

НАУЧНЫЙ ЖУРНАЛ

**СИСТЕМЫ синхронизации,  
формирования и обработки  
сигналов**

№1-2021 год

**Главный редактор**

**Пестряков Александр Валентинович,**

*д.т.н., профессор, декан факультета Радио и Телевидения, Московский технический университет связи и информатики*

**Редколлегия:**

**Иванюшкин Роман Юрьевич,**

*Branch Director (директор филиала) of the IEEE Worldwide Limited in the Russian Federation;  
Chairman of Russian (Moscow) IEEE Circuits and Systems (CAS04) Chapter,  
к.т.н., Московский технический университет связи и информатики, Москва, Россия*

**Дмитриев Александр Сергеевич,**

*д.ф.-м.н., профессор, Институт радиотехники и электроники им. В.А. Котельникова РАН,  
Москва, Россия*

**Казаков Леонид Николаевич,**

*д.т.н., профессор, зав. кафедрой Радиотехнических систем, Ярославский государственный университет им. П.Г. Демидова, Ярославль, Россия*

**Карякин Владимир Леонидович,**

*д.т.н., профессор, Поволжский государственный университет телекоммуникаций и информатики, Самара, Россия*

**Рыжков Анатолий Васильевич,**

*д.т.н., главный научный сотрудник, профессор, Московский технический университет связи и информатики, Москва, Россия*

**Строганова Елена Петровна,**

*д.т.н., профессор, Начальник Испытательной лаборатории средств связи и вещания, Московский технический университет связи и информатики, Москва, Россия*

Учредитель:

ООО «ИД Медиа Пабlishер»

Номер подписан в печать 26.02.2021 г.

## СОДЕРЖАНИЕ

<b>Гадасин Д.В., Кольцова А.В., Гадасин Д.Д., Полякова А.Н.</b> <b>ОЦЕНКА ВЕРОЯТНОСТИ ФОРМИРОВАНИЯ</b> <b>ВИРТУАЛЬНОГО КЛАСТЕРА</b>	<b>4</b>
<b>Горгадзе С.Ф., Максимов А.А.</b> <b>МОДЕЛИ РЕГРЕССИИ НА ОСНОВЕ РЯДА ВОЛЬТЕРРЫ</b> <b>И ИССЛЕДОВАНИЕ НЕЛИНЕЙНЫХ ИСКАЖЕНИЙ СИГНАЛОВ</b> <b>С БОЛЬШИМ ПИК-ФАКТОРОМ</b>	<b>13</b>
<b>Комаров С.Н.</b> <b>УСТРОЙСТВА СОГЛАСОВАНИЯ ПРОВОЛОЧНЫХ АНТЕНН</b> <b>И АНТИПОМЕХОВЫЕ МЕРОПРИЯТИЯ ПРИ ОРГАНИЗАЦИИ</b> <b>ЭКСПЕДИЦИОННОГО РАДИОЦЕНТРА</b>	<b>22</b>
<b>Сологубов А.Н.</b> <b>О синхронизации и не только</b>	<b>29</b>
<b>Казанцев С.Ю., Титовец П.А., Брусенцев А.С.,</b> <b>Саттарова А.И., Подгорный А.А., Черкасов Н.А.</b> <b>РАМОЧНАЯ АНТЕННА С ЛАЗЕРНЫМ УПРАВЛЕНИЕМ</b>	<b>36</b>
<b>Шубин Д.Н., Сперанский В.С., Абрамов С.В.,</b> <b>Клинцов О.И., Клементьев Д.А.</b> <b>ОБЗОР СИСТЕМЫ СВЯЗИ В УЛЬТРАФИОЛЕТОВОМ ДИАПАЗОНЕ</b> <b>С ВЫСОКОЙ СКОРОСТЬЮ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ</b>	<b>48</b>

# ОЦЕНКА ВЕРОЯТНОСТИ ФОРМИРОВАНИЯ ВИРТУАЛЬНОГО КЛАСТЕРА

**Гадасин Денис Вадимович,**

*МТУСИ, к.т.н., доцент кафедры Сетевых информационных технологий и сервисов,  
Москва, Россия,  
[dengadiplom@mail.ru](mailto:dengadiplom@mail.ru)*

**Кольцова Анастасия Викторовна,**

*МТУСИ, магистрант кафедры Сетевых информационных технологий и сервисов,  
гр. М091901(75), Москва, Россия,  
[kolcova1910@mail.ru](mailto:kolcova1910@mail.ru)*

**Гадасин Даниил Денисович,**

*ООО «Фирма «Телесофт», стажер, Москва, Россия,  
[gadasin115@gmail.com](mailto:gadasin115@gmail.com)*

**Полякова Анна Николаевна,**

*МТУСИ, магистрант кафедры Сетевых информационных технологий и сервисов,  
гр. М091901(75), Москва, Россия,  
[anypoliakova@gmail.com](mailto:anypoliakova@gmail.com)*

## **Аннотация**

*Кластеризация является одним из методов, используемом при анализе входных данных. Существование области кластеризации определяется точками, имеющими однородные атрибуты/атрибут и распределенными в окрестностях центра, к которому они тяготеют. Плотность точек, образующих кластер, неравномерна распределена в рамках формируемого кластера, поэтому выбор положения центра кластера зависит от уровней плотностей отдельных ее составляющих – подкластеров. Предлагается алгоритм, который позволяет объединять подкластеры в единый кластер. Оценивается вероятность формирования единого кластера.*

## **Ключевые слова**

*Кластеризация, нечеткая логика, центр масс, комплексные числа, нечеткая кластеризация, виртуальный кластер.*

## **Введение**

Понятие «кластер» (cluster – англ.) характеризует собой рой, скопление, кучу. Исходя из данных понятий появилась трактовка «одинаковых или схожих объектов, собранных вместе». Термин широко применяется для описания всевозможных скоплений каких-либо объектов. В работе под этим определением понимается группа персональных устройств, объединенных высокоскоростными каналами связи, представляющими с точки зрения пользователя единый аппаратный ресурс [8-18].

Кластеризация является одним из методов, используемом при анализе входных данных. Важность обрабатываемых данных для множества решаемых задач приводит к необходимости оптимизации кластеризации в плане производительности и надежности. Одна из проблем функционирования кластеров базируется на распределении запросов через входные узлы, перенаправляющие их на обработку в другие вычислительные узлы. В таком случае виртуальный кластер, который обычно создается на базе физических машин, размещенных на нескольких физических кластерах, может быть разбит на несколько виртуальных подкластеров в одном физическом пространстве, а их вычисление станет производиться на разных серверах: совокупности серверов, объединённых логически, группирующихся посредством локальной сети, при этом каждый кластер отвечает за отдельный сегмент.

### Постановка задачи

Существование области кластеризации определяется точками, имеющими однородные атрибуты/атрибут и распределенными в окрестностях центра, к которому они тяготеют. При предположении, что плотность точек, образующих кластер, с наибольшей долей вероятности является неравномерно распределенной в пределах образования планируемого виртуального кластера, то выбор положения центра кластера зависит от уровней плотностей отдельных ее составляющих и будет находиться в центре масс. Он зависит от центров подкластеров, которые определяются центрами масс точек, определяющими области повышенной плотности. Считается, что точки, находящиеся вокруг центров подкластеров, принадлежат данному подкластеру, если для них расстояние до центра данного подкластера много меньше, чем до центра другого подкластера. Таким образом в области кластеризации существуют зоны с минимальной плотностью, которые возможно отнести к одному или другому подкластеру, в этих зонах наблюдаются переходные процессы. Переходным процессом будем называть вероятность существования точек, расстояние от которых до центров двух или более подкластеров сравнимо. Тогда задачу формирования кластера из подкластеров возможно разбить на две части: первая – определение вероятности формирования кластера, вторая – определение места центра кластера.

Пусть существует исходное множество  $X$ , описываемое функцией  $f(x_n)$  с контролируемым параметром, определяющим его конечный размер [1]. Изменение параметра приводит к возможности наращивания области, которая может быть включена в конечный кластер.

Сформируем кластер, где  $u$  – множество точек, которые определяют окрестности начальной области, каждой точке поставим в соответствие комплексное число, тогда:

$$f(x_n) = X_0(1+u)^n \quad (1)$$

Центр кластера определяется координатой  $x_0$ , тогда расстояние по прямой от центра до любой точки определяется, как:  $[x_0, x_n] = \text{mod} = \sqrt{a^2 + b^2}$ , где  $a$  и  $b$  соответствующие расстояния по оси абсцисс и ординат [2].

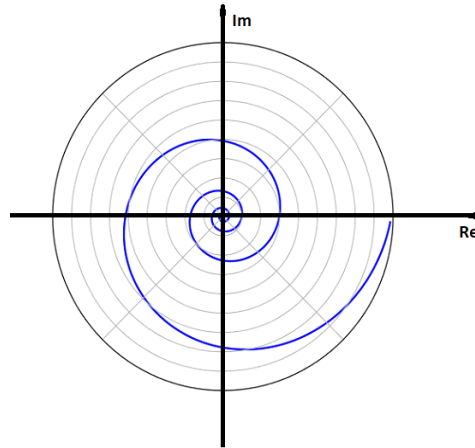
На каждом шаге, за исключением определения центра, происходит переход от точки  $x_{n-1}$  в точку  $x_n$ , исходя из того, что  $x_0$  заранее не известно, но переход фактически существует, то точку, в которую осуществляется переход, можно представить как мнимый объект. Следовательно, расстояние  $\text{mod}$  является длиной вектора, что соответствует геометрическому представлению комплексного числа, его математическая запись:  $a + bi$ .

Так как конечный вектор получается сложением векторов точек, определяющих множество, тогда:  $u = a + bi$ , изменение действительной и/или мнимой части  $u$  ведет к изменению начальной области.

Формулу 1 возможно преобразовать в:

$$f(Xn) = X_0 * (\text{mod}(\cos\varphi + i * \sin\varphi))^n \quad (2) [3]$$

Графиком данной функции является логарифмическая спираль, при этом оси построения графика имеют значения: для абсциссы – RE (действительные числа) для ординаты – IM (мнимые числа), что показано на рисунке 1.



**Рис. 1.** Развертка логарифмической спирали

При условии, что заранее неизвестно, сколько существуют областей повышенной плотности в рассматриваемом пространстве, целесообразно ввести управление над несколькими виртуальными подкластерами. Необходимой задачей динамического масштабирования конечного кластера является включение и/или исключение сформированных подкластеров в/из общей области захвата. Для этого необходимо находить сразу несколько центров при построении какого-то количества подкластеров, их граница будет находиться в тех местах, где функция в любой точке начинала бы возрастать, то есть в точках минимума. Ограничениями при наращивании подкластера в данном случае будут являться два параметра: угол поворота спирали и минимальное количество точек, необходимых для обеспечения требуемой емкости подкластера. Решение данной задачи видится возможным, так как модель кластеризации можно представить, как периодическую функцию.

### **Проблемы определения метрики в рассматриваемом физическом пространстве**

Центры подкластеров формируются в области наибольшего скопления точек, образующих собой некую плотность. Данных скоплений в рассматриваемом пространстве может быть несколько, и они находятся на удалении друг от друга. Исходя из этого, для определения области плотности установим, что будет использоваться метрика расстояния между точками. В качестве метрики расстояний целесообразно использовать евклидову метрику, в соответствии с описанным способом геометрического изображения комплексных чисел, так как евклидова норма комплексного числа является абсолютной величиной. В евклидовых пространствах вектор характеризуется двумя параметрами: направлением и длиной, адлина нормой вектора из классического векторного анализа в  $R$ . Также на евклидовых пространствах вводится понятие скалярного произведения, которое обобщает норму и позволяет находить углы между векторами.

Для данного случая рассматриваемым физическим пространством установим Ньютоновское пространство в инерциальной системе счисления, что приводит к выбору системы координат, в которой истинны утверждения:

- тело, на которое не действуют никакие силы, движется прямолинейно и без ускорения;
- изменение количества движения пропорционально приложенной движущей силе, и происходит по направлению той кривой, по которой действует эта сила.

Исходя из уравнения движения, в качестве метрики плотности выберем центр масс. В большинстве случаев доказательной базой служит задача двух тел: двух материальных точек, когда масса каждого из тел целиком сосредоточена в центре его масс. Центр масс – это уникальная точка в центре распределения массы в пространстве, обладающая тем свойством, что взвешенные векторы положения относительно этой точки суммируются до нуля [4]. По аналогии со статистикой, центр масс – это среднее положение распределения массы в пространстве:

$$\vec{r}_c = \frac{1}{M} \int_V \rho(\vec{r}) \vec{r} dV \quad (3)$$

где  $M$  — общий вес системы,  $V$  — объем,  $\rho$  — плотность.

Как было сказано ранее, исходя из того, что за определение центра кластера отвечает понятие «плотности», каждый объект в кластере обладает некоторой «массой». Ее можно вычислить исходя из атрибутов, по которым проводится оценка точки и которым в соответствие поставлена определенная метрика. При нормировании параметров данная метрика лежит в пределах интервала  $[0;1]$ .

### Алгоритм формирования подкластера

Так как кластеризация используется для разбиения некоторого исходного множества на подмножества на основе их схожести (наличия общих атрибутов), причем данные группы обязательно должны отличаться друг от друга, то для образования виртуального подкластера существует возможность применять нечеткие или пересекающиеся алгоритмы, где каждому объекту ставят в соответствие набор вещественных значений, показывающих степень отношения объекта к подкластерам: каждый объект относится к каждому подкластеру с некоторой вероятностью.

Данный тип алгоритмов кластеризации более подходит для решения задач в рамках неопределенности, за счет того, что его методы анализа, после разделения изучаемой совокупности объектов, позволяют одному и тому же объекту принадлежать одновременно нескольким группам разбиения, но с различной степенью принадлежности. Метод формализует задачи в большинстве ситуаций, связанных с задачами реального мира, где объекты могут находиться на границе кластера.

В теории нечетких множеств существуют несколько способов формализации нечетких понятий, был рассмотрен следующий: вводится характеристическая функция множества — функция принадлежности, которая принимает значения из интервала  $[0;1]$  [5].

Формализуем понятия «нечеткости»: пусть  $X$  — фундаментальное множество, все остальные множества состоят из его элементов (например множество всех функций определенного класса). Можно отметить, что универсальное множество содержит универсальные объекты и фиксируется в рамках математической теории, при  $X = \{x\}$ .

Нечеткое множество  $M$  в  $X$  представляет из себя функцию принадлежности  $f(M(x))$ , связанную с каждой точкой пространства  $X$  действительных чисел в интервале  $[0,1]$ , т.е. это универсальное множество на этом интервале или обобщение обычных множеств, для случая, когда  $f(M(x))$  не бинарна, а может принимать любые значения на  $[0,1]$ . Значением функции будет являться степень принадлежности  $x$  к нечеткому множеству  $M$ . Значение  $f(M(x))$  в точке  $x$ , определяется степенью принадлежности  $x$  к  $M$ . Исходя из этого: чем больше  $f(M(x))$  стремится к 1, тем выше степень принадлежности  $x$  к  $M$ .

Нечеткое множество  $M$  на универсальном множестве  $X$  определяется как совокупность пар  $M = \{x, f(M(x)) | x \text{ принадлежит } X\}$ . Тогда отображение  $x$  в значение 0 — не принадлежит  $M$ , 1 — полная принадлежность этого элемента, а значение строго от 0 до 1 характеризуют нечеткие элементы и тогда вместо обычного разбиения на группы на основе схожести, можно создать нечеткие варианты данных кластеров.

Предлагается следующий алгоритм формирования подкластера:

Шаг 1. Все точки помечаются, как не принадлежащие ни одному подкластеру.

Шаг 2. Находится точка  $x_0$ , являющаяся центром масс точек в начальной окрестности  $q$ , найденная точка помечается, как  $x_0 \in Q_1$ .

Шаг 3. Точка  $x_0$  становится центром координат. Из точек, которые принадлежат окрестности  $x_0$  ищется ближайшая, которая становится  $x_1$ . Прямая  $|x_0x_1|$  становится осью RE, а перпендикулярная ей, проходящая через  $x_0$  осью IM.

Шаг 4. Задается произвольный угол  $\varphi$ , на который будет осуществляться поворот спирали. Чем меньше величина этого угла, тем больше точность организации подкластера с заданным количеством начальных точек, но трудоемкость алгоритма в данном случае возрастает. При каждом повороте, площадь, которая находится внутри спирали сканируется на количество точек. Если количество точек удовлетворяет условию создания подкластера, то наращивание спирали прекращается, в противном случае делается поворот на тот же самый угол. Условие выполняется для всех точек в множестве  $Q_1 = \{q_i\}$ .

Трудоемкость алгоритма равна  $O(n)$ , где  $n$  — количество повторений поворота на  $\varphi$ .

Очевидно, что объекты, находящиеся слишком далеко друг от друга, не должны объединяться, иначе они попадут в кластер при большом количестве витков спирали, то есть при условии:  $\varphi \rightarrow \infty$ .

### Алгоритм формирования кластера

Пусть нечеткая кластеризация осуществляется на основе построения функций принадлежности объектов к каждому из образующихся вышеприведенным алгоритмом подкластеров. Для формирования кластера зададим следующие ограничения:

- все входные данные числовые
- $X$  – евклидово пространство,  $n$ -мерное;
- Требуемое число кластеров заранее фиксировано.

Таким образом построение функции принадлежности станет осуществляться по следующему алгоритму, пока существуют места повышенной плотности. Переход от построения одного подкластера к другому осуществляется путем определения центра подкластера (по алгоритму формирования подкластера), при этом номер нового подкластера увеличивается на 1.

Шаг 1. Осуществляется поиск места с повышенной плотностью по выбранной метрике в начальной окрестности. За исключением области, в которой уже существует/существуют подкластеры с номерами меньше текущего.

Шаг 2. Пусть все рассматриваемые объекты разбиваются по изложенному в пункте 4 алгоритму кластеризации  $n$  раз, где  $n$  – количество разбиений. Следует отметить, что каждый объект имеет свое значение, характеризующийся вероятностью попадания в кластер (например  $i$ -й объект в  $j$ -й кластер).

Шаг 3. После однократного разбиения на кластеры каждой точке ставится в соответствии номер кластера, к которому он относится.

Шаг 4. По каждому построенному кластеру определяется функция  $f$ , заданная на объектах. (например, точка 2 попала в 1-й кластер, тогда  $f(2)=1$ ;

Шаг 5. При  $n$ -кратном повторении шага 1 точка  $x_i$  оказалась в  $i$ -ом подкластере  $n$  раз, тогда вероятность попадания в этот подкластер определяется:  $p = n/\text{кол-во раз кластеризации}$ , при условии, что сохраняется исходная нумерация точек.

Тогда функция принадлежности – это вероятность попадания точки в один из подкластеров при условии существования другого. Следствием этого является разбиение пространства на, как минимум, две составляющие с наибольшей плотностью распределения по метрике плотности.

