.** Отклик корреляционного приемника на широкополосный сигнал для базы с  $D = 2c/\Delta f$ .

решающая способность приемной системы. Также из (2) видно, что максимум автокорреляционной функции будет соответствовать полной мощности излучения источника  $P = G_0 \Delta f$ . На рис. 4 для примера приведен отклик корреляционной приемной системы с полосой  $\Delta f$  и расстоянием  $D = 2c/\Delta f$ , для сопоставления с откликом, приведенным на рис. 2г.

Таким образом, нужную разрешающую способность и однозначность определения местоположения источника можно достичь за счет увеличения базы и/или ширины полосы СШП-сигнала.

Теперь рассмотрим влияние нескольких источников излучения на отклик корреляционной приемной системы. Пусть имеются две независимые лампы радиосвета Л1 и Л2, разнесенные в пространстве, и две приемные антенны А1 и А2 на расстоянии  $D$  друг от друга (рис. 5). Сигнал  $s_{Л1}(t)$  от первой лампы будет поступать на приемные антенны А1 и А2 с задержками  $\tau_{А1Л1}$  и  $\tau_{А2Л1}$  соответственно, а от второй лампы сигнал  $s_{Л2}(t)$  будет поступать на антенны с задержками  $\tau_{А1Л2}$  и  $\tau_{А2Л2}$ .

В рассматриваемом случае сигналы на выходе первой и второй антенн можно представить соответственно в виде

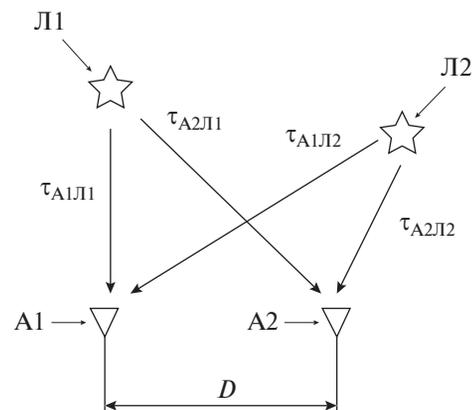
$$s_{А1}(t) = s_{Л1}(t - \tau_{А1Л1}) + s_{Л2}(t - \tau_{А1Л2});$$

$$s_{А2}(t) = s_{Л1}(t - \tau_{А2Л1}) + s_{Л2}(t - \tau_{А2Л2}).$$

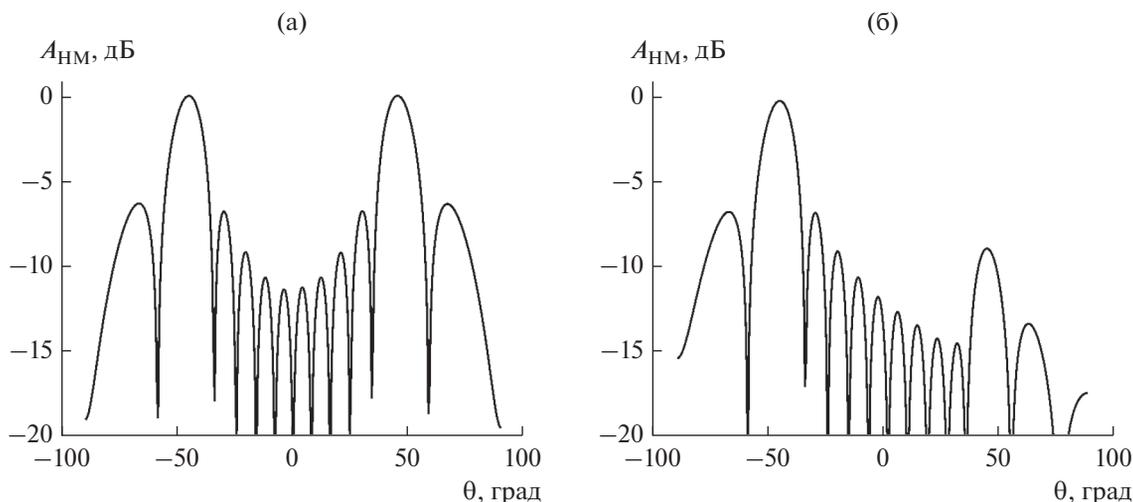
Взаимную корреляцию выходов антенн можно представить в следующем виде:

$$R(\tau) = M [s_{А1}(\tau) s_{А2}(t + \tau)],$$

где  $M$  – усреднение по времени. С учетом того, что лампы независимы, и постоянная компо-