### Пример реализации алгоритма

Пусть после выполнения 4-х шагов алгоритма сложилась ситуация:

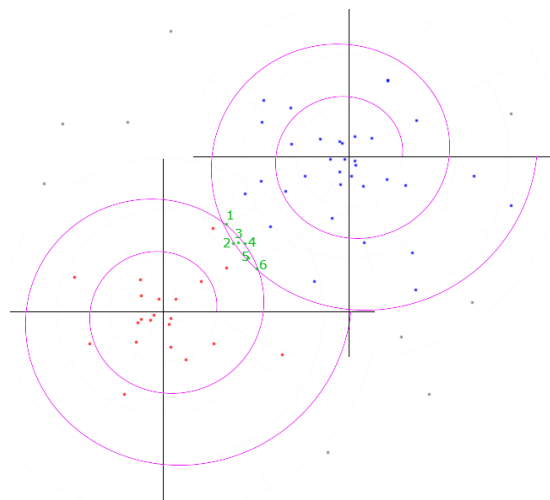


Рис. 2 Представление двух кластеров

Если существуют как минимум две области с повышенной плотностью точек, то между ними находится разреженная область, в которой с большей долей вероятности существует как минимум одна



точка. Если таких точек нет, то разреженная область тождественно равна глубокому вакууму. В рассмотренном примере после четырехкратной итерации алгоритма при  $\varphi = 2\pi$  получились следующие значения:

Таблица 1

Пример нечеткой кластеризации на 4-й итерации

Номер кластера	1-е разбиение	2-е разбиение	3-е разбиение	4-е разбиение
1	6, 5, 2, 1	6, 5, 2	6, 2, 3	5, 2
2	3, 4	1, 3, 4	5, 1, 4	6, 1, 3, 4

Из этого далее следует, что для функции принадлежности каждого объекта будет определяться следующей таблицей:

Таблица 2

Вероятность принадлежности устройства к подкластеру

Номер точки $x_i$ / Номер подкластера	1	2
1	1/4	3/4
2	1	0
3	1/4	3/4
4	0	1
5	3/4	1/4
6	3/4	1/4

Тогда графическое отображение нечеткой кластеризации, например для 1-го подкластера будет выглядеть так, как на рисунке 3, при заранее определенном условии, что 1 – обозначает полную принадлежность кластеру, а 0 – полную непринадлежность:

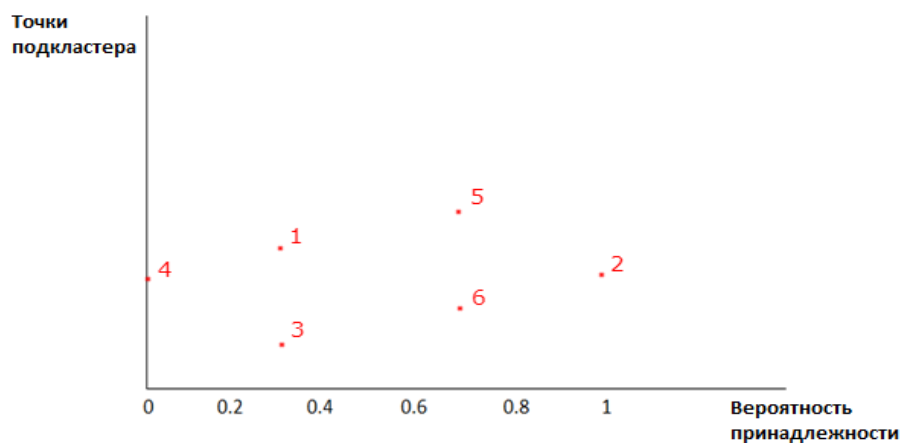


Рис. 3. Вероятность принадлежности точек к 1-му кластеру

Для расчета сходимости алгоритма необходимо определить точки, находящиеся в разреженном пространстве между подкластерами. Мерой, на основе которой будет проведено такое распределение, служит вероятность попадания точки в межподкластерное пространство, что равнозначно существованию единого кластера. Для этого на графике соединим граничные точки между собой и центрами подкластеров следующим образом:

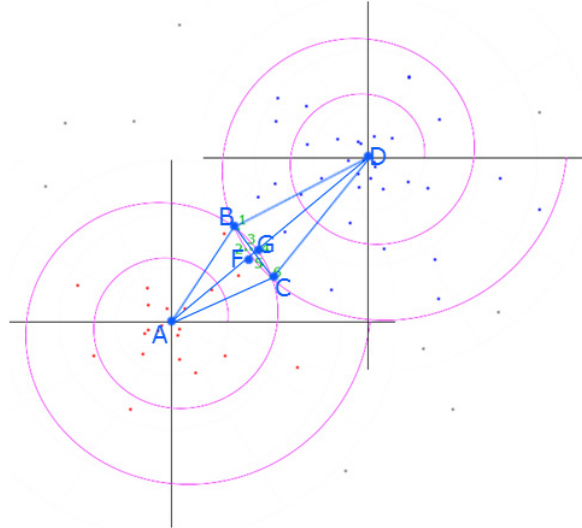


Рис. 4. Обозначение необходимых данных для расчета

Вероятностью существования области пересечения двух спиралей в данном случае будет являться отношение площади фигуры BFCG к площади спиралей, при том, что радиус-вектор одной спирали принимает значение  $AG \equiv AB \equiv AC$ , второй –  $DF \equiv DB \equiv DC$ .

Построение двух спиралей происходит при заданном угле кластеризации  $|\varphi|$  в известной системе координат. Тогда силу геометрического определения операций над векторами, вектор  $\vec{r}$  можно представить в виде  $\vec{r} = r_1 * \vec{i} + r_2 * \vec{j}$  для первой спирали и  $\vec{r} = r_3 * \vec{i} + r_4 * \vec{j}$  для второй, причем коэффициенты  $r_1, r_2, r_3, r_4$  определяются однозначным образом [6]. Модуль вектора в данном случае определяется, как  $\sqrt{r_1^2 + r_2^2}$  и  $\sqrt{r_3^2 + r_4^2}$ , данные величины определяют значения AG и DF, т.к. расстояние [BC] относительно не велико, то их можно принять за радиус окружности, а саму величину [BC] как хорду.

Расстояние AD – между центрами спиралей также известно. Зная AB, AC и AQ, который является высотой равнобедренного треугольника ABC, можно узнать малую диагональ BC, для второй спирали DB, DC, DQ соответственно.

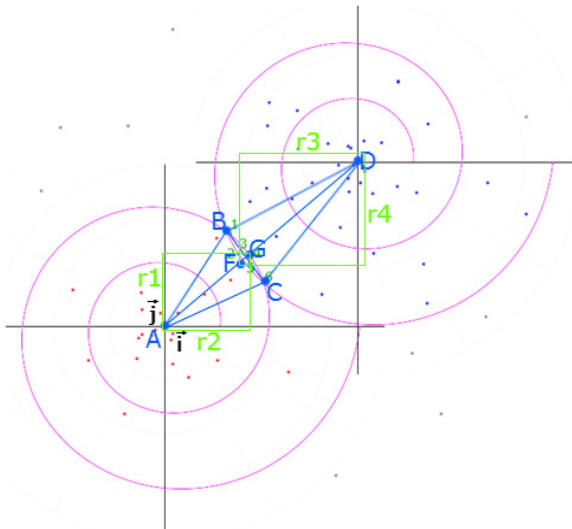


Рис. 5. Расчет векторов

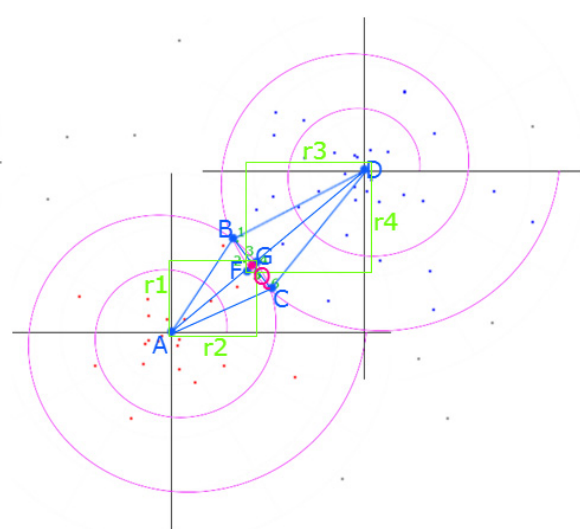
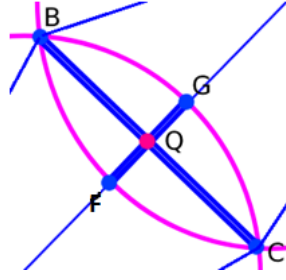


Рис. 6. Расчет диагоналей



**Рис. 7.** Область межподкластерного пространства

BQ и QC – в данном случае, сторона равнобедренных треугольников ABC, DBC, делящаяся пополам высотами AQ и DQ.

Площадь рассматриваемой области, как было сказано выше: BFC + BGC.

$$\text{Тогда, } BFC = \frac{(AG^2 * (W1 - \sin(W1)))}{2}, BGC = \frac{(DF^2 * (W2 - \sin(W2)))}{2}, \text{ где}$$

$$W1 = 2 * \arccos \frac{AG^2 - DG^2 + AD^2}{2 * AG * AD}, W2 = 2 * \arccos \frac{DG^2 - AG^2 + AD^2}{2 * DG * AD}.$$

Площадь области пересечения:

$$SBFCG = \frac{(AG^2 * (W1 - \sin(W1)))}{2} + \frac{(DF^2 * (W2 - \sin(W2)))}{2} \quad (4)$$

Вероятность нахождения точек в заданной области:

$$P = \frac{\frac{(AG^2 * (W1 - \sin(W1)))}{2} + \frac{(DF^2 * (W2 - \sin(W2)))}{2}}{S}, \quad (5)$$

где  $S = \int_0^{\theta} X0(1+u_1)^n + \int_0^{\theta} X1(1+u_2)^n$ .

Данная вероятность характеризует собой также возможность создания конечного кластера из виртуальных подкластеров и ее необходимым условием является нахождение хотя бы одной точки в области пересечения подкластеров. Вероятностью же нахождения исследуемой точки в межподкластерном пространстве будет отношение ее площади к формуле (5).

### Заключение

Исходя из двух универсальных реальных законов природы – превращения и сохранения, им в соответствие возможно поставить нечеткость и четкость, и определяет их неразделимость, что формально приводит к включению третьего закона, но уже промежуточной сущности–наследование [7]. Графически эти три закона возможно выразить в виде спирали, при условии того, что точки перемещаются, в единой окрестности от точки отсчета точке, которая является центром системы координат. При таком выражении возможно вычислять как, расстояния между точками, так и углы между векторами, которые образуются при переходе от любой точки  $x_n$  в точку  $x_{n+2}$  ( $n \geq 0$ ). Формирование кластера, переход от одной точки в другую и их объединение занимает определенное время, сделав предположение что пространственная координата определяет четкость, а временная координата определяет нечеткость, то формирование кластера возможно описать с помощью комплексных чисел, где действительная часть отвечает за положение точки в пространстве, а мнимая– за ее временную характеристику. Тогда возможно перейти к декартовой системе координат, где ось IM– мнимая, а RE– действительная, положение точки на плоскости возможно описать с помощью координаты (x, y).

Исходя из того, что время – это неопределенность, выраженная в конечных интервалах, то с помощью него и метрики расстояния существует возможность определять как далеко точки отстоят

друг от друга. Взаимное расположение точек A, B, C, D, показанных на рисунках 4, 5, 6, определяются всего шестью расстояниями, при этом недоступные для измерения расстояния возможно выразить через известные углы и их взаимное расположение относительно друг друга. Ограничением для этого является использование метрики, определяемой как евклидова.

Таким образом, представленный алгоритм формирования кластера возможно рассматривать как модель, которая отражает систему с нелинейным поведением. Исходя из того, что система обладает свойством наследования и каждой точке входящий в кластер возможно поставить в соответствие субъект, который является самоорганизующейся динамической системой, обладающей нелинейным поведением, то его поведение будет ограничено, а основными элементами взаимодействия объектов внутри модели в системной динамике будут причинно-следственные связи и периоды хаоса. Слабая плотность распределения по всей площади будет чередоваться с высокой плотностью распределения в одной области, отображающей периоды предсказуемости. Центр кластера будет являться особой неподвижной точкой притяжения – аттрактором. При этом вероятность существования кластера определяется вероятностью существования зоной, объединяющей два подкластера.

### Литература

1. Гадасин Д.В., Кольцова А.В., Полякова А.Н. Модель построения кластера для пограничных вычислений // Труды Северо-Кавказского филиала Московского технического университета связи и информатики. 2020. № 1. С. 86-92.
2. Выгодский М. Я. Справочник по высшей математике. М.: АСТ: Астрель, 2006.
3. Gadasin D. V., Shvedov, A.V., Koltsova, A.V. Cluster model for edge computing 2020 International Conference on Engineering Management of Communication and Technology // EMCTECH 2020. Proceedings, 2020.
4. Гаишков С. Б. Центры тяжести и геометрия. ISBN 978-5-4439-0145-9 изд. М.: МЦНМО, 2015.
5. Нечеткая логика – математические основы // BaseGroup Labs URL: <https://basegroup.ru/community/articles/fuzzylogic-math> (дата обращения: 17.01.2021).
6. Операции над векторами и их свойства // cleverstudents.ru URL: [http://www.cleverstudents.ru/vectors/operations\\_on\\_vectors.html](http://www.cleverstudents.ru/vectors/operations_on_vectors.html) (дата обращения: 17.01.2021).
7. Гадасин Д.В., Шведов А.В., Кольцова А.В. Построение фрактальных объектов для графической модели природного окружения // Актуальные проблемы и перспективы развития экономики. Труды XIX Всероссийской с международным участием научно-практической конференции. Симферополь: ИП Зуева Т. В, 2020.
8. Гадасин Д.В., Пак Е.В. Применение модели Бэкмена для распределения потоков в сетях с сегментной маршрутизацией // REDS: Телекоммуникационные устройства и системы. 2020. Т. 10. № 4. С. 18-23.
9. Литвин Я.С., Гадасин Д.В. Семантическая сеть как инструмент обработки визуальной информации // Телекоммуникации и информационные технологии. 2018. Т. 5. № 2. С. 111-118.
10. Усачева Д.И., Шишкин М.О., Гадасин Д.В., Гузеев А.В. Применение OLAP-технологий для анализа многомерных данных в контакт-центре // Телекоммуникации и информационные технологии. 2019. Т. 6. № 1. С. 142-149.
11. Гадасин Д.В., Юдина А.А. Кластеризация в крупномасштабных сетях // Труды Северо-Кавказского филиала Московского технического университета связи и информатики. 2020. № 1. С. 19-26.
12. Гадасин Д.В., Вакурин И.С. Кластерное проектирование сетей Wi - Fi с высокой плотностью абонентов // Труды Северо-Кавказского филиала Московского технического университета связи и информатики. 2020. № 1. С. 138-144.
13. Докучаев В.А., Кальфа А.А., Мытенков С.С., Шведов А.В. Анализ технических решений по организации современных центров обработки данных // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2017. Т. 11. № 6. С. 16-24.
14. Докучаев В.А., Ерёмченко В.А., Маклачкова В.В., Мытенков С.С., Шевелёв С.В. Профессиональные квалификации специалистов по контролю качества информационно-коммуникационных систем // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2017. Т. 11. № 11. С. 62-67.
15. Pavlov S.V., Dokuchaev V.A., Maklachkova V.V., Mytenkov S.S. Features of supporting decision making in modern enterprise infocommunication systems // T-Comm. 2019. Т. 13. № 3. С. 71-74.
16. Павлов С.В., Докучаев В.А. О разработке методологических основ построения модели технических средств радиомониторинга // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2018. Т. 12. № 7. С. 48-51.
17. Dokuchaev V.A., Maklachkova V.V., Statev V.Yu. Classification of personal data security threats in information systems // T-Comm. 2020. Т. 14. № 1. С. 56-60.
18. Pavlov S.V., Dokuchaev V.A., Mytenkov S.S. Model of a fuzzy dynamic decision support system // T-Comm. 2020. Т. 14. № 9. С. 43-47.

# МОДЕЛИ РЕГРЕССИИ НА ОСНОВЕ РЯДА ВОЛЬТЕРРЫ И ИССЛЕДОВАНИЕ НЕЛИНЕЙНЫХ ИСКАЖЕНИЙ СИГНАЛОВ С БОЛЬШИМ ПИК-ФАКТОРОМ

Горгадзе Светлана Феликсовна,

Московский технический университет связи и информатики, профессор, д.т.н., Москва, Россия  
[svetlana-gorgadze@yandex.ru](mailto:svetlana-gorgadze@yandex.ru)

Максимов Антон Алексеевич,

Московский технический университет связи и информатики, магистр, Москва, Россия

## Аннотация

*Рассматривается методика исследования нелинейных искажений группового сигнала с большим пик-фактором на выходе объекта с динамическими нелинейными эффектами памяти, базирующаяся на использовании регрессионных моделей на основе упрощения ряда Вольтерры. Показано, что при приемлемой точности модели объекта исследований сигнал на его выходе, состоящий из множества более простых сигналов, можно представить в виде аддитивной смеси неискаженных их копий и продуктов нелинейных искажений, каждый из которых можно анализировать отдельно. Исследованы спектральные плотности мощности продуктов нелинейных искажений в основной полосе частот полезного сигнала и ее окрестностях.*

## Ключевые слова

*Нелинейные динамические эффекты памяти, регрессионные полиномиальные модели, коэффициенты, порядок и глубина памяти модели, продукты нелинейных искажений.*

## Введение

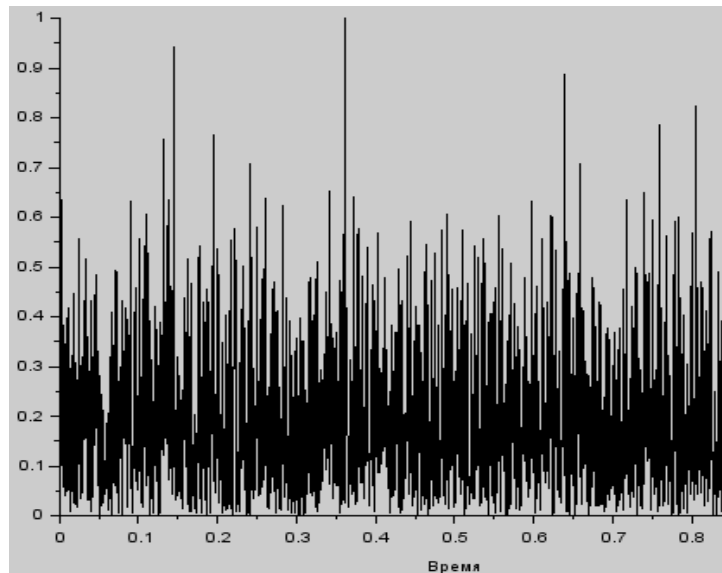
Наиболее полный, точный и строго обоснованный метод исследования объектов, характеризующихся наличием одновременно статической нелинейности и нелинейных динамических эффектов памяти, базируется на использовании ряда Вольтерры [1]. В отличие от этого подхода широко распространенные и более простые блочные методы на основе моделей Винера и Хаммерштейна в своей основе содержат интуитивное и строго не обоснованное предположение о возможности разделения нелинейных преобразований и линейных эффектов памяти, в результате чего усложнение таких моделей заведомо не может привести к неограниченному ее уточнению.

Вместе с тем полный ряд Вольтерры, не содержащий упрощающих предположений, содержит бесконечное число членов. Но на его основе оказывается возможным выбрать модель объекта по сложности (порядок и глубину памяти), в результате чего модель нелинейного объекта можно представить полиномом с конечным числом членов и усложнять или упрощать ее в процессе исследований, повышая ее точность. При этом в настоящее время могут применяться и адаптивные методы разработки полиномиальных структур памяти, направленные на уменьшение числа коэффициентов модели при приемлемой ее точности. Актуальной является проблема выбора наиболее точной и одновременно простой модели [16-18]. Точность такой модели очевидно зависит от характеристик оценки ее коэффициентов. При любом способе оценки коэффициентов процедура оценивания сводится к решению системы линейных уравнений, причем в случае модели высокой сложности, особенно для адаптивных алгоритмов, оказывается необходимым применение приближенных методов их решения, таких как Generalized Minimal Residual Method (GMRES) или Conjugate Gradient Method (CG) [7]. Существуют критерии оценки значимости полученных коэффициентов, например, критерий Фишера [8], а также точности модели в целом.