**Рис. 5.** Схема корреляционного приема радиосвета для нескольких источников излучения: Л1, Л2 – лампы радиосвета; А1, А2 – приемные антенны;  $\tau_{А1Л1}$ ,  $\tau_{А2Л1}$ ,  $\tau_{А1Л2}$ ,  $\tau_{А2Л2}$  – задержки распространения для соответствующих ламп радиосвета и приемных антенн,  $D$  – расстояние между приемными антеннами.



**Рис. 6.** Отклик корреляционного приемника, когда присутствуют две лампы радиосвета, расположенные по направлениям углов  $\theta = -45^\circ$  и  $\theta = 45^\circ$  при  $D = 1$  м,  $\Delta f = 2$  ГГц для случаев: а) одинаковых мощностей излучения источников; б) мощностей излучения источников, отличающихся в 10 раз (здесь введено обозначение нормированной мощности отклика сигнала  $A_{HM}$ , в дБ).

нента поступающих от антенн сигналов равна нулю, получим

$$R(\tau) = M[s_{L1}(\tau)s_{L1}(t + \tau - (\tau_{A2L1} - \tau_{A1L1}))] + M[s_{L2}(\tau)s_{L2}(t + \tau - (\tau_{A1L2} - \tau_{A2L2}))]. \quad (6)$$

Таким образом, корреляция сигналов, поступающих с двух разнесенных в пространстве приемных антенн, будет равна сумме автокорреляционных функций ламп, смещенных на разницу задержек во времени распространения между лампами. На рис. 6 приведены изображения отклика приемной системы при наличии двух источников излучения радиосвета, находящихся по направлениям  $\theta = -45^\circ$  и  $\theta = 45^\circ$  по азимуту относительно центра пары приемных антенн. При этом полоса излучения составляет 2 ГГц, а расстояние между приемными антеннами  $D = 1$  м. На рис. 6а приведены результаты для случаев, когда лампы имеют одинаковые мощности излучения, а на рис. 6б мощности излучения различаются в 10 раз.

Разницу яркостей/мощностей двух источников радиосвета, которые можно отличить на отклике, будем называть динамическим диапазоном. Динамический диапазон будет определяться формой автокорреляционной функции, которая в свою очередь определяется формой СПМ в соответствии с теоремой Винера–Хинчина, согласно которой

$$R(\tau) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} G(\omega) \exp(i\omega\tau) d\omega. \quad (7)$$

Для заданной полосы  $\Delta f$  излучаемого сигнала минимальная ширина главного лепестка отклика корреляционной приемной системы будет дости-

гаться в случае, когда спектр сигнала является равномерным, однако в таком случае максимум первого бокового лепестка будет на 6.8 дБ ниже максимума основного лепестка, а максимум для каждого последующего бокового лепестка будет примерно на 3 дБ ниже относительно максимума предыдущего [18]. Эти параметры можно регулировать путем применения весовых функций в спектральной области, которые будут увеличивать влияние одних частотных компонент и понижать другие. За счет этого можно уменьшить уровень первого бокового лепестка и скорость спада остальных, но это приведет к уширению главного лепестка.

Есть еще фактор, влияющий на динамический диапазон и на формирующийся отклик системы. Это время интегрирования двух сигналов, поступающих с антенн после их перемножения. Графики, приведенные на рис. 2, были получены при интегрировании автокорреляционной функции за бесконечное время, однако при реальных измерениях время интегрирования конечно, и от него зависит, насколько точно можно оценить степень корреляции двух сигналов.

Точность оценки (чувствительность) после перемножения двух сигналов, поступающих с антенн, пропорциональна отношению постоянной компоненты сигнала к среднеквадратичному отклонению, она задается следующим образом [16]:

$$\Delta P = \sqrt{P_{A1}P_{A2}} \sqrt{\frac{\Delta f}{\Delta f_{\text{ВЫХ}}}}, \quad (8)$$

где  $P_{A1}$  и  $P_{A2}$  – мощности сигналов, поступающих на антенны, обусловленные источником,  $\Delta f$  – ширина полосы входного сигнала,  $\Delta f_{\text{ВЫХ}}$  – полоса

пропускания фильтра нижних частот (интегратора) после перемножения.

## 2. МОДЕЛИРОВАНИЕ КОРРЕЛЯЦИОННОГО ПРИЕМА РАДИОСВЕТА

Для того чтобы исследовать, как влияет форма спектра излучаемого сигнала и наличие нескольких источников радиосвета на отклик приемной системы, а также длительность накопления сигнала на ее динамический диапазон, была разработана соответствующая математическая модель в программной среде MATLAB, которая моделирует схему, представленную на рис. 1. В качестве входных данных в программе задаются координаты ламп радиосвета и принимающих антенн, затем в процессе моделирования производится расчет временных задержек, образующихся в процессе распространения сигнала от места расположения ламп до принимающих антенн. Далее формируются сигналы радиосвета в заданной полосе частот для каждой лампы  $S_{Ln}$  ( $N$  – число ламп радиосвета), излучаемые сигналы которых суммируются для всех приемных антенн  $S_{Am}$  ( $M$  – число антенн) с заданными задержками. Так, для  $m$ -й антенны имеем

$$S_{Am}(t) = \sum_{n=1}^N S_{Ln}(t - \tau_{AmLn}). \quad (9)$$

В качестве модели хаотического сигнала для упрощения и ускорения процесса моделирования используется сигнал, формируемый последовательностью псевдослучайных чисел, пропускаемой через полосовой фильтр с требуемой полосой. Для формирования последовательности был использован генератор псевдослучайных чисел с нормальным распределением.

Далее произведем корреляцию сигналов для заданной точки пространства. Для того чтобы формировать задержки между сигналами, равные  $\tau_\theta$ , и произвести перемножение с усреднением, применяли теорему Парсеваля и свойство фурье-преобразования:

$$s(t + \tau) \leftrightarrow S(\omega) \exp(-i\omega\tau).$$

Для дискретного сигнала корреляция сигналов, поступающих с пары антенн, для заданной точки пространства будет иметь вид

$$\begin{aligned} R(\tau_\theta) &= \frac{1}{K} \sum_{k=0}^{K-1} s_{A1}(k) s_{A2}^*(k + \tau_\theta) = \\ &= \frac{1}{K^2} \sum_{n=0}^{K-1} S_{A1}(n) S_{A2}^*(n) \exp\left(i \frac{2\pi}{K} n \tau_\theta\right), \end{aligned} \quad (10)$$

где  $K$  – число отсчетов, для которых производится корреляция,  $n$  – номер отсчета в фурье-пространстве.

Полученные значения автокорреляционной функции  $R(\tau_\theta)$  ставятся в соответствие пространственным координатам, соответствующим углам  $\theta$ .

На рис. 7 приведен отклик корреляционного приемника для разных значений уровня накопления сигнала  $K$ . Как видим, увеличение накопления сигнала с  $10^2$  до  $10^3$  дает увеличение динамического диапазона приемной системы примерно с 7 до 11 дБ (рис. 7а, 7б), изменение накопления с  $10^3$  до  $10^4$  увеличивает динамический диапазон примерно с 11 до 13 дБ (рис. 7б, 7в) и, наконец, повышение уровня накопления сигнала до  $10^5$  практически не дает эффекта и динамический диапазон системы остается примерно на уровне 13 дБ (рис. 7в, 7г).