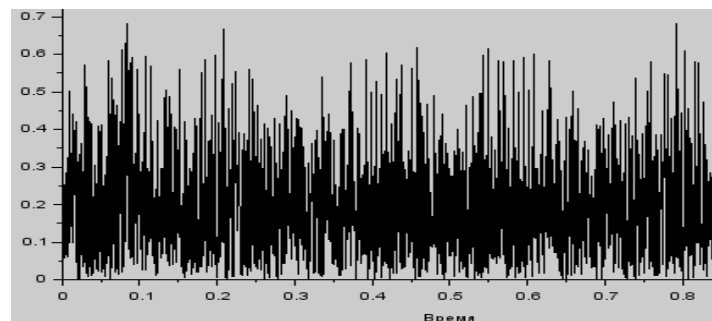
Уникальным свойством нелинейной полиномиальной модели памяти является возможность представления искаженного выхода объекта исследований в виде аддитивной смеси неискаженной составляющей и продуктов нелинейных искажений, каждый из которых можно исследовать отдельно.

Целью данной работы является исследование нелинейных искажений сигнала с большим пик-фактором на примере OFDM-сигнала на основе регрессионной модели, базирующейся на использовании полинома, являющегося упрощением ряда Вольтерры.

В качестве группового сигнала с большим пик-фактором рассматривался OFDMA-сигнал с QPSK-модуляцией поднесущих, число которых равнялось 512. Нормированная амплитудная огибающая неискаженного сигнала показана на рис. 1 (а), а соответствующая ей амплитудная огибающая искаженного сигнала с выхода радиопередатчика, нормированная к максимальному значению неискаженного сигнала, умноженному на линейный коэффициент усиления – на рис. 1 (б). Фазовые структуры искаженного и неискаженного сигналов не показаны.



а)



б)

**Рис. 1.** Нормированная амплитудная огибающая OFDM-сигнала с QPSK-модуляцией поднесущих (а) и амплитудная огибающая того же сигнала с выхода радиопередатчика (искаженного сигнала), нормированная к максимальному значению амплитудной огибающей неискаженного сигнала, умноженного на линейный коэффициент усиления (б)

## 1. Классификация моделей регрессии

Модели регрессии являются упрощенными вариантами модели нелинейного объекта (системы) на основе ряда Вольтерры, которая, в свою очередь, относится к классу однофакторных поведенческих моделей, так как описывает взаимосвязь узкополосных входного  $z_{\text{вх}}(t)$  и выходного  $x_{\text{вых}}(t)$  сигналов объекта исследований без рассмотрения его внутренней структуры. Этот ряд имеет следующий вид:

$$x_{\text{вых}}(t) = \sum_{n=1}^{\infty} \int_0^{\infty} \dots \int_0^{\infty} h_n(\tau_1, \tau_2, \dots, \tau_n) \prod_{k=0}^{\infty} z_{\text{вх}}(t - \tau_k) d\tau_k, \quad (1)$$

где  $h_n(\tau_1, \dots, \tau_n)$ ,  $n = 1, \dots, \infty$  – ядра (весовые функции) Вольтерры,  $n$  – порядок ядра,  $\tau_1, \dots, \tau_n$  вводятся для обозначения моментов времени, предшествующих  $t$ . Отметим, что данное выражение описывает зависимость процесса на выходе нелинейной системы  $x_{\text{вых}}(t)$  в момент времени  $t$  от сколь угодно далекого прошлого управляющего сигнала  $z_{\text{вх}}(t)$ .

Так, для линейной системы с памятью из (1) следует известная формула:

$$x_{\text{вых}}(t) = \int_0^{\infty} h_1(\tau_1) z_{\text{вх}}(t - \tau_1) d\tau_1, \quad (2)$$

где  $h_1(\tau_1)$  – ее импульсная реакция (отклик). Можно показать, что в случае, если частота входного сигнала  $f_0$  близка к собственной частоте системы, на которую он воздействует, и фаза сигнала меняется медленно, то  $x_{\text{вых}}(t)$  и  $z_{\text{вх}}(t - \tau_1)$  могут быть заменены их низкочастотными эквивалентами (комплексными огибающими), а  $h_1(\tau_1)$  – соответственно низкочастотным эквивалентом импульсного отклика системы.

Для безынерционной системы из (1) следует модель в виде степенного ряда:

$$x_{\text{вых}}(t) = \sum_{n=1}^{\infty} b_n (z_{\text{вх}}(t))^n, \quad (3)$$

где  $b_n$  – коэффициенты модели. На практике верхний предел суммирования ограничивают конечным числом  $N$ , называемым порядком модели.

С целью получения формулы, описывающей взаимосвязь низкочастотных эквивалентов входного и выходного сигналов для этого случая, будем считать, что

$$z_{\text{вх}}(t) = A(t) \cos(\omega_0 t + \varphi(t)) = \text{Re} \left[ \dot{z}_{\text{вх}}(t) e^{j\omega_0 t} \right], \quad (4)$$

где  $\dot{z}_{\text{вх}}(t)$  – комплексная огибающая входного сигнала.

Тогда

$$z_{\text{вх}}(t) = \frac{\dot{z}_{\text{вх}}(t) e^{j\omega_0 t} + \dot{z}_{\text{вх}}^*(t) e^{-j\omega_0 t}}{2}. \quad (5)$$

Далее, подставляя (5) в (3), получим:

$$x_{\text{вых}}(t) = \sum_{n=1}^N \frac{1}{2^n} b_n \left( \dot{z}_{\text{вх}}(t) e^{j\omega_0 t} + \dot{z}_{\text{вх}}^*(t) e^{-j\omega_0 t} \right)^n. \quad (6)$$

Учитывая, что  $(x + y)^n = \sum_{p=1}^n x^{n-p} y^p C_n^p$ , из последнего выражения получим:

$$\begin{aligned} x_{\text{вых}}(t) &= \sum_{n=1}^N \frac{1}{2^n} b_n \sum_{p=1}^n (\dot{z}_{\text{вх}}(t) e^{j\omega_0 t})^{n-p} (\dot{z}_{\text{вх}}^*(t) e^{-j\omega_0 t})^p C_n^p = \\ &= \sum_{n=1}^N \frac{1}{2^n} b_n \sum_{p=1}^n (\dot{z}_{\text{вх}}(t))^{n-p} (\dot{z}_{\text{вх}}^*(t))^p (e^{j\omega_0 t})^{n-2p} C_n^p, \end{aligned} \quad (7)$$

где  $C_n^p$  – число сочетаний из  $n$  по  $p$ .

Будем учитывать только ту частотную составляющую  $x_{\text{вых}}(t)$ , которая находится в основной полосе сигнала, то есть для нее должно выполняться равенство  $n - 2p = 1$ , из которого следует, что  $p = \frac{n-1}{2}$  и  $n - p = \frac{n+1}{2}$ . Тогда (6) можно переписать как:

$$x_{\text{вых}}(t) = \sum_{n=1}^N \frac{1}{2^n} b_n ((\dot{z}_{\text{вх}}(t))^{\frac{n+1}{2}} (\dot{z}_{\text{вх}}^*(t))^{\frac{n-1}{2}} e^{j\omega_0 t} + (\dot{z}_{\text{вх}}(t))^{\frac{n-1}{2}} (\dot{z}_{\text{вх}}^*(t))^{\frac{n+1}{2}} e^{-j\omega_0 t}) C_n^{\frac{n-1}{2}}. \quad (8)$$

$n$  нечетное

Последнее выражение можно переписать как

$$x_{\text{вых}}(t) = \sum_{n=1}^N \frac{1}{2^n} b_n (|\dot{z}_{\text{вх}}(t)|^{n-1} \dot{z}_{\text{вх}}(t) e^{j\omega_0 t} + |\dot{z}_{\text{вх}}(t)|^{n-1} \dot{z}_{\text{вх}}^*(t) e^{-j\omega_0 t}) C_n^{\frac{n-1}{2}}. \quad (9)$$

$n$  нечетное

Тогда для низкочастотного эквивалента выходного сигнала можно записать:

$$\dot{x}_{\text{вых}}(t) = \sum_{n=1}^N \frac{1}{2^{n-1}} C_n^{\frac{n-1}{2}} b_n |\dot{z}_{\text{вх}}(t)|^{n-1} \dot{z}_{\text{вх}}(t), \quad (10)$$

$n$  нечетное

то есть

$$\dot{x}_{\text{вых}}(t) = \sum_{n=1}^N a_n |\dot{z}_{\text{вх}}(t)|^{n-1} \dot{z}_{\text{вх}}(t), \quad (11)$$

$n$  нечетное

где  $a_n = \frac{1}{2^{n-1}} C_n^{\frac{n-1}{2}} b_n$ . Таким образом, мы получили модель безынерционной нелинейной системы, известную как простая полиномиальная модель.

Таким образом, модель, описываемая формулой (2), соответствует линейной инерционной системе, а формулами (3), (10) – нелинейной безынерционной. Для описания нелинейной и одновременно инерционной системы, а также ограничения глубины памяти модели, часто формулу ряда Вольтерры (1) записывают в дискретной форме:

$$x_{\text{вых}}(k) = \sum_{n=1}^N \sum_{m_1=0}^M \sum_{m_2=0}^M \dots \sum_{m_n=0}^M h_n(m_1, m_2, \dots, m_n) \prod_{r=1}^n z_{\text{вх}}(k - m_r), \quad (12)$$

где  $x_{\text{вых}}(k)$  и  $z_{\text{вх}}(k)$  – отсчеты выходного и входного сигналов в момент времени с номером  $k$ , далее,  $h_n(m_1, m_2, \dots, m_n)$  – ядра Вольтерры порядка  $n$ , представляющие собой многомерные импульсные отклики нелинейной инерционной системы,  $M$  – глубина памяти модели.

Известны упрощенные варианты полного ряда Вольтерры, в частности, основанные на ограничениях динамического диапазона его девиации (dynamic deviation reduction Volterra (DDRV)) и предложенные в работах [2-5] и рассмотренные также в работах [12,13]. В этих случаях сохраняются члены ряда с ядрами всех порядков с «выколотыми» (обнуленными) по некоторому правилу аргументами. Это позволяет выделить и сгруппировать кросс-компоненты ряда, предположительно вносящие наибольшие вклады в отклик нелинейной системы, причем каждая добавляемая группа предположительно вносит все меньший вклад, по сравнению с предыдущей. Обычно ограничиваются моделями первого и второго рода.

В DDRV-модели первого рода учитывается модель безынерционной системы (10), а также группа кросс-компонентов, состоящих из произведений первых степеней отсчетов управляющего сигнала, предыдущих по



отношению к его отсчету, и различных степеней этого  $k$ -го отсчета, причем все эти компоненты включают не более чем два отсчета, то есть

$$x_{\text{вых}}(k) = \sum_{n=1}^N h_{n,0}(0,0,\dots,0) z_{\text{вх}}^n(k) + \sum_{n=2}^N z_{\text{вх}}^{n-1}(k) \sum_{m=1}^M h_{n,1}(0,0,\dots,0,m) z_{\text{вх}}(k-m). \quad (13)$$

DDRV-модель второго рода включает модель первого рода и группу кросс-компонентов, содержащих не более чем три отсчета управляющего сигнала. В общем виде такая модель описывается следующим образом:

$$x_{\text{вых}}(k) = \sum_{n=1}^N h_{n,0}(0,0,\dots,0) z_{\text{вх}}^n(k) + \sum_{n=2}^N z_{\text{вх}}^{n-1}(k) \sum_{m=1}^M h_{n,1}(0,0,\dots,0,m) z_{\text{вх}}(k-m) + \sum_{n=2}^N z_{\text{вх}}^{n-2}(k) \sum_{m_1=1}^M \sum_{m_2=m_1}^M h_{n,2}(0,0,\dots,0,m_1,m_2) z_{\text{вх}}(k-m) z_{\text{вх}}(k-m_2). \quad (14)$$

Инерционные регрессионные модели для основной полосы сигнала и ее окрестностей, вытекающие даже из DDRV-моделей, очевидно, являются сложными. В данной статье рассматривается один из самых простых вариантов – модель Кима и Константину [6]. Ее можно получить, удалив из ряда Вольтерры все кросс-компоненты. В результате, для комплексной огибающей сигнала на выходе нелинейного объекта с памятью можно записать:

$$\dot{x}_{\text{вых}}(k) = \sum_{m=0}^M \sum_{n=1}^N a_{mk} \dot{z}_{\text{вх}}(k-m) |\dot{z}_{\text{вх}}(k-m)|^{n-1}, \quad (15)$$

где  $a_{mk}$  – комплексные (в общем случае) коэффициенты модели. Таким образом, рассматриваемые модели позволяют учитывать эффект амплитудно-фазовой конверсии [9].

Последнее выражение можно записать в матричной форме:

$$\dot{x}_{\text{вых}}(k) = \dot{A} \dot{Z}_{\text{вх}}(k),$$

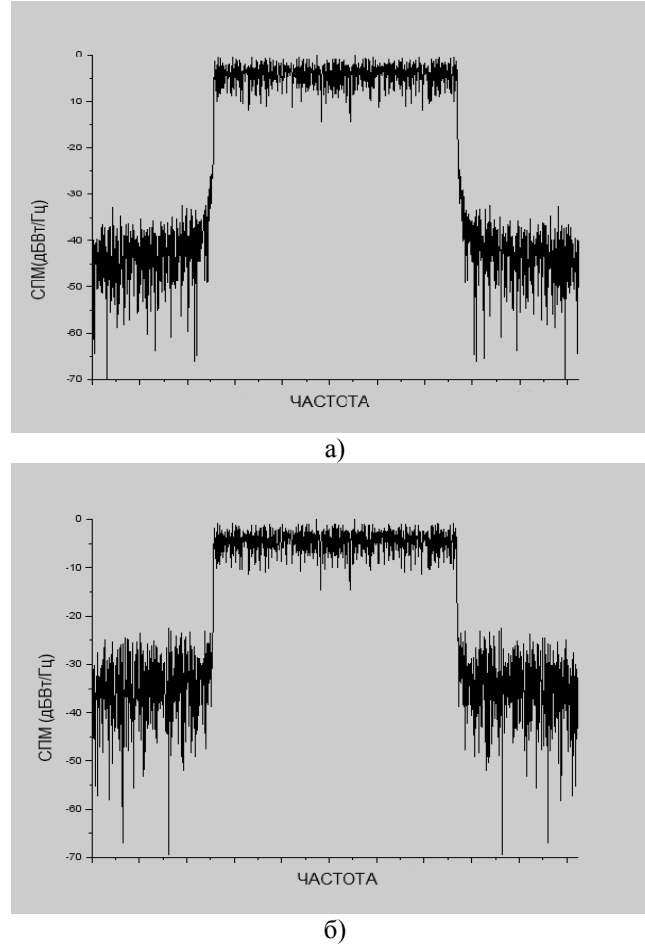
где матрица-строка коэффициентов модели  $\dot{A}$  описывается как:

$$\dot{A} = [\dot{a}_{01} \dots \dot{a}_{0N} \dots \dot{a}_{M1} \dots \dot{a}_{MN}],$$

$$\dot{Z}_{\text{вх}}(k) = \begin{bmatrix} \dot{z}_{\text{вх}}(k) \\ \dot{z}_{\text{вх}}(k) |\dot{z}_{\text{вх}}(k)| \\ \dots \\ \dot{z}_{\text{вх}}(k) |\dot{z}_{\text{вх}}(k)|^{N-1} \\ \dots \\ \dot{z}_{\text{вх}}(k-M) \\ \dot{z}_{\text{вх}}(k-M) |\dot{z}_{\text{вх}}(k-M)| \\ \dots \\ \dot{z}_{\text{вх}}(k-M) |\dot{z}_{\text{вх}}(k-M)|^{N-1} \end{bmatrix}. \quad (16)$$

## 2. Исследование нелинейных искажений

Спектральные плотности мощности (СПМ) неискаженного и искаженного сигналов, амплитудные огибающие которых представлены на рис 1 (а) и (б), показаны на рис. 2(а) и (б) соответственно.



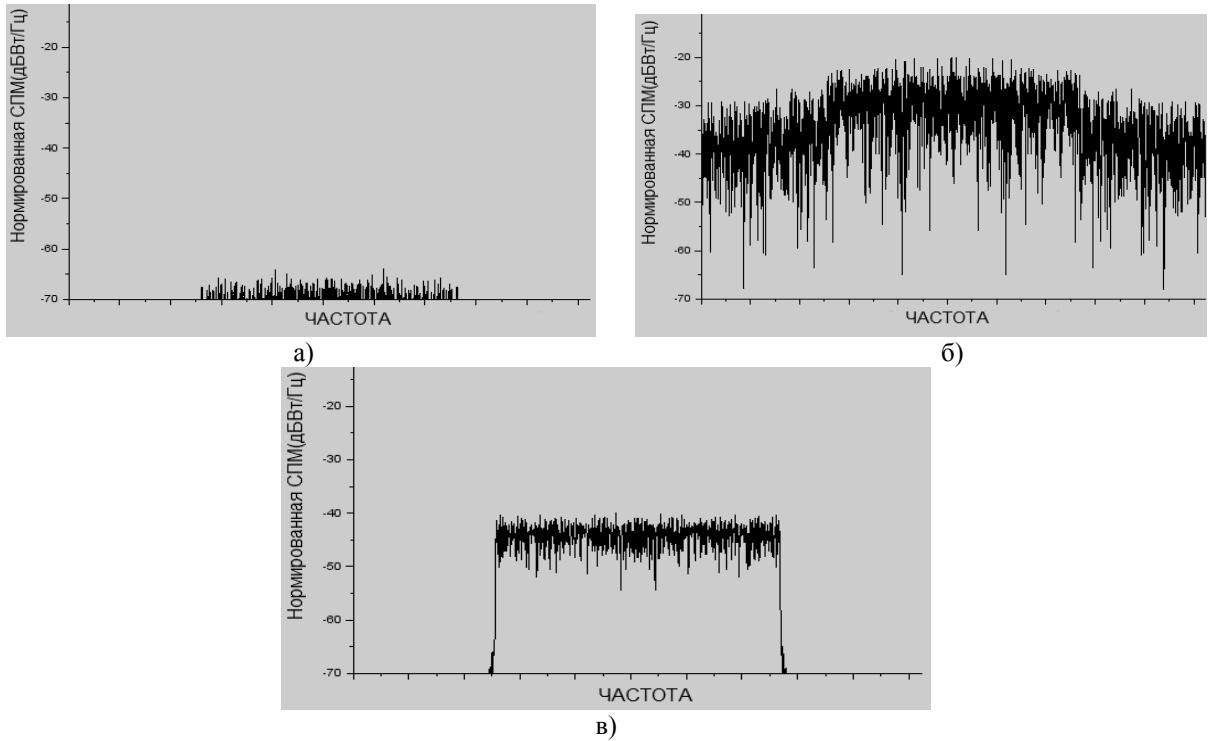
**Рис. 2.** Спектральные плотности мощности неискаженного (а) и искаженного сигналов (б) амплитудные огибающие которых показаны на рис. 1 (а) и (б) соответственно

В качестве нелинейной модели радиопередатчика первоначально использовалась модель Кима и Константину (4) седьмого порядка с глубиной памяти 5, в которой учитывались коэффициенты, превышающие пороговый уровень  $10^{-4}$ , в результате чего первоначальная модель была упрощена до модели третьего порядка с глубиной памяти 3. При оценке ее коэффициентов использовался метод наименьших квадратов (МНК). Полученные действительные и мнимые части уравнения регрессии для нелинейной модели с памятью приведены ниже:

$$\begin{aligned} \operatorname{Re}[\dot{x}_{\text{вх}}(k)] = & 10 \operatorname{Re}[\dot{z}_{\text{вх}}(k)] + 0.01[\dot{z}_{\text{вх}}(k)]|\dot{z}_{\text{вх}}(k)| - 3 \operatorname{Re}[\dot{z}_{\text{вх}}(k)]|\dot{z}_{\text{вх}}(k)|^2 + \\ & + 0.1 \operatorname{Re}[\dot{z}_{\text{вх}}(k-1)] + 0.0075 \operatorname{Re}[\dot{z}_{\text{вх}}(k-1)]|\dot{z}_{\text{вх}}(k-1)| - 0.033 \operatorname{Re}[\dot{z}_{\text{вх}}(k)]|\dot{z}_{\text{вх}}(k-1)|^2 + \\ & + 0.05 \operatorname{Re}[\dot{z}_{\text{вх}}(k-2)] + 0.0047 \operatorname{Re}[\dot{z}_{\text{вх}}(k-2)]|\dot{z}_{\text{вх}}(k-2)| - 0.008 \operatorname{Re}[\dot{z}_{\text{вх}}(k-2)]|\dot{z}_{\text{вх}}(k-2)|^2 + \\ & + 0.01 \operatorname{Re}[\dot{z}_{\text{вх}}(k-3)] + 0.001 \operatorname{Re}[\dot{z}_{\text{вх}}(k-3)]|\dot{z}_{\text{вх}}(k-2)| - 0.003 \operatorname{Re}[\dot{z}_{\text{вх}}(k-3)]|\dot{z}_{\text{вх}}(k-2)|^3, \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \text{Im}[\dot{x}_{\text{вых}}(k)] = & 0,0001 \text{Im}[\dot{z}_{\text{вх}}(k)] + 0,011 \text{Im}[\dot{z}_{\text{вх}}(k)]|\dot{z}_{\text{вх}}(k)| - 0,3 \text{Im}[\dot{z}_{\text{вх}}(k)]|\dot{z}_{\text{вх}}(k)|^2 + \\ & + 0,01 \text{Im}[\dot{z}_{\text{вх}}(k-1)] + 0,009 \text{Im}[\dot{z}_{\text{вх}}(k-1)]|\dot{z}_{\text{вх}}(k-1)| - 0,004 \text{Im}[\dot{z}_{\text{вх}}(k)]|\dot{z}_{\text{вх}}(k-1)|^2 + \\ & + 0,005 \text{Im}[\dot{z}_{\text{вх}}(k-2)] + 0,0023 \text{Im}[\dot{z}_{\text{вх}}(k-2)]|\dot{z}_{\text{вх}}(k-2)| - 0,0005 \text{Im}[\dot{z}_{\text{вх}}(k-2)]|\dot{z}_{\text{вх}}(k-2)|^2 + \\ & + 0,00 \text{Im}[\dot{z}_{\text{вх}}(k-3)] + 0,001 \text{Im}[\dot{z}_{\text{вх}}(k-3)]|\dot{z}_{\text{вх}}(k-2)| - 0,0003 \text{Im}[\dot{z}_{\text{вх}}(k-3)]|\dot{z}_{\text{вх}}(k-3)|^2. \end{aligned} \quad (17)$$

Очевидно, что полиномы (16), (17) позволяют представить искаженный сигнала в виде суммы неискаженного сигнала и составляющих помехи нелинейных искажений, представляющих собой комплексные функции. В данной статье они не приводятся, но на рис. 3 (а), (б), (в) показаны их СПМ, нормированные относительно максимального значения СПМ неискаженного сигнала. Таким образом, на каждом из этих графиков показаны зависимости отношения мощности соответствующей составляющей помехи нелинейных искажений к мощности полезного сигнала в единице полосы в зависимости от частоты, выраженные в дБ. При этом на рис. 3(а) показана СПМ составляющей помехи нелинейных искажений



**Рис. 3.** Нормированные СПМ составляющих нелинейных искажений с памятью

$$\text{Re}[\dot{x}_{\text{вых}}(k)] = 0,01 \text{Re}[\dot{z}_{\text{вх}}(k)]|\dot{z}_{\text{вх}}(k)|, \quad \text{Im}[\dot{x}_{\text{вых}}(k)] = 0,011 \text{Im}[\dot{z}_{\text{вх}}(k)]|\dot{z}_{\text{вх}}(k)|,$$

на рис. 3(б) – составляющей

$$\text{Re}[\dot{x}_{\text{вых}}(k)] = -3 \text{Re}[\dot{z}_{\text{вх}}(k)]|\dot{z}_{\text{вх}}(k)|^2, \quad \text{Im}[\dot{x}_{\text{вых}}(k)] = -0,3 \text{Im}[\dot{z}_{\text{вх}}(k)]|\dot{z}_{\text{вх}}(k)|^2,$$

на рис. 3(в) – составляющей

$$\text{Re}[\dot{x}_{\text{вых}}(k)] = 0,1 \text{Re}[\dot{z}_{\text{вх}}(k-1)], \quad \text{Im}[\dot{x}_{\text{вых}}(k)] = 0,01 \text{Im}[\dot{z}_{\text{вх}}(k-1)].$$

Уровень нормированных СПМ остальных составляющих помехи нелинейных искажений, включая и кросс-спектры, оказался ниже -70 дБВт/Гц, поэтому они не показаны.

Отметим, что кросс-спектры – это взаимные спектры неискаженного сигнала и аддитивных составляющих искаженного сигнала, а также взаимные спектры составляющих нелинейных искажений, возникающие при вычислении СПМ искаженного сигнала. В процессе перемножения суммы комплексных спектров на сумму этих же, но комплексно-сопряженных спектров, получим кросс-спектры, уровень которых зависит не только от коэффициентов модели регрессии, но и от уровня взаимно-корреляционных функций соответствующих составляющих сигнала.

В данной интерпретации СПМ нельзя сложить спектры, представленные на рис. 3 и получить суммарный уровень помехи нелинейных искажений.

Из анализа рисунка 3 следует, что увеличение уровня внеполосных излучений возникает в основном из-за безынерционных нелинейных искажений полезного сигнала, в то время как инерционные искажения (память) приводят к увеличению уровня помехи в полосе полезного сигнала.

### Заключение

Модели регрессии нелинейной памяти на основе ряда Вольтерры позволяют разложить искаженный сигнал на выходе объекта исследований на неискаженную составляющую и аддитивную совокупность помех нелинейных искажений, характеристики и влияние которых на полезный сигнал можно исследовать отдельно. В результате оказывается возможным определить уровень мощности помехи не только в окрестностях основной полосы сигнала, но и в самой полосе частот, чего не позволяют сделать традиционные критерии нелинейных искажений, например, Adjacent Channel Power Ratio (ACPR) [14,15].

Таким образом, данный подход открывает возможности для разработки более эффективного критерия линейности, по сравнению с традиционными. Кроме того, он может использоваться одновременно с методами линеаризации характеристик усилителя мощности, так как модели регрессии позволяют разрабатывать и такие алгоритмы. Тогда в процессе линеаризации можно будет не только уточнять значения коэффициентов регрессии, но и определять уровень и характеристики остаточных составляющих нелинейных искажений, то есть оценивать эффективность процедуры линеаризации. Очевидно, что традиционные критерии нелинейных искажений являются малоэффективными в этом случае.

Необходимо отметить, что при использовании сложной модели нелинейного объекта с памятью при значительных искажениях усиливаемого сигнала данный подход требует значительных вычислительных ресурсов.

Вообще метод Вольтерра отличается высокой эффективностью и позволяет предсказывать эффекты, возникающие при смешивании сигналов под влиянием слабых искажений, которые не могут моделироваться при помощи каких-либо других методов. Также для получения точных результатов на основе ряда Вольтерра должно использоваться корректное описание производных нелинейности. Это не всегда просто, и при проведении экспериментов с целью извлечения параметров для модели следует использовать переменные сигналы. В целом для моделей, которые должны описываться с помощью метода гармонического баланса или во временной области методы на основе ряда Вольтерры могут оказаться не столь эффективными. Также описание нелинейных объектов с помощью полиномов высокого порядка может вызвать значительную нестабильность вычислений, что может привести к недостоверным результатам.

Подчеркнем, что ключевым этапом при разработке любой поведенческой модели нелинейного объекта, вариант которой рассмотрен в данной статье, является методика извлечения необходимых параметров.

### Литература

1. *Volterra V.* Theory of Functionals and Integral and Integro-Differential Equations. Dover Publications. New York. 1959.
2. *Filicori F., Vannini G.* Mathematical approach to large-signal modeling of electron devices // Electronics Letters. 1991. Vol. 27. № 4. P. 357-359.
3. *Mirri D. et al.* A modified Volterra series approach for the characterization of nonlinear dynamic systems // IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conf. (IMTC'96). Brussels, Belgium, 1996. P. 710-715.
4. *Zhu A., Pedro J. C., and Brazil T. J.* Dynamic deviation reduction-based Volterra behavioral modeling of RF power amplifiers // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. 2006. T. 54. № 12. P. 4323-4332.

5. *Zhu A. et al.* Open-loop digital predistorter for RF power amplifiers using dynamic deviation reduction-based Volterra series // *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. 2008. Т. 56. № 7. С. 1524-1534.
6. *Kim and Konstantinou, K.* Digital predistortion of wideband signals based on power amplifier model with memory // *Electronics Letters*, 37, 23. P. 1417-1418. 2001.
7. *Горгадзе С.Ф., Максимов А.А.* Теория гармонического баланса для схемотехнического проектирования // *T-Comm: Телекоммуникации и транспорт*. 2020. Т.14. №11. С. 21-32.
8. *Горгадзе, С.Ф., Бокк, Г.О.* Планирование и обработка результатов эксперимента в радиотехнике и инфокоммуникационных системах. Учебное пособие для вузов. М.: Горячая линия – Телеком. 2018. 132 с.
9. *Смирнов А.В., Горгадзе С.Ф.* Эффект амплитудно-фазовой конверсии при высокоэффективном усилении мощности // *Системы синхронизации, формирования и обработки сигналов*. 2015. Т.6. №3. С. 120.
10. *Горгадзе С.Ф., Клинков А.А., Вовк А.С.* Разработка принципов построения энергетически эффективных высоколинейных передатчиков для систем с кодовым разделением каналов // *T-Comm: Телекоммуникации и транспорт*. 2011. Т.5. №9. С. 62-63.
11. *Горгадзе С.Ф., Клинков А.А.* Характеристики интермодуляционных помех при нелинейных преобразованиях совокупностей сложных сигналов // *Электросвязь*. 2008. № 7. С. 32-36.
12. *Горгадзе С.Ф.* Исследование поведенческих моделей усилителей мощности на основе ограничения динамического диапазона девиации ряда Вольтерры // В сборнике: *Технологии информационного общества*. 2019. С. 264-267.
13. *Горгадзе С.Ф.* Выбор поведенческой модели нелинейного твердотельного усилителя мощности // *Системы синхронизации, формирования и обработки сигналов*. 2018. Т.9. № 1. С. 54-58.
14. *Горгадзе С.Ф., Фролов Д.О.* Усиление мощности групповых сигналов с восстановлением их формы на радиочастоте // *Фундаментальные проблемы радиоприборостроения*. 2017. Т. 17. №4. С. 1155-1158.
15. *Горгадзе С.Ф., Клинков А.А.* Критерии линейности усилителей базовых станций сотовых систем CDMA // *Электросвязь*. 2009. №7. С. 26-30.
16. *Горгадзе С.Ф., Клинков А.А.* Повышение эффективности радиотрактов формирования и усиления групповых сложных сигналов в CDMA-системах подвижной связи // *T-Comm: Телекоммуникации и транспорт*. 2010. Т.4. №9. С. 16-20.
17. *Горгадзе С.Ф.* Выбор поведенческой модели нелинейного твердотельного усилителя мощности // *Системы синхронизации, формирования и обработки сигналов*. 2018. Т. 9. № 1. С. 54-58.
18. *Горгадзе С.Ф., Пилюгин И.С.* Самонастраивающийся алгоритм линеаризации характеристики усилителя мощности на основе LUT // *REDS: Телекоммуникационные устройства и системы*. 2020. Т. 10. № 2. С. 34-39.
19. *Гут Т.М., Горгадзе С.Ф.* Характеристики ковариационных функций и оценка параметров шумоподобного сигнала // *Телекоммуникации и информационные технологии*. 2019. Т. 6. № 2. С. 35-41.

# УСТРОЙСТВА СОГЛАСОВАНИЯ ПРОВОЛОЧНЫХ АНТЕНН И АНТИПОМЕХОВЫЕ МЕРОПРИЯТИЯ ПРИ ОРГАНИЗАЦИИ ЭКСПЕДИЦИОННОГО РАДИОЦЕНТРА

Комаров Сергей Николаевич,

Московский технический Университет связи и информатики,  
ст. преподаватель, радиоинженер, Москва, Россия

[komarov@radiostation.ru](mailto:komarov@radiostation.ru)

## Аннотация

*В статье рассмотрены технические и организационные вопросы радиосвязи при проведении экспедиций в малонаселённые северные и восточные районы, где отсутствует и не планируется к созданию в ближайшие десятилетия современная инфраструктура телекоммуникаций. В таких районах, а их в России около 75% территории, доступно лишь русскоязычное радиовещание иностранных радиостанций на коротких и средних волнах, ведущее пропаганду в интересах своих государств. При исследовании и освоении этих территорий, связь экспедиционных партий с сезонными и стационарными лагерями приходится создавать с нуля, буквально, в поле. Для этих применений отсутствуют специально разработанные радиостанции<sup>1</sup>, и приходится приспосабливать либо снятую с вооружения и переданную в гражданские службы военную технику связи прошлых десятилетий, либо радиостанции, разработанные для организации низовой связи «в народном хозяйстве» СССР. Приобретение «западной» техники связи сталкивается с теми же проблемами: массовая бытовая техника непригодна по своим техническим параметрам, военная – недоступна и дорога, а экспедиционной не существует по причине отсутствия массового рынка потребителей: разрабатывать и производить не выгодно. Приходится делать самим. Благо, остались ещё в России разработчики, получившие настоящее инженерное образование в СССР.*

## Ключевые слова

*Радиосвязь, экспедиционный радиочастотный центр, проволочные антенны.*

В предыдущей статье [1] были рассмотрены стационарные антенны «Веерный наклонный луч» для организации радиосвязи в базовых экспедиционных лагерях и походная антенна «Однопроводный наклонный луч» диапазона промежуточных волн, для организации радиосвязи экспедиционных групп и одиночных исследователей и путешественников.

## Устройства согласования

**Краткая теория.** Согласование антенн с выходом передатчика производится по двум параметрам: 1. Трансформация активной части входного сопротивления антенны (сопротивления излучения) к оптимальному сопротивлению нагрузки передатчика. 2. Компенсация реактивной составляющей входного сопротивления в рабочей полосе частот. Достижение обоих условий согласования необходимо провести с минимальными потерями мощности (на максимуме КПД). Для уменьшения потерь в поверхностном слое проводника, требуется применение сложных намоточных проводов специальной конструкции для трансформаторов и катушек.

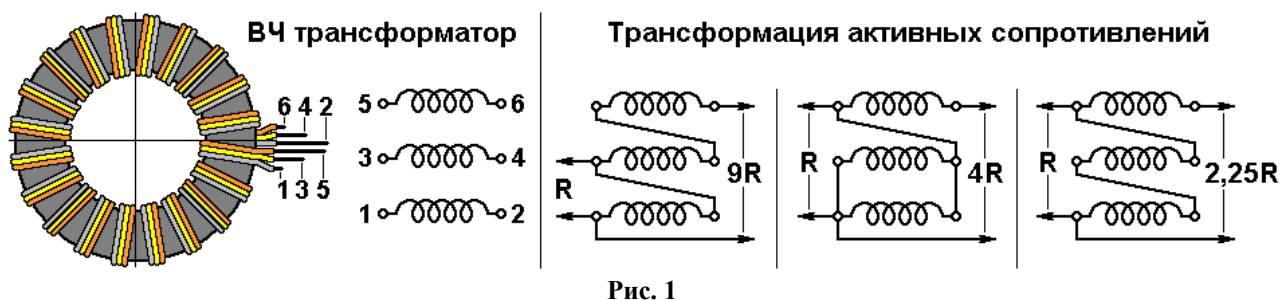
**Реализация.** Экспедиционные антенны типа «Веерный наклонный луч», с множеством модификаций, можно согласовать со стандартным 50-омным выходом передатчика, изготовив трансформатор на кольце K100x60x15 из феррита М400НН (для мощности до 1,0 кВт). Острые кромки кольца следует скруглить на алмазном или корундовом круге, после чего обмотать двумя слоями лакоткани ЛШМ толщиной 0,1 мм. В качестве провода для обмоток трансформатора следует использовать самодельный литцендрат, перевив (без перекручивания провода!) 7 изолированных жил из провода

<sup>1</sup> Разработана и уже производится малогабаритная коротковолновая радиостанция «Улейма», однако, она не сертифицирована для экспедиционных задач, поскольку в настоящее время в России не существует заинтересованных государственных структур, проявляющих заботу о членах экспедиций и исследователях (это длительные вложения, не дающие сиюминутной прибыли). Проводить сертификацию за собственные деньги, разработчикам радиостанции не под силу.

МС13-16 сечением 0,2 кв. мм, сложив их в жгутике правильной звёздочкой – один провод посередине и шесть вокруг него.

Обмотки трансформатора мотаются на кольцо одновременно (в три провода, рис. 1) в один слой, плотно, внутри кольца виток к витку, до заполнения слоя [2-22]. Точное число витков не критично. Варьируя включение трансформатора (или работа без него) можно согласовать активные сопротивления антенн от 3,5 до 600  $\Omega$  при КСВ не более 1,5.

При меньшей мощности передатчика (до 150 Вт) трансформатор выполняется на кольце К65х40х10 из феррита М400НН. Намотка производится проводом МС13-16 сечением 0,2 кв. мм перевитым в три жилы, по той же технологии, как описано выше. Для переносных раций, при мощности передатчика до 15 Вт, трансформатор можно намотать на двух, сложенных вместе кольцах К38х24х7 или К40х25х7,5 из того же феррита. Обмотки в этом случае следует выполнить одиночным проводом МС13-16 сечением 0,35 кв. мм.



Емкостная реактивность веерных антенн [1] может быть скомпенсирована удлинительной катушкой с максимальной индуктивностью около 30-36 мкГ (или с помощью вариометра той же индуктивности). Катушку можно выполнить, намотав плотно, виток к витку, 33 витка самодельного литцендрата двойного плетения 7хЛЭШО 20х0,071 на ребристый каркас КР50х60 (сложив его рёбра при сборке широкой стороной наружу, чтобы внутренний диаметр намотки по рёбрам стал бы 52,5 мм, рис. 2). Использование столь сложного провода обусловлено требованием высокой добротности удлинительной катушки (более 200), оказывающей прямое влияние на КПД антенны.