На основе полученных результатов можно сделать выводы, что при увеличении уровня накопления сигнала и достижении определенного значения формируется отклик приемной системы, при котором динамический диапазон определяется формой автокорреляционной функции и дальнейшее увеличение времени интегрирования сигнала не дает значимого улучшения динамического диапазона.

## 3. ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНАЯ АПРОБАЦИЯ КОРРЕЛЯЦИОННОГО ПРИЕМА РАДИОСВЕТА

После предварительного моделирования корреляционной приемной системы для радиосвета и анализа его результатов было решено провести физический эксперимент для апробации метода. Схема и фотографии экспериментальной установки приведены на рис. 8 и 9 соответственно.

Были созданы лампы радиосвета с повышенной мощностью излучения (см. рис. 9а), за основу которых были взяты устройства, предложенные в [2]. Используемые лампы радиосвета излучают в полосе 2.5...4.8 ГГц с интегральной мощностью на выходе тракта 23 дБм. В качестве приемных антенн в эксперименте использовались специально разработанные направленные антенны типа Вивальди, сигнал с которых попадает в маломощный усилитель с коэффициентом усиления 20 дБ (см. рис. 9а). Усиленный сигнал поступает на пассивные смесители, где частота смещения задается генератором узкополосного сигнала (ГУС) (рис. 9б). После прохождения через смеситель полоса частот сигнала составляет около 1 ГГц, и далее сигнал попадает на вход осциллографа, который использован в данной экспериментальной установке для дискретизации сигнала с частотой 2.5 ГГц и квантованием 8 бит (рис. 9в). Наконец, оцифрованный сигнал передавался на ПК для финальной обработки (рис. 9в), которая осуществлялась в соответствии с моделированием, представленном в разд. 2.

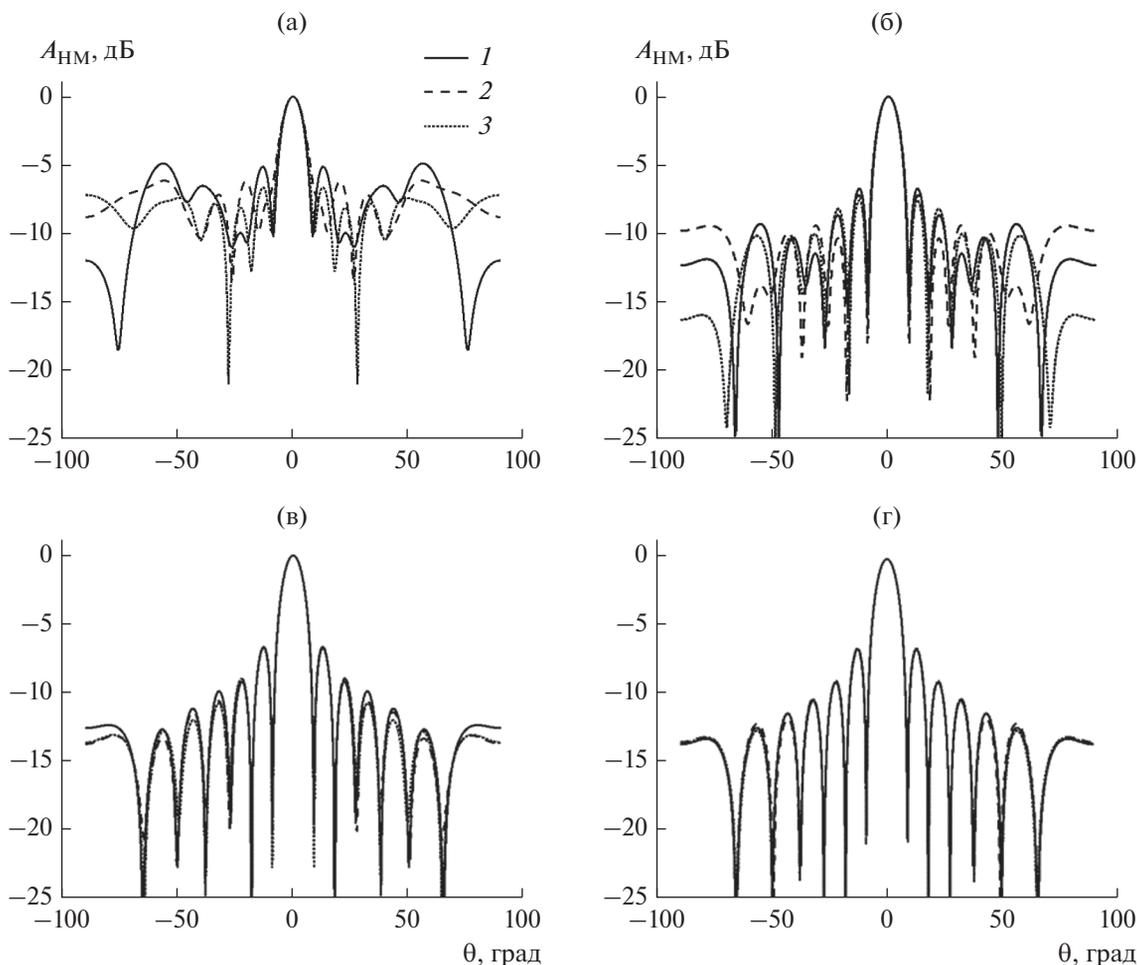


Рис. 7. Отклик приемной системы на лампу радиосвета для разных уровней накопления сигнала:  $K = 10^2$  (а),  $10^3$  (б),  $10^4$  (в) и  $10^5$  (г); кривые 1...3 соответствуют различным начальным условиям генерации шума.

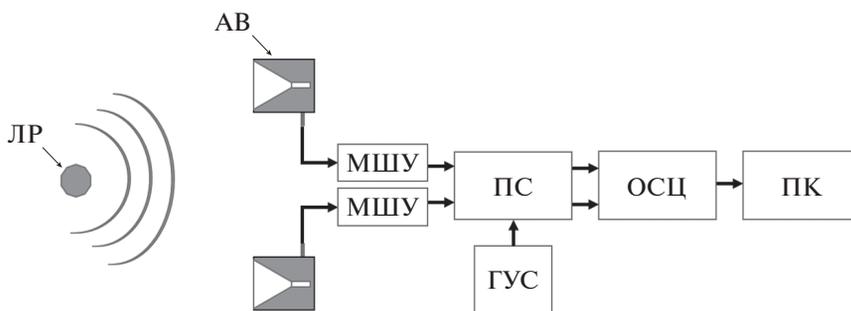


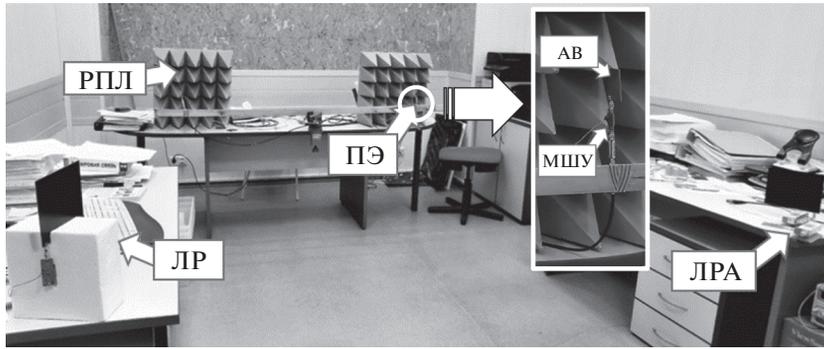
Рис. 8. Схема экспериментальной установки: ЛР – лампа радиосвета, АВ – антенна Вивальди, МШУ – малошумящий усилитель, ПС – пассивный смеситель, ГУС – генератор узкополосного сигнала, ОСЦ – осциллограф, ПК – персональный компьютер.