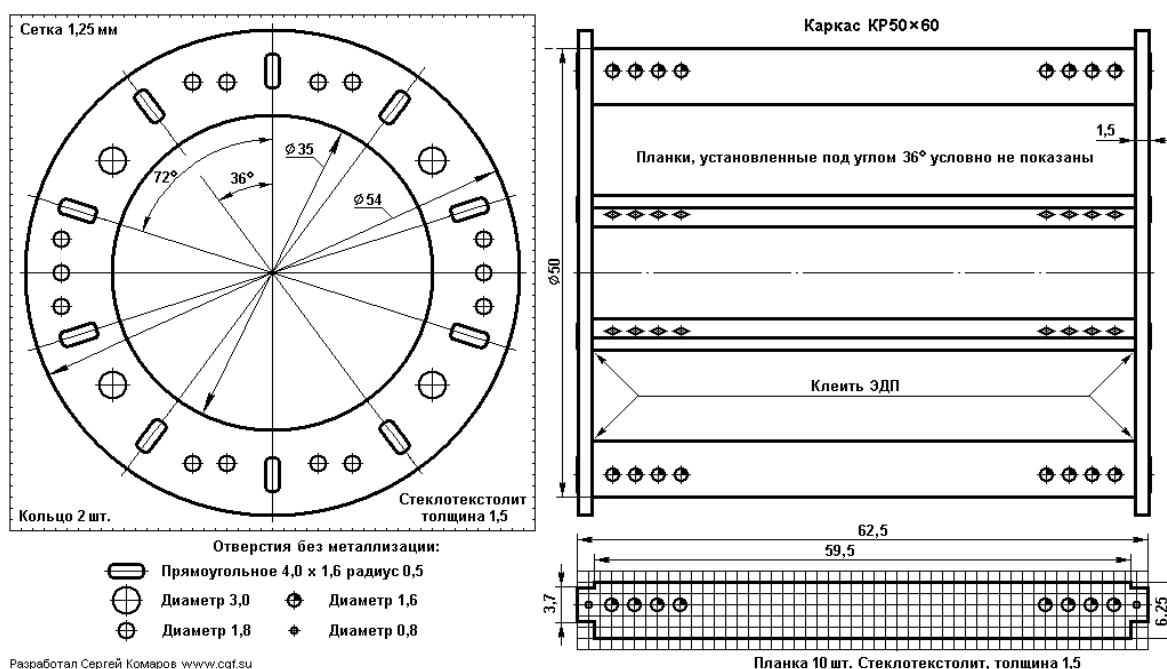


Рис. 2

Для компенсации емкостной составляющей походной антенны почти в 800  $\Omega$  на нижней частоте диапазона 1,5 МГц [1], потребуется высокодобротная катушка с индуктивностью в 85 мкГ. Доброт-

ность не менее 250. Её мотают самодельным литцендратом двойного плетения 7хЛЭШО 35х0,071 на ребристом каркасе КР50х60 (рис. 2) [5, 6]. Катушка содержит 51 виток двухслойной намотки «вперекидку». В первом слое – 26 витков, во втором 25. Намотку «вперекидку» ведут, одновременно мотая оба слоя: Сначала, с сильным натяжением, мотаются два витка, плотно друг к другу. Третий виток, при меньшем натяжении, укладывается во второй слой в канавку между первым и вторым витками; когда через виток канавка заканчивается (занята началом этого же, третьего витка), провод снова опускается в первый слой и мотается четвёртый виток, опять с сильным натяжением. Сохранять выбранное натяжение помогают рёбра каркаса. Перехлест витков делается между рёбрами. Пятый виток снова укладывается во второй слой, в канавку между вторым и четвёртым витками и т.д. (рис. 3).



Рис. 3

Витки первого слоя следует натягивать сильно, витки второго слоя натягиваются слабее, чтобы не разъезжались витки первого слоя. Таким образом, получается, что в первом слое витков на один больше. Начало и конец обмотки фиксируются в отверстиях в щёчках каркаса. Для облегчения намотки, чтобы витки первого слоя были жёстко зафиксированы и не разъезжались при намотке, перед сборкой каркаса, следует в его рёбрах пропилить на глубину 0,75 мм полукруглые канавки радиусом 1,1 мм с шагом 2,2 мм (рис. 4). Канавки пропиливаются с широкой стороны ребра (с нижней, на рис. 2). При сборке каркаса рёбра вставляются канавками наружу. Таким образом, диаметр намотки катушки получается на 2,5 мм больше ( $50 + 2,5 = 52,5$  мм), чем при штатной установке рёбер по чертежу (рис. 2).

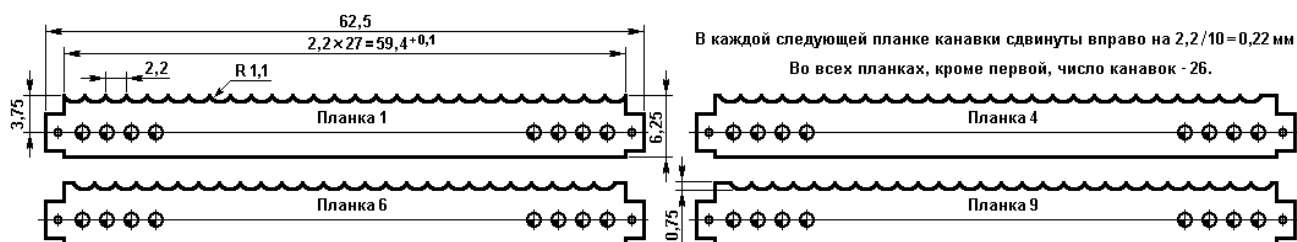


Рис. 4

Индуктивная реактивность веерных антенн компенсируется последовательной емкостной гирляндой с минимальным значением ёмкости около 120 пФ (285  $\Omega$  реактивных на частоте 4,65 МГц) и максимальной 4700 пФ (шаг изменения 22,6  $\Omega$  на частоте 1,5 МГц). Для непрерывной мощности передатчика менее 350 Вт, гирлянду можно выполнить из 14-и последовательно соединённых конденсаторов КСО-13<sup>2</sup> ёмкостью 4700 пФ и переключателя ПЩ-15П2Н1, оба направления которого включены параллельно (рис. 5). Минимальная ёмкость гирлянды составит  $4700 / 14 = 335$  пФ. При мощности передатчика менее 100 Вт, можно использовать конденсаторы КСО-8; для радиостанций, мощностью менее 15 Вт, подойдут конденсаторы КСО-5 - Г - 500 В - 4700 пФ  $\pm 5\%$ .

<sup>2</sup> Конденсаторы КСО-11, 12 и 13 запрещены к применению в перспективных разработках, но, увы, альтернативы им нет, ни в современной Российской, ни в западной элементной базе. Поэтому бережно пользуемся старыми запасами.



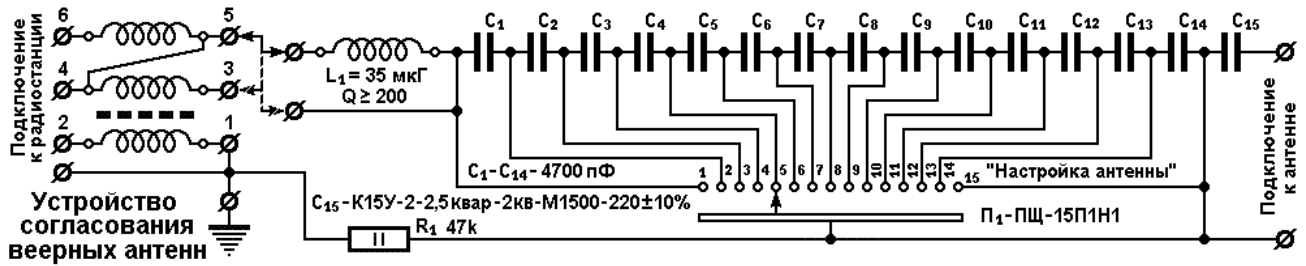


Рис. 5

Для компенсации максимальной индуктивной составляющей походной антенны в  $830 \Omega$  на частоте 3,5 МГц, потребуется минимальная емкость 55 пФ. Шаг изменения ёмкостного сопротивления по диапазону должен быть не более половины активной составляющей сопротивления антенны при резонансе. То есть, не более  $7,5 \Omega$ . Такое сопротивление на частоте резонанса 2,5 МГц имеет конденсатор ёмкостью 8490 пФ. То есть, надо реализовать переменный конденсатор с перекрытием, как минимум,  $55/8490$  пФ. Составим его из переменного конденсатора КПВ-2-12/495 пФ (две секции, соединённые параллельно) и ёмкостной гирлянды из 14 конденсаторов КСО-5-Г-250В-0,01 мкФ $\pm 10\%$  (стандартный номинал, ближайший больший по 10%-ному ряду, - 0,01 мкФ). Переключать конденсаторы гирлянды будем переключателем ПЩ-15П1Н1. Минимальная ёмкость гирлянды составит:  $10000 / 14 = 714$  пФ. Это меньше, чем суммарная ёмкость двух секций переменного конденсатора, поэтому перекрытие будет сплошное, без разрывов (рис. 6).

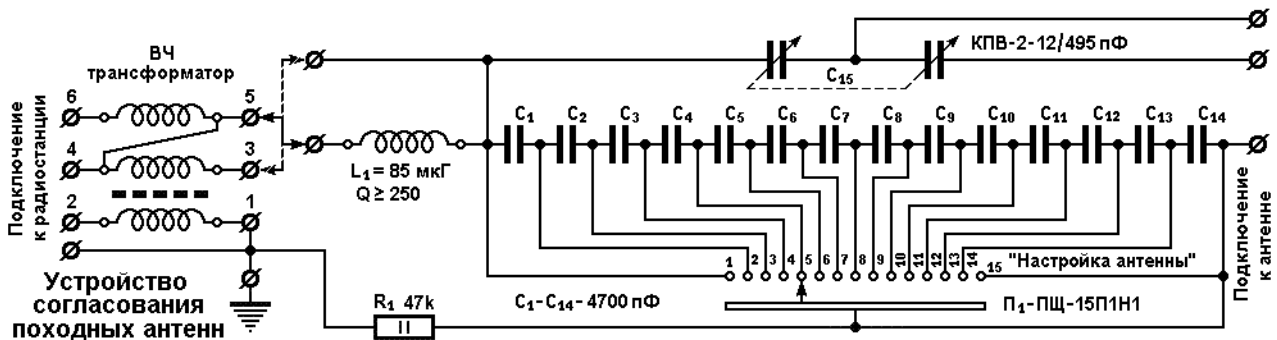


Рис. 6

Схема устройства согласования позволяет включать секции переменного конденсатора последовательно, параллельно, включать только одну секцию, а также подключать переменный конденсатор параллельно ёмкостной гирлянде, или даже включать его параллельно удлинительной катушке. Столько вариантов включения позволяют с помощью такого устройства согласовать любые проволочные антенны. Мало ли в каких условиях придётся организовывать надёжную радиосвязь! Все переключения производятся перемычками из листовой бронзы, снабжёнными вырезами под клеммы. Соответственно, клеммы на корпусе устройства расположены на расстоянии, минимизирующем число различных перемычек.

Корпус переменного конденсатора должен быть хорошо изолирован от корпуса согласующего устройства, и он должен иметь изолированную ручку. Возможно изготовление корпуса согласующего устройства из изоляционных, принципиально, небьющихся и ненамокающих материалов (текстолит, хорошо просушенное и пропитанное горячим парафином дерево).

В случае, если у используемой радиостанции нет индикатора настройки антенны (редко, но бывает) или для большего удобства работы, можно изготовить индикатор тока антенны и разместить его в корпусе согласующего устройства. Включается он в разрыв цепи между согласующим устройством и антенной. Он состоит из трансформатора тока, детектора и стрелочного миллиамперметра. Во всех подробностях конструкция такого индикатора описана в [3].

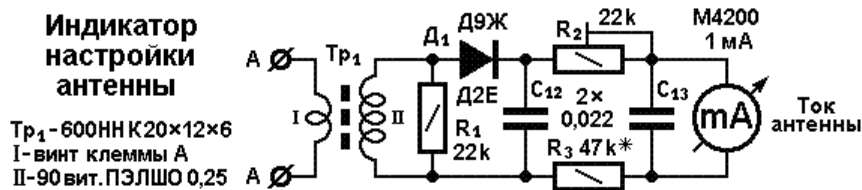


Рис. 7

### Антипомеховые мероприятия

Стационарный радиоцентр для экспедиционной радиосвязи должен быть удалён от жилых, технических и офисных зданий не менее, чем на  $2 - 3 \lambda_{\text{max}}$  (из практики, 500 метров достаточно) из-за того, что в полосе принимаемых частот весьма интенсивно присутствуют радиопомехи от импульсных зарядных устройств мобильных телефонов, компьютеров и иных цифровых устройств. Разумеется, сами работники радиоцентра обязаны выключать компьютеры и все личные цифровые приборы (в том числе и мобильные телефоны и в особенности их зарядные устройства) во время сеансов связи. Отключение зарядных устройств должно производиться рубильником, отключающим все доступные персоналу электророзетки в здании. Мало того, необходимо на электрическом вводе в радиоцентр установить высокочастотные помехоподавляющие фильтры (рис. 8). Причём лучше, если эти фильтры будут установлены в двух местах: в начале кабельной или воздушной линии (откуда запитывается радиоцентр) и при вводе электрокабеля в здание радиоцентра. К электролинии питающей радиоцентр никакие иные потребители не могут быть подключены категорически. Желательно также развязать электропитание радиоцентра от электросети населённого пункта с помощью трансформаторов 220/220 В [8], расположив которые поодаль (метров за 100-120) от здания радиоцентра, и электролинию от него к радиоцентру провести подземным кабелем. Мощность развязывающих трансформаторов должна быть достаточной для работы освещения и всей аппаратуры радиоцентра. Электросчётчик тоже должен быть не цифровой, а электромеханический и располагаться в здании трансформаторной подстанции.

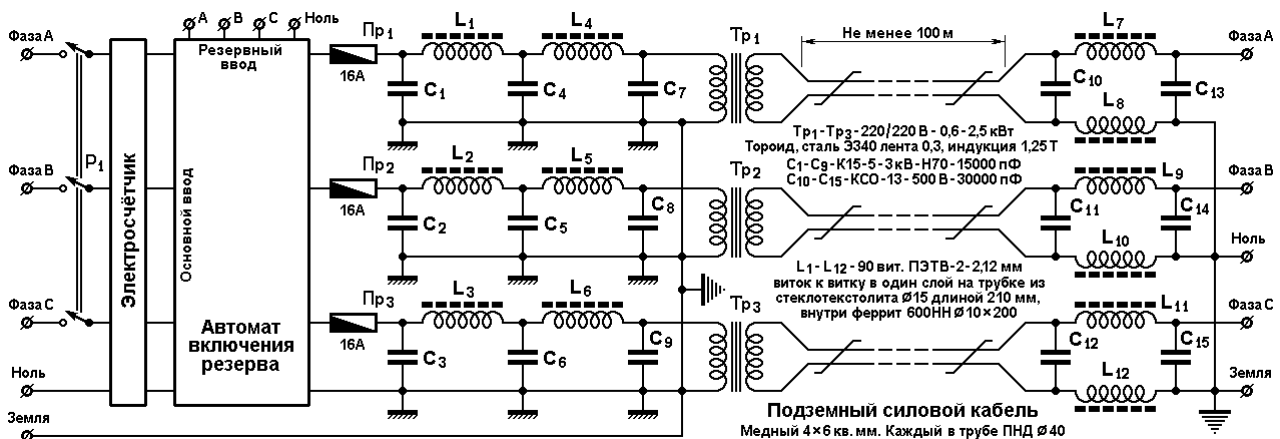


Рис. 8

Ну, и, уж, коли, строим помещение под электроподстанцию (рис. 9), то в нём следует разместить автомат включения резервного электропитания (АВР) и электрогенератор с бензиновым двигателем, например, АБ-4-Т/230-М2 (дизель ставить нельзя – на морозе быстро не заведётся – придётся долго разогревать, а тратить постоянно энергию на обогрев лишнего помещения, слишком затратно). Сам АВР двигатель, конечно, не заведёт, но даст сигнал дежурному электрику, что надо завести двигатель генератора. А ещё лучше, перед каждым ответственным сеансом связи заранее завести генератор, чтобы в случае отказа основного электропитания, АВР автоматически включил бы резервное, без перерыва в радиосвязи. Применять в качестве буферных источников преобразователи напряжения от аккумуляторов нежелательно, поскольку они создают радиопомехи.

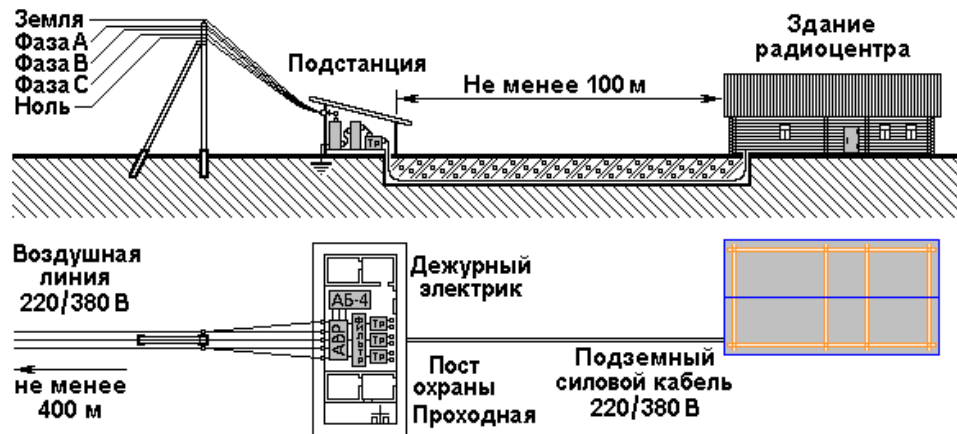


Рис. 9

Наличие в здании радиоцентра второй, неразвязанной и неотфильтрованной электросети, недопустимо. Иногда строители предлагают заказчику имеющийся типовый проект, менеджеры, не понимая, кивают (не ставя в известность инженеров), а электрики делают: одну сеть для аппаратуры, а вторую для бытовых приборов и освещения с отдельным вводом – здесь так нельзя.

Необходимо позаботиться, чтобы освещение здания радиоцентра также не создавало радиопомех, то есть, должны использоваться исключительно лампы накаливания (никаких люминесцентных, энергосберегающих или светодиодных с импульсными преобразователями). Если всё-таки есть желание освещать радиоцентр светодиодными лампами (это сильно дешевле), их необходимо каждую вскрыть и внутри переделать, изъав импульсный (помехосоздающий) преобразователь, и заменить его гасящим конденсатором и мостовым выпрямителем (рис. 10). Расчёт элементов такой схемы – простая задача для любого радиоинженера.

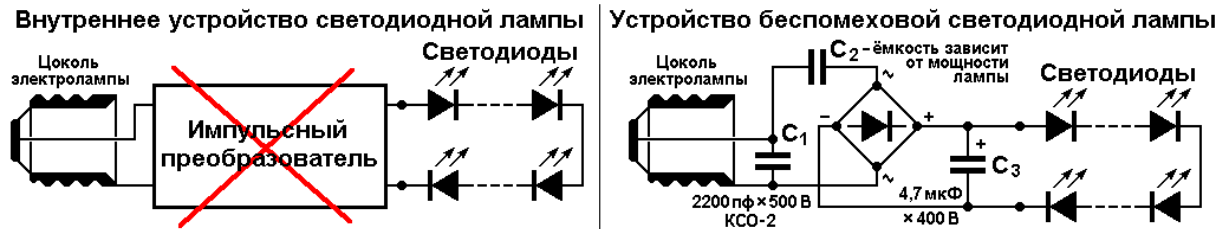


Рис. 10

Также недопустимо наличие в здании радиоцентра аппаратуры для доступа в интернет и компьютерных сетей. Или они должны полностью отключаться (сервера должны останавливаться) во время сеансов радиосвязи. Связь радиоцентра с административными и жилыми зданиями посёлка может осуществляться по проводной медной телефонной линии без ВЧ или цифрового уплотнения каналов (развязанной аналогичными, но слабوتочными фильтрами, внутри – подземный медный кабель, а за территорией радиоцентра - «воздушка» из П-274, П-268), и с использованием исключительно аналоговых телефонных аппаратов (никаких кнопочных или цифровых телефонов, – либо дисковые, либо прямые ЦБ или МБ), или по УКВ радиоканалу. Внешних номеров и телефонных аппаратов на радиоцентре должно быть два: первый – у дежурного по связи (у радиста), второй – на посту охраны, и использоваться строго по служебному назначению, чтобы на радиоцентр всегда можно было позвонить. Помимо этого, между постом охраны и радиоцентром по подземному кабелю должна быть проведена телефонная связь МБ (чтобы она работала и при отключении электричества). Зарядные устройства для УКВ раций и телефонных аккумуляторов (МБ) должны быть трансформаторные с мостовым выпрямителем (аналоговые).

**Антипомеховая дисциплина.** Крайне желательно, чтобы работники радиоцентра в начале смены, на проходной, за 100-120 метров от радиоцентра, сдавали свои выключенные мобильные телефоны и иные цифровые гаджеты (MP3 плееры, радио- и Wi-Fi наушники, игровые приставки, электронные книги и прочее, вместе, с обязательно выключенными зарядными устройствами) в запираемый шкаф, экранированный заземлённой медной сеткой. А ещё лучше, чтобы они вообще не брали с со-

бой на работу цифровые приборы. Срыв сеанса связи по причине радиопомех от тайно пронесённого на радиоцентр цифрового гаджета или от зарядного устройства к нему, должен квалифицироваться как умышленное вредительство, и повлечь за собой административный штраф с последующим увольнением сотрудника по статье, с формулировкой «профессиональная непригодность». Если же этот срыв связи повлечёт за собой смерть человека в экспедиции, по причине невозможности вызвать вовремя врача или оказать иную помощь, то, – как умышленное убийство, поскольку все сотрудники понимают, к чему приводят радиопомехи, и должны давать подписку.

Пост охраны и проходную можно оборудовать в пристройке к зданию подстанции (рис. 9).

Несоблюдение антипомеховых требований приведёт к тому, что Ваш радиоцентр «оглохнет» и не сможет принимать слабые сигналы дальних маломощных экспедиционных радиостанций.

Данную статью нельзя рассматривать, как проект экспедиционного радиоцентра. Здесь рассмотрены лишь основные аспекты, которые надо обязательно учитывать при проектировании.

### Литература

1. Комаров С.Н. Приёмопередающая антенна «Веерный наклонный луч» для организации радиосвязи в экспедиционных условиях // Системы синхронизации, формирования и обработки сигналов. 2020. № 6. С. 39-46.
2. Комаров С.Н. Индивидуальное радиовещание. 1. Самодельные передающие антенны диапазона 200 метров. Монография. Практическое руководство для руководителей и членов конструкторских радиокружков и радиостанций Индивидуального радиовещания. М.: ООО «ИД Медиа Пабlishер», 2017. 150 с.
3. Комаров С. Индикатор настройки передатчика на основе "зелёного глаза" // Радио, 2015, № 7. с. 30, 31. Оригинал статьи: <http://www.cqf.su/technics/technics51-indikator-toka.php>.
4. Комаров С. Расчет и компенсация реактивной составляющей проволочных антенн диапазона 200 м // Радиомир, № 7, 8, 9 за 2017 г.
5. Комаров С. Самодельные ребристые каркасы для катушек передатчика // Радио, 2015, № 5. С. 32-33. Оригинал статьи: <http://www.cqf.su/technics51-1.html>.
6. Фирма МЭЛТ, [www.melt.com.ru](http://www.melt.com.ru), телефон: +7 495 662 4414, e-mail: [sales@melt.com.ru](mailto:sales@melt.com.ru).
7. Комаров С.Н. Индивидуальное радиовещание. 2. Самодельные радиопередатчики и многофазные синтезаторы частот диапазона 200 метров. Монография. Практическое руководство для руководителей и членов конструкторских радиокружков и радиостанций Индивидуального радиовещания. М.: ИД Медиа Пабlishер, 2018. 214 с.
8. Комаров С.Н. Развязывающий трансформатор для питания передатчиков Индивидуального радиовещания и аппаратуры эфирных студий. Радиолобитель. 2016, № 12. С. 28-30.
9. Комаров С.Н. Правильный расчёт силового трансформатора. Радиомир. № 3. 2017.
10. Комаров С. Детекторный монитор средневолнового радиовещательного передатчика // Радио, 2015. № 8. С. 29-31. Оригинал статьи: <http://www.cqf.su/technics/92-monitor.shtml>.
11. Комаров С., Гранковский К., Семенов О. Широкополосная антишумовая приёмная антенна // Системы синхронизации, формирования и обработки сигналов. 2020. Т. 11. № 5. С. 23-34.
12. Описание и краткая инструкция по эксплуатации радиостанций Р-104АМ, Р-104М, Р-104УМ и Р-104УМУ.
13. Слодкевич Е.Я. Радиостанция «Улейма». Техническое описание и инструкция по эксплуатации. Фирма «Радиал», Москва. [www.radial.ru](http://www.radial.ru).
14. Комаров С. Мощное радиовещание на КСДВ: «Казнить нельзя помиловать!» // Broadcasting Телевидение и радиовещание, 2014, № 2. С. 39-43.
15. Варламов О.В. Технология создания сети цифрового радиовещания стандарта DRM для Российской Федерации // Диссертация на соискание ученой степени доктора технических наук / Московский технический университет связи и информатики. Москва, 2017.
16. Рек. МСЭ - R BS.1895. (05/2011). Критерии защиты систем наземного радиовещания. Женева. – 2011.
17. ГОСТ Р 51318.22-2006. Совместимость технических средств электромагнитная. Оборудование информационных технологий. Радиопомехи промышленные. Нормы и методы измерений.
18. ГОСТ Р 51318.13-2006. Совместимость технических средств электромагнитная. Радиовещательные и телевизионные приемники и другая бытовая радиоэлектронная аппаратура. Радиопомехи промышленные. Нормы и методы измерений.
19. ГОСТ Р 51318.15-99. Совместимость технических средств электромагнитная. Радиопомехи промышленные от электрического светового и аналогового оборудования. Нормы и методы испытаний.
20. Справочник по радиотехнике. Под общей редакцией инж. Б. А. Смиренина. Государственное энергетическое издательство. Москва – Ленинград – 1950.
21. Комаров С.Н., Семенов О.А., Фуников И.Д. Исследование мобильной передающей зонтичной антенны диапазона 200 метров // REDS: Телекоммуникационные устройства и системы. 2020. Т. 10. № 3. С. 56-64.
22. Комаров С.Н. Разработка мобильной передающей зонтичной антенны диапазона 140-200 метров // REDS: Телекоммуникационные устройства и системы. 2020. Т. 10. № 2. С. 55-62.

## О синхронизации и не только

Сологубов Андрей Николаевич,  
ВГИК, доцент кафедры звукорежиссуры, Москва, Россия  
[rv3doi@mail.ru](mailto:rv3doi@mail.ru)

### Аннотация

*При изучении и сравнении различных способов записи звука на ленточный носитель, обязательно смотрят на диапазон записываемых частот, коэффициент нелинейных искажений и детонацию, на динамический диапазон. Но для производства аудио-визуальной продукции необходимо учитывать, работает ли оборудование в режиме синхронизации с киноплёнкой или видеомagneитофоном. В процессе эволюции профессиональных аналоговых магнитофонов использовали множество несовместимых систем их синхронизации. В 1971 г. в спецификации SMPTE 12M был определен адресно-временной код (тайм-код), ставший основой синхронизации ленточных рекордеров различных форматов записи. Все эти рекордеры уже представляют только исторический интерес и возможность корректно скопировать архивную звуковую или видео информацию на современный цифровой носитель. В тексте представлены описание и принципы работы различных систем синхронизации, используемых при синхронной записи звука на протяжении уже 70 лет в производстве кино и телевизионной продукции.*

### Ключевые слова

*Магнитофон, синхронная запись звука, фонограмма, синхронизация, кадр, пилот-тон, киноплёнка.*

### Введение

- Внимание!
- Мотор!
- Есть мотор!
- Камера!
- Есть камера!
- Кадр такой-то, дубль такой-то.
- Резкий звук «хлопушки».
- Начали!

Далеко не каждый знает значение этих слов, но все знают, что это «про то, как делают кино».

«Фильм, фильм, фильм» Федора Хитрука с мультяшного детства поведал о технологии создания фильма.

И кто же этот самый Мотор? И зачем он там нужен?

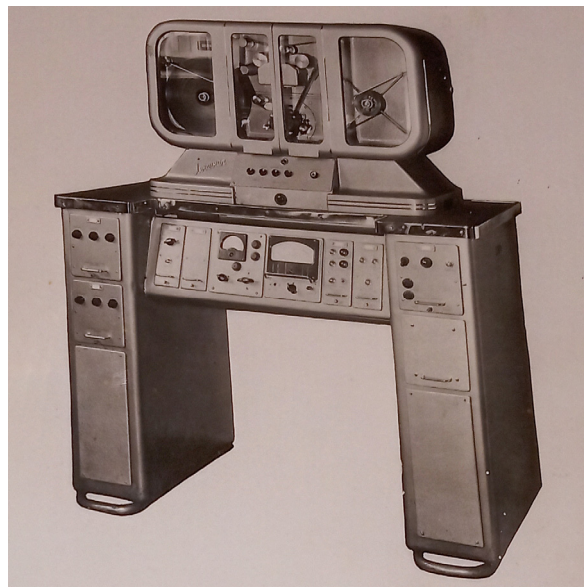
Эти команды появились с внедрением звукового кино. Вернее, звукового кинопроизводства. Синхронная запись звука под изображение с самого начала производилась на отдельный носитель. Менялся носитель для записи звука, в начале 21 века постепенно исчезла и киноплёнка, а технология раздельной записи и команды остались. Осталась и проблема синхронизации звука и изображения.

С конца 30-х годов и примерно до середины 50-х прошлого века звук на съёмочной площадке записывался оптическим способом на отдельный рулон киноплёнки. Далее появилась магнитная запись и ее носителем в технологии кинопроизводства была все та же киноплёнка. Конструкция кинокамер не позволяла вести на одну плёнку дискретную запись кадров изображения и непрерывную фонограмму. И такой способ записи не позволил бы в дальнейшем раздельный монтаж звука и изображения.

### Результаты исследований

Команда «мотор» была для звукооператора и корректное включение магнитофона он подтверждал ответом «есть мотор», далее оператор включал камеру и подтверждал ее нормальную работу. Доска-хлопушка помещалась в кадр, на ней мелом заранее был написан номер кадра и дубля, который также для записи проговаривался голосом и следовал хлопок откидной рейкой. Именно этот хлопок и смыкание подвижной рейки и доски с надписью становились точкой синхронизации изображения и звука при дальнейшей работе по разметке дублей и их синхронизации на монтажном столе.

Производящийся с конца 50-х годов серийно комплект аппаратуры для одноканальной синхронной записи звука КЗМ-8 (рис. 1) обеспечивал запись звука на ферромагнитной ленте шириной 35 мм со стандартной перфорацией в стационарных условиях студий и на выездных съемках. [1]



**Рис. 1.** Магнитофон КЗМ-8

В состав комплекта входили:

1. Одноканальный микшерский пульт с двумя микрофонными усилителями и компрессором – 70 кг (рис. 2).
2. Усилительный стол – 65 кг
3. Аппарат синхронной магнитной записи и воспроизведения звука – 70 кг
4. Вспомогательные устройства (кабели, распределительные устройства, микрофонные трубки)



**Рис. 2** Микшер из комплекта КЗМ-8

Общий вес такого «выездного комплекта» около 270 кг, а с учетом надежности, на выездных съемках использовались обычно два комплекта, установленные в автобусе – тонвагене. Стандартная бобина магнитной ленты в 320 метров обеспечивала всего 11 минут записи при скорости 456 мм/сек. Электропитание только от 220 В и на выезде обеспечивалось от передвижных генераторов или ближайшей доступной электросети. В студийных условиях такие комплекты эксплуатировались до конца 80-х годов.



Стабилизация скорости производилась механическими стабилизаторами и демпферами и за счет применения синхронного электродвигателя привода. Для кинокамер использовались также синхронные электродвигатели. Точность такой синхронизации невысокая, но приемлемая для дальнейшего монтажа.

Стандартная 35-мм киноплёнка имеет 4 отверстия перфорации на 1 кадр. И минимально возможный шаг при сдвиге плёнок между собой –  $j$  кадра. При 24 к/сек это 10,4 мсек. Опытный монтажер хорошо видит несинхронность в  $S$  кадра, зритель замечает разницу уже в 1-2 кадра.

В те же 50-е годы начали экспериментировать и с магнитофонами на основе неперфорированной тонкой магнитной ленты. Такой аппарат уже можно было сделать относительно легким (10-12 кг в сборе). Но вот обеспечить синхронную запись и последующую копировку на перфорированную ленту без применения специальных систем не удавалось.

В 1953-54 годах впервые была предложена система с пилот-тоном. В ее основе лежит идея параллельной записи вместе со звуковым сигналом специально сформированного сигнала синхронизации из внешнего стабильного источника или внутреннего кварцованного генератора, его также можно было сформировать из стандартной электросети. После продольной записи звукового сигнала, отдельной головкой поперечным способом записывается узкая – 0,5мм – дорожка синхросигнала.

Впервые применили такой способ синхронизации для магнитофонов еще с пружинным приводом движения ленты.

На валу ведущего электродвигателя магнитофона установлен тахогенератор, который формирует синхросигнал и через делитель частоты подает (25 Гц) его на головку записи и на кинокамеру. Обороты мотора стабилизированы центробежным стабилизатором. Так происходит запись при отсутствии сетевого электропитания. При наличии сети 50 Гц во внешней блоке питания синхросигнал формируется из частоты сети, от нее же синхронизируется и кинокамера. При копировке звукового сигнала на перфорированный носитель, головка считывает сигнал измененной частоты относительно записываемой 25Гц, далее он преобразуется в 50Гц и фильтруется до синусоидальной формы, усиливается и подается на синхронный электродвигатель аппарата записи.[4]. Скорость вращения будет зависеть от частоты внешнего синхросигнала и будет подстраиваться под него. Такая схема была применена в магнитофоне Perfectone type EP6A (рис. 3) в 1958 году [4]. В 1962 был выпущен его модернизированный вариант Perfectone type EP6A II. (рис. 4).



Рис. 3. Магнитофон Perfectone type EP6A



Рис. 4. Магнитофон Perfectone type EP6A II

Выпускавшиеся в СССР в 1958 г. ламповый переносной Репортер-2 (М-30) и, позднее, его транзисторный вариант Репортер-3 (М-75) не могли быть приспособлены для работы с пилот-тоном.

В 1962-64 г. на ЛОМО серийно изготавливались копии EP6A – «Ритм» КЗМП-1 [5].

В конце 60-х на основе Perfectone начали производство Ритм-2 КЗМП-3. (рис. 5).

«Копия» оказалась значительно тяжелее и больше по габаритам (6).



**Рис. 5.** Магнитофон Ритм-2

У коллекционеров сохранились единичные экземпляры ЕР6А, ЕР6А II и Ритм-2. Единственный известный экземпляр магнитофона Ритм находится у Якаба Андраша в Венгрии [10]

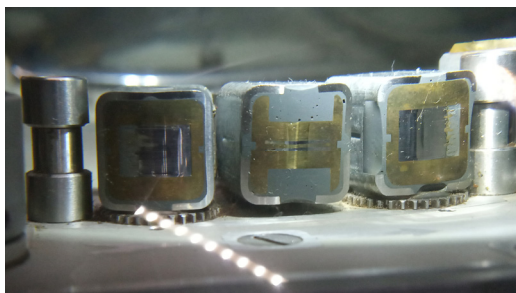
В интернете есть отдельные фотографии еще одного аппарата на основе Perfectone – «Соната», а также стоп-кадры с «Соната-2».



**Рис. 6.** Магнитофон NAGRA-III

В 1958 году были выпущены Стефаном Кудельски (Kudelski SA) [3] первые экземпляры NAGRA-III (рис.6), позже оснащенные Neopilot-синхронизацией, в основе которой тот же принцип пилот-тона, но запись производилась на две продольные дорожки шириной 0,45мм с противофазным сигналом, который не считывался воспроизводящей звуковой головкой (рис. 7).

Синхросигнал поступал от отдельного генератора, установленного на кинокамере при ее работе от автономных источников питания или от источника энергии (сеть или автономный генератор) синхронной камеры с приводом от электродвигателя.



**Рис. 7.** Магнитные головки магнитофона NAGRA-III



**Рис. 8.** Магнитные головки магнитофона NAGRA-IVL

1969 год. NAGRA-IVL (рис. 8), новая машина фирмы KUDELSKI SA совместима по синхронизации с NAGRA-III, следующая за ней NAGRA-IV-2 имела несколько вариантов синхронизации по требованию заказчика.

Выпущенная в свет стереофоническая NAGRA-IVS (1971 г.) имела систему синхронизации несовместимую с предыдущими моделями и предназначалась для записи музыки. Сигнал с частотой 14 кГц записывался между звуковыми дорожками посередине ленты. Звукорежиссеры кинематографа



использовали эти аппараты для стереофонической записи шумов и фонов, а два канала позволяли раздельно записывать реплики актеров.

В 1971 году был принят стандарт SMPTE/EBU, разработанный для синхронизации видеомagneтофонов.

Линейный тайм-код (LTC) – это кодирование данных временного кода SMPTE в аудиосигнале, определен в спецификации SMPTE 12M. Линейный тайм-код имеет 80 бит информации на каждом кадре при 24, 25 или 30 кадрах в секунду. Он и стал основным сигналом синхронизации ленточных машин различных форматов записи звука и изображения.

Отдельные экземпляры NAGRA-IV-2 были приспособлены для работы с тайм-кодом. В 1984 году NAGRA-IVS-TC (рис. 9) получила возможность полноценно работать с тайм-кодом, для чего была оснащена специальной выдвижной панелью для установки его параметров и получила внешние разъемы для подключения и отдачи сигнала TC. Режим работы с пилот-тоном был сохранен.



Рис. 9 Магнитофон NAGRA-IVS-TC



Рис. 10. Магнитные головки магнитофона NAGRA-IVS-TC

Уже почти 50 лет SMPTE/EBU стандарт поддерживается производителями. Современные цифровые аудио и видеорекордеры имеют возможность его записывать и даже с полным отказом от линейных ленточных носителей он остается основой современной технологии работы с изображением и звуком.

В середине 70-х, все на том же Ленинградском оптико-механическом объединении, началось относительно массовое производство магнитофонов «Ритм-репортер» 25Д57 (рис. 11) в составе Комплекса записи репортажного КЗМП-7 [8].



Рис. 11 Магнитофон «Ритм-репортер»

Синхросигнал 50 Гц записывался с поперечным намагничиванием на дорожку записи шириной 0,3мм. Источником его мог быть сигнал переменного тока от обычной сети 220 в или встроенного кварцевого генератора. Для синхронного копирования подключалась специальная синхроприставка, позволявшая также принудительно менять скорость движения ленты. По разным источникам модернизированный «Ритм-репортер» производился до начала 90-х годов прошлого века. Вся серия Ритмов (Репортер, 310, 320) оснащались бесконтактными электродвигателями постоянного тока, питание которых осуществлялось от полупроводникового коммутатора.