Характерные расстояния между элементами экспериментальной установки были следующими: между приемными антеннами 1.5 м, между плоскостью приемных антенн и плоскостью генераторов – 2 м, между лампами радиосвета – 2.4 м.

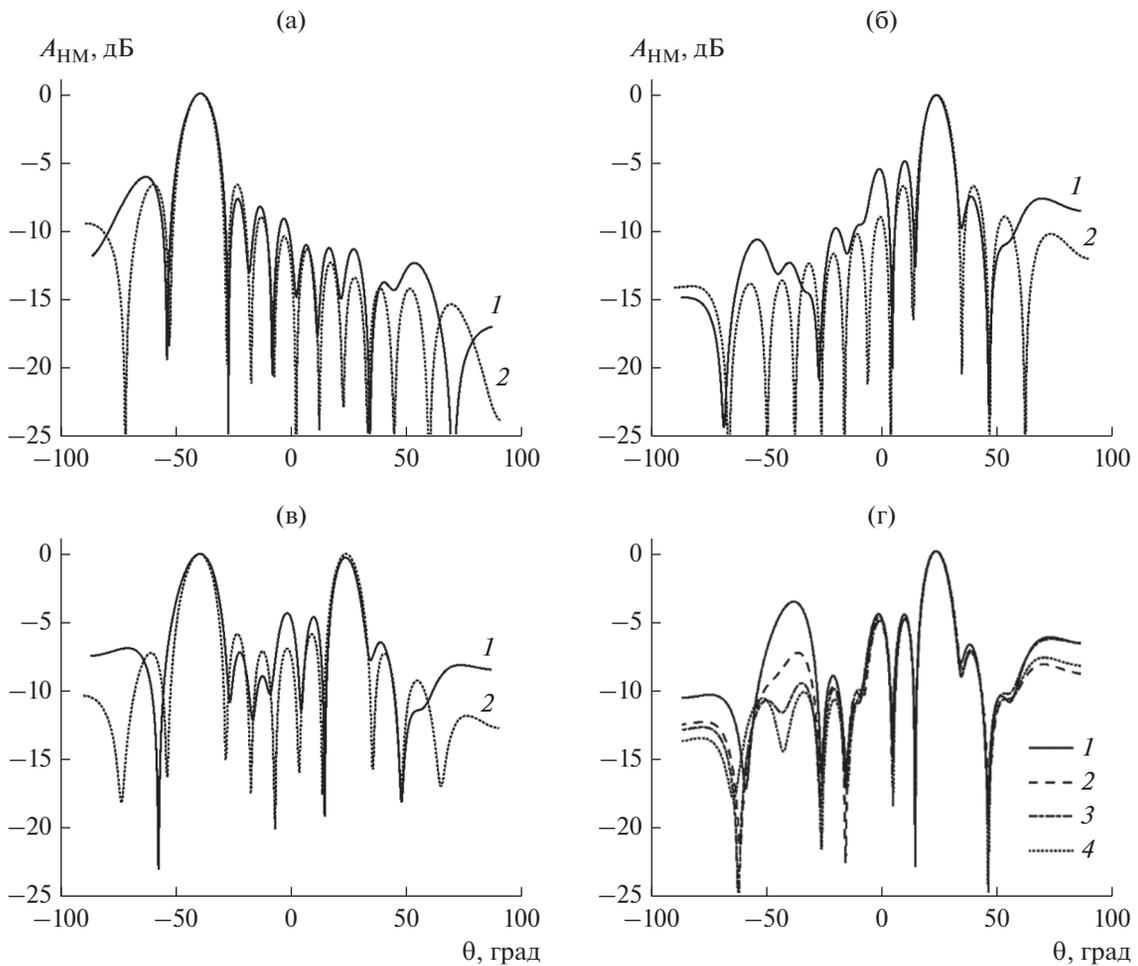
Результаты проведенных экспериментов представлены на рис. 10 в виде полученных откликов

системы на различные сценарии работы источников радиосвета. Сначала была включена только первая лампа радиосвета (рис. 10а), потом только вторая (рис. 10б), а затем оба источника радиосвета одновременно (рис. 10в).