Вал двигателя протягивал пленку без промежуточных механических элементов. На валу также устанавливалось зубчатое колесо, с которого магнитной головкой считывался сигнал для управления схемой стабилизацией оборотов. Опорный кварцевый генератор частотой 150 кГц при помощи «ячеек деления» формировал импульсы синхронизации. Синхроканал Ритм-320 (рис. 12) обеспечивает запись и воспроизведение как обычного синхросигнала, совместимого с Ритм-репортером и Ритм-310, так и синхронной кодированной информацией 4бит/кадр, вырабатываемой специальным генератором. Применялся ли практически этот вариант в документации и в общении с коллегами выяснить не удалось. Работа со стандартным SMPTE/ EBU тайм-кодом реализована не была. В отличие от продукции Стефана Кудельски или Stellavox все советские синхронные магнитофоны первичной записи были односкоростными – 19.05 см/сек.



Рис. 12 Магнитофон «Ритм-320 »

Изделия Stellavox встречаются гораздо реже NAGRA, но имеют свой неповторимый вид и блочно-модульную конструкцию, позволяющую собирать компактный переносной магнитофон под определенную задачу. Как пример – Stellavox SP9, 6 вариантов блоков головок, с десятком сменных внутренних модулей предусилителей, компрессоров и синхрогенераторов. «Основатель компании Жорж Уэлле (Georges Quellet) родился 10 мая 1929 года в г. Невшател в Швейцарии. В 1955 он основал свою компанию «Stellavox» и начал производство магнитофонов, преимущественно, для репортерской работы. Кроме того, для записи выпускались студийные ленточные машины. Уже в 1964 году компания «Stellavox» была продана конкуренту швейцарской компании «Kudelski SA», но в 1968 году компания «Stellavox» была воссоздана» [9].

### Заключение

Кто же еще производил аппаратуру синхронной первичной записи?

Известны отдельные экземпляры фирмы Uher и Sony, венгерская Mechlabог пыталась устанавливать тракт записи синхросигнала в reporter-5. И больше никого. Задав высочайшую планку качественной техники, Стефан Кудельски почти 40 лет обеспечивал синхронными магнитофонами весь мировой кинематограф. Получил награды Оскар за свой технический вклад в кинопроизводство в 1965, 1977, 1978 и 1990 годах и премию Эмми в 1984 и 1986 годах.

По несколько экземпляров NAGRA машин закупалось для Мосфильма и Ленфильма, ЦСДФ и других киностудий СССР. В 60-х были Perfectone EP6A и EP6AII. Покупались экземпляры для ЛОМО и НИКФИ – для изучения и, по возможности, копирования. Поэтому в основе своей вся технология первичной записи для кинопроизводства СССР строилась на отечественной продукции, пусть и скопированной полностью или с заимствованными техническими решениями с лучших мировых образцов.

## Литература

1. Комплект аппаратуры для одноканальной синхронной записи звука КЗМ-8. Описание и инструкция. Ленинградский Совет Народного Хозяйства завод «КИНАП», Ленинград 1962.
2. Description et mode d'utilisation Enregistreur autonome a bande 6,35 mm Perfectone EP6A II, produits Perfectone SA. Bienne (Suisse).
3. NAGRA-III Transistorized Self-Contained tape recorder with electronically controlled direct drive motor, Kudelski 6, chemin de L'Etane Paudex-Lausanne Switzerland.
4. Бараусова Н.С., Бондарчук В.М., Гинзбург Л.С., Гусев В.П., Проворнов С.М., Серединский А.И. Кино-оборудование кино и телестудий. Под общей редакцией Проворнова С.М. М.: Искусство, 1976.
5. Переносной комплект аппаратуры синхронной магнитной записи звука на неперфорированном звуконосителе с автономным питанием «ритм» КЗМП-1, Описание и инструкция. Ленсовнархоз, ЛОМО, 1964 0.г
6. Переносной комплект аппаратуры синхронной магнитной записи звука на неперфорированном звуконосителе с автономным питанием «ритм-2» КЗМП-3, Описание и инструкция, ЛОМО, 1971.
7. Звукозаписывающий комплект на транзисторах для синхронной звукозаписи с автономным питанием, Модель «ПЕРФЕКТОН» EP6A II Инструкция, перевод.
8. Комплекс записи репортажный КЗМП7 Техническое описание и инструкция по эксплуатации. ЛОМО.
9. <https://inhouse.ru/vintage/deck/Stellavox/index-Stellavox.html> актуально на 10-02-2021.
10. [http://www.rt20.mybb2.ru/search.php?author\\_id=253&sr=posts](http://www.rt20.mybb2.ru/search.php?author_id=253&sr=posts) актуально на 10-02-2021.

*Использованы фотографии и техническая документация портативных синхронных магнитофонов находящихся в личной коллекции Сологубова А.Н.*

# РАМОЧНАЯ АНТЕННА С ЛАЗЕРНЫМ УПРАВЛЕНИЕМ

**Казанцев Сергей Юрьевич,**

*Московский политехнический университет, старший преподаватель, д.ф.-м.н., Москва, Россия*  
[s-kazantsev@mail.ru](mailto:s-kazantsev@mail.ru)

**Титовец Павел Александрович,**

*Московский технический университет связи и информатики, ведущий инженер, к.т.н., Москва, Россия*  
[paveltitovec@mail.ru](mailto:paveltitovec@mail.ru)

**Брусенцев Александр Сергеевич,**

*Московский технический университет связи и информатики, аспирант, Москва, Россия*  
[brusentsev154@mail.ru](mailto:brusentsev154@mail.ru)

**Саттарова Анжела Ильдаровна,**

*Московский технический университет связи и информатики, Москва, Россия*  
[ang.satt.97@gmail.com](mailto:ang.satt.97@gmail.com)

**Подгорный Александр Алексеевич,**

*Московский технический университет связи и информатики, Москва, Россия*  
[toronatti@gmail.com](mailto:toronatti@gmail.com)

**Черкасов Никита Алексеевич,**

*Московский технический университет связи и информатики, Москва, Россия*  
[village2012@mail.ru](mailto:village2012@mail.ru)

## **Аннотация**

*Предложен новый тип антенной системы - конфигурируемая рамочная антенна с лазерным управлением. Показано, что включение в элементы внешнего контура рамочной антенны последовательно включенных полупроводниковых элементов типа фотосопротивления позволяет существенным образом расширить функциональные возможности рамочной антенны и с помощью внешнего лазерного источника управлять характеристиками антенны. Представлены результаты исследований характеристик коэффициента передачи  $S_{11}$  рамочных антенн, составленных из металлических и полупроводниковых элементов. Установлено, что при воздействии лазерного излучения на полупроводниковый элемент (фоторезистор) удается эффективно управлять волновым сопротивлением антенны. В диапазоне 0.3-800 МГц получены зависимости коэффициентов стоячей волны по напряжению (КСВН) и полного сопротивления от мощности излучения лазерного модуля.*

## **Ключевые слова**

*Рамочные антенны, фоторезисторы, коэффициента передачи, коэффициентов стоячей волны, полного сопротивления.*

## **Введение**

В настоящее время чрезвычайно актуальной задачей является проблема оперативного управления параметрами антенн, а также согласования радиотракта с антенной [1]. С этой целью интенсивно изучаются возможности применения метаматериалов и плазменных антенн [2-7]. Физические принципы реализации плазменных антенн и их основные преимущества были подробно рассмотрены в работах [9, 10]. Обычно, когда используется термин плазменная антенна, то предполагается, что в антеннах такого типа используется плазма газового разряда при низком давлении [11-13] или плазменный канал в атмосферном воздухе, созданный с помощью лазера [14-16]. Однако, в [17] было показано, что энергетические затраты на образование и поддержание нужной концентрации плазмы в газовой среде получаются значительно выше, чем в полупроводнике, где за счет внутреннего фотоэффекта может быть наработана твердотельная плазма при облучении полупроводника импульсом ИК-лазера. Поэтому более перспективен подход [18], где была продемонстрирована возможность создания полупроводниковой плазменной дипольной антенны, формируемой лазерным излучением.

Для формирования твердотельной плазменной антенны могут применяться полупроводниковые структуры с полностью электронным управлением, основы этого подхода описаны в [19-21, 26-27]. Однако изготовление полупроводниковых структур, герметичного корпуса для них, чтобы ограничить влияние внешней среды, как на сам полупроводник, так и на электрический контакт, разводка приемных и управляющих цепей достаточно трудоемкий процесс. Очевидно, что быстрое и защищенное от внешних электромагнитных помех изменение конфигурации антенны может быть достигнуто именно при оптическом управлении [17,19], а в качестве элементов схем согласования антенны с радиоприемным трактом могут применяться серийно выпускаемые фоторезисторы.

Фоторезисторы выполняются из полупроводниковых материалов, в которых при лазерном облучении за счет внутреннего фотоэффекта изменяется полное волновое сопротивление фоторезистора [22]. Интегрирование во внешний контур рамочной антенны предлагаемого нами элемента: фотосопротивление + лазерный диод - позволит воспроизводимым образом менять характеристики антенны. Целью настоящей работы являлась проверка эффективности применения такого подхода для согласования рамочных антенн с радиотрактом.

### Фоторезистор с лазерным управлением

Фоторезистор является полупроводниковым элементом, в основе работы которого лежит явление внутреннего фотоэффекта. При поглощении фотонов в материале полупроводника, они генерируют в зоне проводимости свободные носители – электроны и дырки. В результате этого электропроводность полупроводникового материала растет, что приводит к соответствующему уменьшению активного (омического) сопротивления фоторезистора [22]. Для исследования параметров фоторезистора и рамочных антенн с фоторезистором при воздействии на них лазерного излучения различной мощности, была создана экспериментальная установка, показанная на рисунке 1. Экспериментальная установка включала в себя:

- лазерный модуль ( $\lambda=450$  нм), мощность которого могла плавно регулироваться в диапазоне  $P=0-3$  Вт;
- измеритель комплексных коэффициентов передачи и отражения «ОБЗОР-304/1» [23];
- коаксиальные соединительные кабели;
- разъем SMA.

Лазерный модуль для исключения влияния на параметры измерения был установлен на расстоянии 1 м от фоторезистора и рамочной антенны. Пятно лазерного луча имело эллиптическую форму и занимало более 80% активной площади фотосопротивления. Изменение температуры фотосопротивления в процессе лазерного воздействия контролировалась с помощью тепловизионной камеры Seek Thermal.

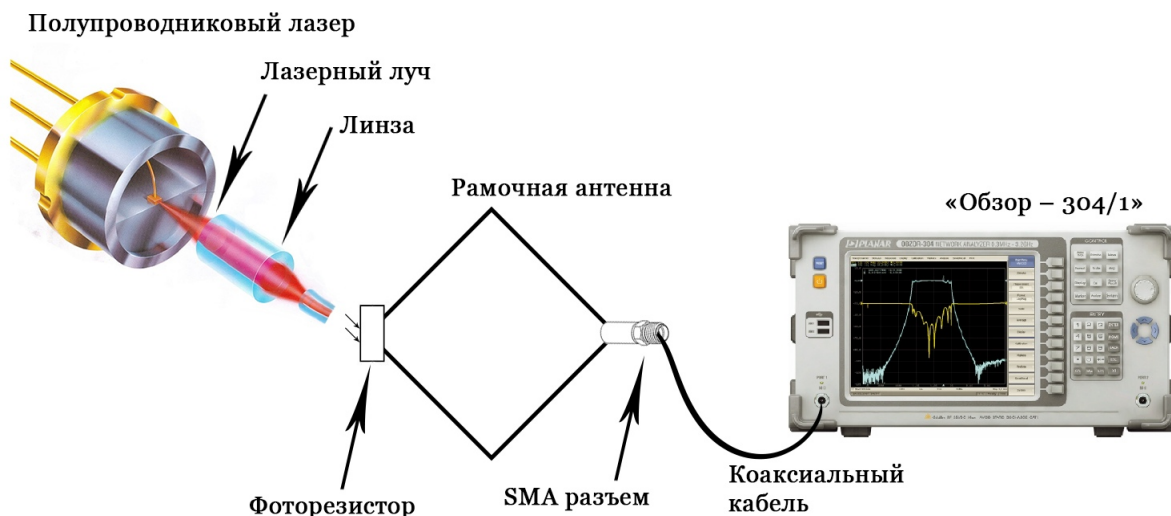


Рис. 1. Схема экспериментального стенда



В схеме, показанной на Рис. 1, разъем SMA, к которому припаян фоторезистор MLG5506, соединен коаксиальным кабелем с 50-омным входом измерителя комплексных коэффициентов передачи и отражения «ОБЗОР-304/1» (рис. 2).



Рис. 2. Фоторезистор MLG5506, припаянный к разъему SMA

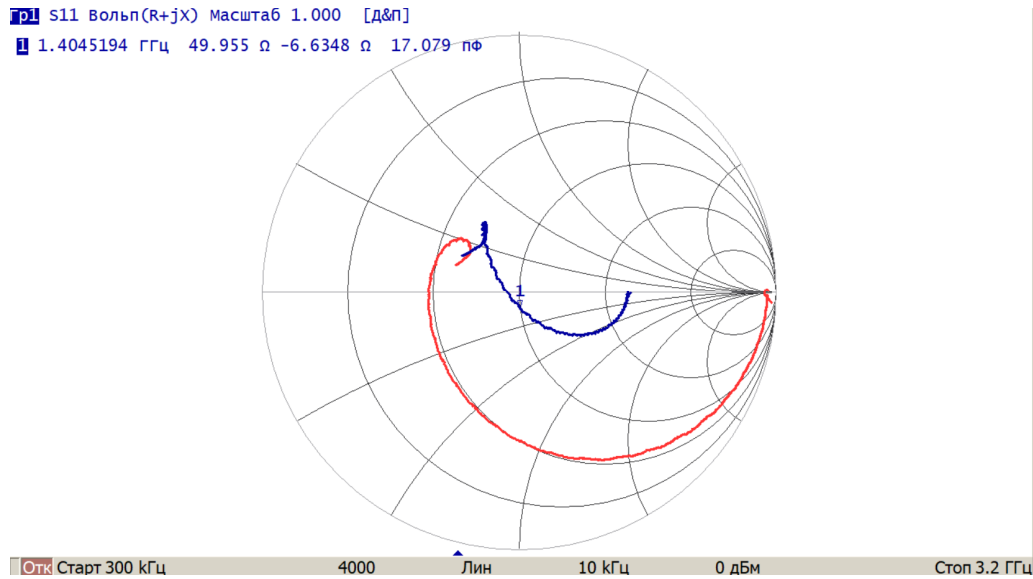
В ходе эксперимента фоторезистор подвергался облучению непрерывным лазером, полная мощность которого регулировалась в диапазоне от 2 мВт до 2.5 Вт. На измерителе комплексных коэффициентов получены зависимости комплексного коэффициента отражения S11, представленного на графиках в качестве КСВН. На рисунке 3 показана зависимость КСВН от частоты: кривая синего цвета отображает КСВН при воздействии лазера мощностью 1.5 Вт, а красного - без воздействия лазера. Исследования проводились в темном помещении.



Рис. 3. Зависимости КСВН от частоты для фоторезистора MLG5506 припаянного к разъему SMA с воздействием лазера мощностью 1.5 Вт и без него

Полученные зависимости имеют немонотонный и нелинейный вид, значения КСВН фоторезистора кардинально менялись в зависимости от мощности лазерного облучения. При анализе графиков на Рис. 3 установлено, что на частоте 1.5269386 ГГц КСВН имеет минимальное значение равное 1.0797. В диапазоне 0.64-3.2 ГГц значения КСВН не превышают 2, что говорит о хорошем согласовании фоторезистора со входом измерителя комплексных коэффициентов передачи и отражения «ОБЗОР-304/1».

На рисунке 4 приведены зависимости комплексного коэффициента S11 от частоты в виде диаграммы Вольперта – Смита [24], для фоторезистора MLG5506 припаянного к разъему SMA в виде полного сопротивления с воздействием лазера (кривая синего цвета) и без него (кривая красного цвета).

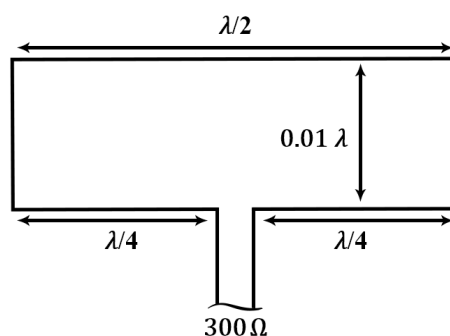


**Рис. 4.** Диаграмма Вольперта – Смита от частоты для фоторезистора MLG5506 припаянного к разъему SMA с воздействием лазера мощностью 1.5 Вт и без него

При анализе значений полного сопротивления (Рис. 4) легко заметить, что под воздействием излучения лазера активная часть полного сопротивления близка к значению 50 Ом, а реактивная имеет ёмкостной характер с малыми значениями. В результате проведённых экспериментов было достигнуто согласование полного сопротивления с волновым сопротивлением 50 Ом в диапазоне 0.64–3.2 ГГц при КСВН не выше 2. Таким образом, проведенные исследования подтверждают возможность управления полным сопротивлением фоторезистора при воздействии лазерного излучения и использования его в качестве элемента для согласования.

### Рамочные антенны

Рамочная антенна является потомком петлевого диполя [1; 25]. Самый обычный петлевой диполь, Рис. 5, имеет сопротивление излучения равное примерно 300 Ом.



**Рис. 5.** Структурное изображение обычного петлевого диполя

Следует уточнить, что полоса пропускания у петлевого диполя намного шире, чем у обычного, что, несомненно, является его преимуществом по сравнению с обычным диполем. Однако, петлевой диполь имеет и недостатки, главный из которых – это высокое входное сопротивление.



Классическая рамочная антенна представляет из себя видоизмененный петлевой диполь (рис. 6).

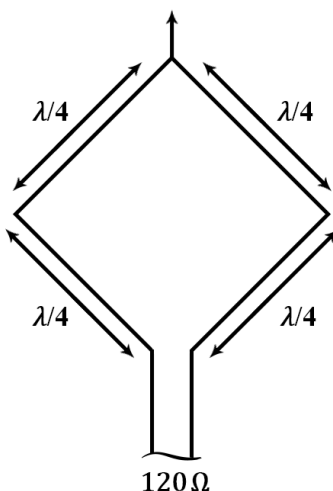


Рис. 6. Структурное изображение классической рамочной антенны

Такая рамочная антенна имеет больший коэффициент усиления, чем диполь, благодаря охвату большего пространства. Рамочная антенна не нуждается в заземлении, но требует симметрирующего устройства для питания. Ее входное волновое сопротивление составляет около 120 Ом.

Существует множество типов рамочных антенн, различающихся формой рамки (рис. 7).

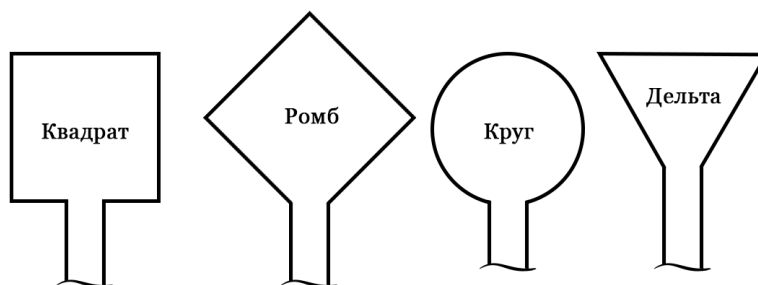


Рис. 7. Типы рамочных антенн

В некоторых случаях рамочная антенна занимает слишком большую площадь. Соответственно, в целях уменьшения размеров рамочной антенны, ее «укорачивают» с помощью соответствующие включенных емкости и индуктивности.