Лампы радиосвета имеют практически одинаковую мощность излучения, поэтому для того,



**Рис. 9.** Фото экспериментальной установки: РПЛ – радиопоглощающий лист; ЛР – лампа радиосвета; ЛРА – лампа радиосвета с аттенуатором; АВ – антенна Вивальди; МШУ – малошумящий усилитель, ПЭ – приемный элемент.



**Рис. 10.** Результаты проведения экспериментов с двумя лампами радиосвета (сплошная линия) и модельный отклик системы для соответствующей геометрической конфигурации (пунктир): а) включена только лампа по направлению  $\theta = -40^\circ$ ; б) включена лампа по направлению  $\theta = 24^\circ$ ; в) включены обе лампы; г) включены обе лампы, дополнительное затухание сигнала для лампы радиосвета по направлению  $\theta = -40^\circ$  составляло 4 (1), 8 (2), 10 (3) 12 дБ (4).

чтобы показать возможность обнаружения источников излучения, имеющих различную яркость, для одной из ламп вносилось дополнительное затухание при помощи настраиваемого аттенуатора от 0 до 16 дБ с шагом 2 дБ. Для каждого изменения уровня излучения лампы радиосвета строился от-

клик приемной системы (на рис. 10г для наглядности показаны четыре отклика для значений затуханий 4, 8, 10 и 12 дБ).

Для сопоставления результатов, полученных при проведении физического эксперимента, с модельными результатами в идеальных условиях

было проведено моделирование с аналогичными параметрами: полоса сигнала 1.25 ГГц (соответствует полосе сигнала на выходе смесителя), расстояние между антеннами 1.5 м и при таком же расположении источников, как в эксперименте. Результаты этого моделирования отображены на рис. 10а–10в (пунктир). Представленные результаты демонстрируют корректное поведение откликов разработанной корреляционной системы приема на различные сценарии работы с источниками излучения. Так, полученные результаты показывают, что положение источника в пространстве влияет на получаемый системой отклик (см. рис. 10а, 10б), другими словами, рассмотренный приемник обладает пространственным разрешением. Кроме того, показана возможность обнаружения более одного источника излучения радиосвета (см. рис. 10в), в том числе при разнице между излучаемыми мощностями этих источников в 10 дБ и более (см. рис. 10г), что успешно регистрируется откликом корреляционной системы приема.

### ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Исследована задача создания приемника радиосвета с пространственным разрешением, основанного на корреляции сигналов, поступающих от разнесенных в пространстве приемных антенн, с целью дальнейшего эффективного формирования изображений освещенной радиосветом среды. Решение этой задачи рассмотрено на примере получения одномерных откликов на объекты, в качестве которых выбраны источники радиосвета при использовании двух слабонаправленных антенн путем корреляционной обработки сигналов, полученных от них. Для этого случая была оценена ширина основного лепестка отклика корреляционного приемника. Разработана модель для исследования формирующегося отклика системы приема и оценки влияния времени накопления сигнала на ее динамический диапазон. Показано, что при достижении определенного уровня накопления сигнала формируется отклик, при котором динамический диапазон определяется формой автокорреляционной функции и дальнейшее увеличение времени интегрирования сигнала не дает существенного выигрыша в динамическом диапазоне приемной системы. Наконец, были проведены физические эксперименты, подтверждающие результаты, полученные при моделировании, а также в целом работоспособность предложенного подхода.

Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

### ФИНАНСИРОВАНИЕ РАБОТЫ

Работа выполнена при финансовой поддержке Российского научного фонда (проект № 23-29-00070).

### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. *Дмитриев А.С., Ефремова Е.В., Герасимов М.Ю., Ицков В.В.* // РЭ. 2016. Т. 61. № 11. С. 1073. <https://doi.org/10.7868/S0033849416110024>
2. *Дмитриев А.С., Ефремова Е.В.* // Письма в ЖТФ. 2016. Т. 42. № 24. С. 49. <https://doi.org/10.21883/pjtf.2016.24.44078.16439>
3. *Гуляев Ю.В., Дмитриев А.С., Ицков В.В. и др.* // Письма в ЖТФ. 2018. Т. 44. № 21. С. 81. <https://doi.org/10.21883/PJTF.2018.21.46859.17115>
4. *Гуляев Ю.В., Дмитриев А.С., Ицков В.В. и др.* // РЭ. 2018. Т. 63. № 9. С. 1. <https://doi.org/10.1134/S0033849418090085>
5. *Дмитриев А.С., Ицков В.В., Петросян М.М. и др.* // РЭ. 2019. Т. 64. № 9. С. 916. <https://doi.org/10.1134/S0033849419080047>
6. *Дмитриев А.С., Ицков В.В., Петросян М.М., Рыжов А.И.* // Физические основы приборостроения. 2020. Т. 9. № 3. С. 32.
7. *Adib F., Hsu C.-Y., Mao H. et al.* // ACM Trans. Graph. 2015. V. 34. № 6. P. 1. <https://doi.org/10.1145/2816795.2818072>
8. *Zhao M., Liu Y., Raghu A. et al.* // Proc. 2019 IEEE/CVF Int. Conf. Computer Vision (ICCV). Seoul, 29 Oct.–02 Nov. N.Y.: IEEE, 2019. P. 10112. <https://doi.org/10.1109/ICCV.2019.01021>
9. *Vakalis S., Gong L., Nanzer J.A.* // IEEE Access. 2019. V. 7. P. 28616. <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2019.2902315>
10. *Vakalis S., Nanzer J. A.* // IEEE Trans. 2018. V. MTT-66. № 12. P. 5842. <https://doi.org/10.1109/TMTT.2018.2867433>
11. *Shipilov S.E., Satarov R.N., Yakubov V.P. et al.* // Opt. Quant. Electron. 2017. V. 49. № 339. P. 1. <https://doi.org/10.1007/s11082-017-1172-7>
12. *Tan K., Wu S., Wang Y. et al.* // IEEE Trans. 2017. V. AP-65. № 2. P. 989. <https://doi.org/10.1109/TAP.2016.2632626>
13. *Karanam C.R., Mostofi Y.* // Proc. 2017 16th ACM/IEEE Int. Conf. Information Processing in Sensor Networks (IPSN). Pittsburgh. 18–21 Apr. N.Y.: IEEE, 2017. P. 131. <https://doi.org/10.1145/3055031.3055084>
14. *Korany B., Karanam C.R., Mostofi Y.* // Proc. 2018 IEEE 10th Sensor Array and Multichannel Signal Processing Workshop (SAM). Sheffield, 8–11 Jul. N.Y.: IEEE, 2018. P. 134. <https://doi.org/10.1109/SAM.2018.8448565>
15. *Ивашов С.В., Бугаев А.С.* // РЭ. 2013. Т. 58. № 9. С. 935. <https://doi.org/10.7868/S0033849413090052>
16. *Thompson A.R., Moran J.M., Swenson G.W.* Interferometry and Synthesis in Radio Astronomy. 3rd ed. N.-Y.: Springer, 2017. <https://doi.org/10.1007/978-3-319-44431-4>
17. *Романюк Ю.А.* Основы обработки сигналов: Учеб. пособие. М.: МФТИ, 1989.
18. *Романюк Ю.А.* Дискретное преобразование Фурье в цифровом спектральном анализе. М.: МФТИ, 2007.