Несмотря на то, что «укороченные» с помощью индуктивности (рис. 8) антенны имеют существенные недостатки – коэффициент полезной мощности и полоса частот такой рамочной антенны заметно меньше – согласование с помощью индуктивности все же используют, так как длина рамки в этом случае уменьшается примерно на 30-50% от первоначальной, при этом потеря КПД составляет 10-30%.

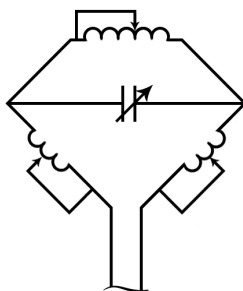


Рис. 8. «Укороченная» с помощью индуктивности рамочная антенна

В связи с тем, что рамочная антенна по-сути представляет собой замкнутый контур, то есть у нее нет концевой емкости, укорочение рамки с помощью емкости реализуется за счет емкостного взаимодействия сторон с высоким потенциалом (рис. 9). Форма рамки в таком случае не меняется, но общий периметр рамки при одинаковом КПД значительно меньше

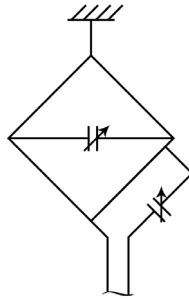


Рис. 9. «Укороченная» с помощью емкости рамочная антенна

### Экспериментальное исследование рамочных антенн из фоторезисторов

На экспериментальном стенде произведено исследование влияния интенсивности излучения лазерного модуля на рамочные антенны с фоторезистором MLG5506 «ромбовидной» и «круглой» формы (рис. 10).



7

Рис. 10. Фоторезисторы в виде «ромбовидной» и «круглой» рамочных антенн

В результате проведенных измерений получены зависимости комплексного коэффициента отражения  $S_{11}$ , представленного на графиках в формате КСВН от частоты для «ромбовидной» рамочной антенны, изготовленной из фоторезистора MLG5506 (рис. 11). Кривая синего цвета отображает КСВН при воздействии на фоторезистор лазерного излучения мощностью 0,5 Вт, а красного – без воздействия лазера.

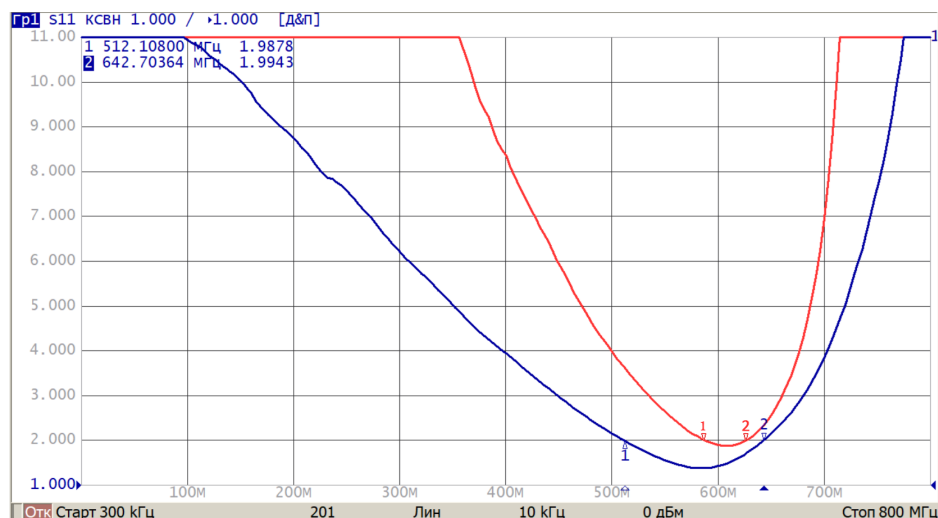
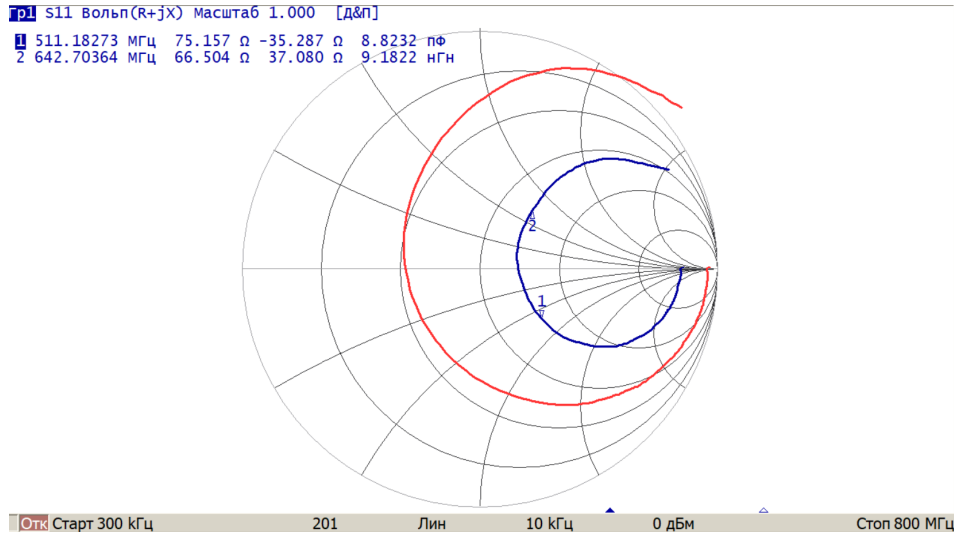


Рис. 11. Зависимость КСВН от частоты для «ромбовидной» рамочной антенны при воздействии лазерного излучения мощностью 0,5 Вт и без него

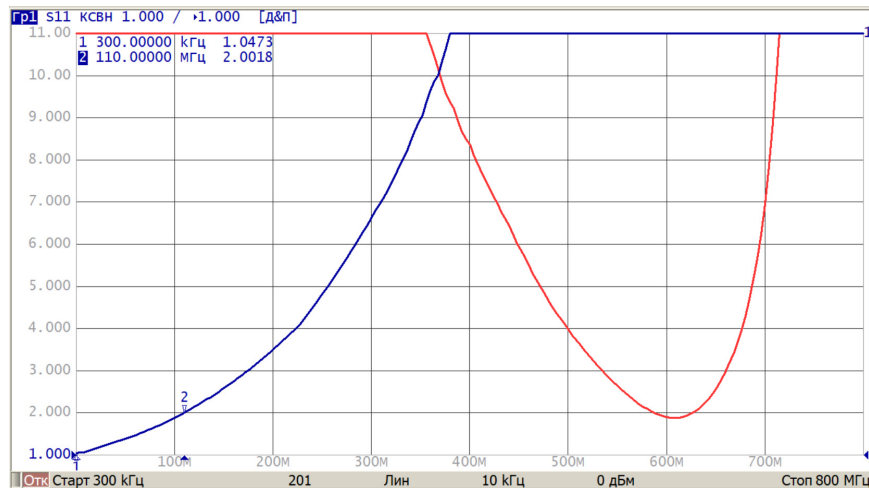
Из графиков, показанных на рисунке 11, видно, что кривая синего цвета по значению КСВН не превышает 2 и имеет более широкий диапазон по сравнению со значениями КСВН на кривой красного цвета. Это подтверждает, что достигается хорошая управляемость полным сопротивлением исследуемой «ромбовидной» рамочной антенны с фоторезистором MLG5506 при воздействии лазерного излучения. Таким образом, достигается согласование «ромбовидной» рамочной антенны со входом/выходом радиотракта (50 Ом) по порогу значения КСВН не более 2 в диапазоне частот 512-642 МГц. Зависимость комплексного коэффициента отражения S11, представленного на рисунке 12 в виде диаграммы Вольперта – Смита от частоты для «ромбовидной» рамочной антенны, изготовленной из фоторезистора MLG5506 при воздействии лазера мощностью 0.5 Вт.



7

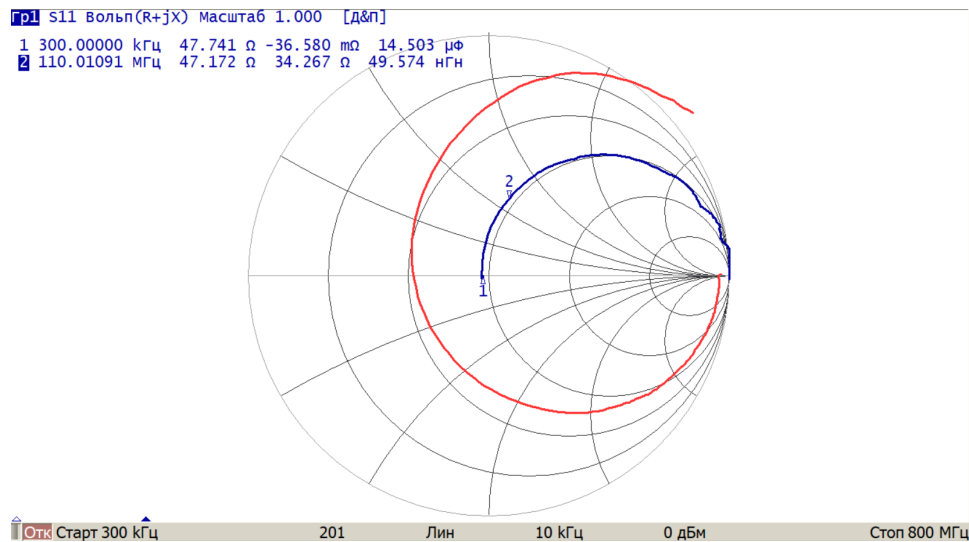
Диаграммы демонстрируют, что диапазон частот, выделенный маркерами, находится на участках кривых максимально близких к центру диаграммы. В центре диаграммы активная часть полного сопротивления равна 50 Ом, а реактивная нулю [23]. Исходя из этого, можно сказать, что полное сопротивление антенны имеет небольшую реактивную составляющую от -35 Ом до 37 Ом и активную составляющую от 66 до 75 Ом. Под воздействием лазерного излучения происходит изменение полного сопротивления антенны и приближение его значения к 50 Ом.

При увеличении мощности лазерного излучения до 2,5 Вт происходит кардинальное изменение графиков зависимостей КСВН (рис. 13), и полного волнового сопротивления (рис. 14).



Из рисунка 13 видно, что область значений с КСВН меньше 2 значительно переместилось в диапазон от 300 кГц до 110 МГц. Полученные зависимости коэффициента отражения для «ромбовидной» рамочной антенны из фоторезистора MLG5506 показывают, что при воздействии лазерного излучения происходит не только расширение, но и перемещение на более низкие частоты значений КСВН не превышающих 2.

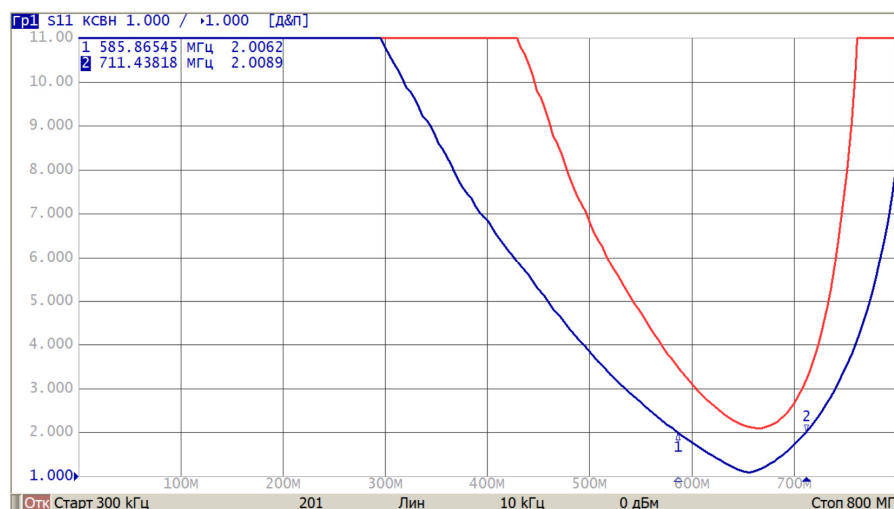
Зависимость комплексного коэффициента отражения  $S_{11}$  представлена на Рис. 14 в качестве диаграммы Вольперта – Смита от частоты для «ромбовидной» рамочной антенны, изготовленной из фоторезистора MLG5506 при воздействии лазера мощностью 2.5 Вт.



**Рис. 14.** Диаграмма Вольперта – Смита для «ромбовидной» рамочной антенны при воздействии лазерного излучения мощностью 2.5 Вт

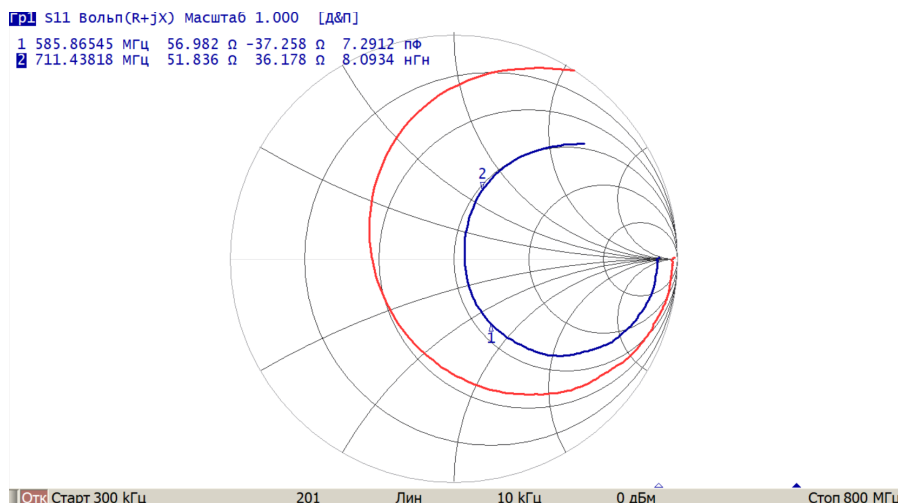
Диаграммы на рисунке 14 показывают, что диапазон частот, выделенный маркерами, максимально приближен к сопротивлению 50 Ом. Активная составляющая имеет значения порядка 47 Ом, а реактивная составляющая – от 37 Ом до -37 Ом и ее характер изменяется с индуктивного на емкостной.

Для «круглой» рамочной антенны, изготовленной из фоторезистора MLG5506, при воздействии лазерного излучения мощностью 0.5 Вт получены зависимости комплексного коэффициента отражения  $S_{11}$ , представленного на графиках (рис. 15) в виде КСВН от частоты. Кривая синего цвета отображает КСВН при воздействии лазера мощностью 0.5 Вт, а красного – без воздействия лазера.



**Рис. 15.** Зависимость КСВН от частоты для «круглой» рамочной антенны при воздействии лазерного излучения мощностью 0.5 Вт и без него

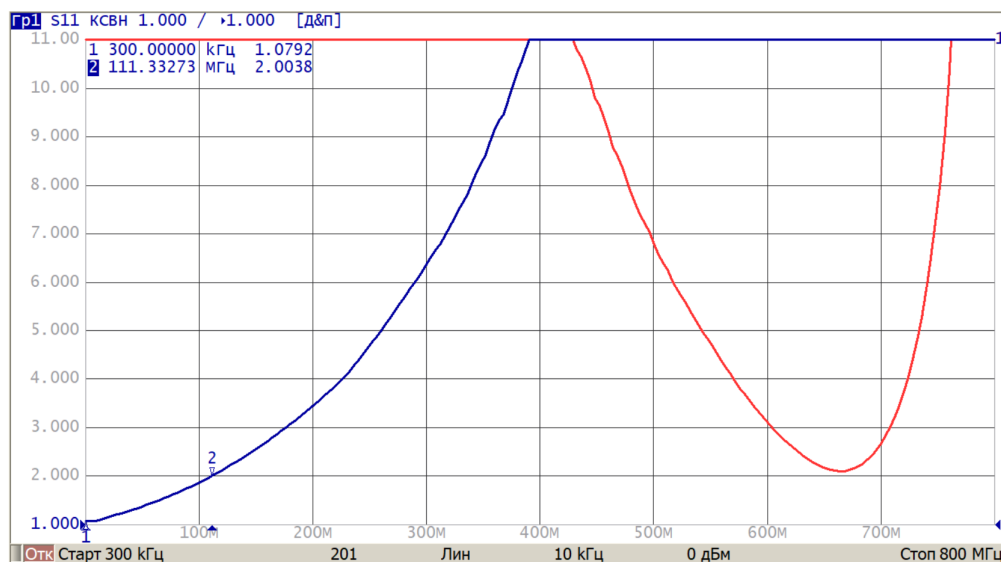
Полученные зависимости демонстрируют появление значений КСВН не превышающих 2 и диапазона частот 585-711 МГц.



**Рис. 16.** Диаграмма Вольперта – Смита для «круглой» рамочной антенны при воздействии лазерного излучения мощностью 0.5 Вт

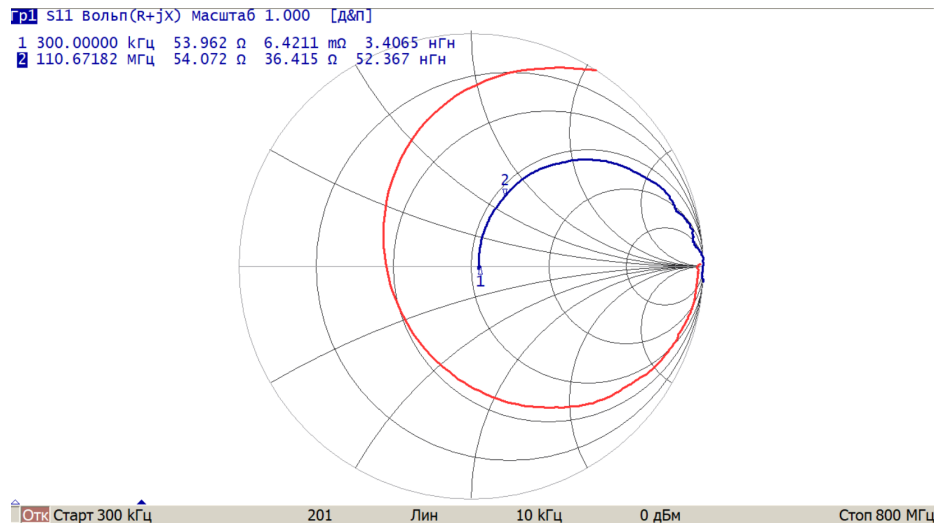
Диаграммы показывают, что диапазон частот, выделенный маркерами, максимально приближен к центру диаграммы по сравнению с диаграммой без воздействия лазерного излучения. В диапазоне частот 585-711 МГц активная составляющая полного сопротивления имеет значения от 51 до 56 Ом, а реактивная составляющая от -37 до 36 Ом и ее характер изменяется с емкостного на индуктивный.

Увеличение мощности лазерного излучения до 2.5 Вт, так же как и для «ромбовидной» рамочной антенны, привело к изменению диапазона частот на 300 кГц-111 МГц, в котором КСВН тоже не превышает значение 2 (рис. 17).



**Рис. 17.** Зависимость КСВН от частоты для «круглой» рамочной антенны при воздействии лазерного излучения мощностью 2.5 Вт и без него

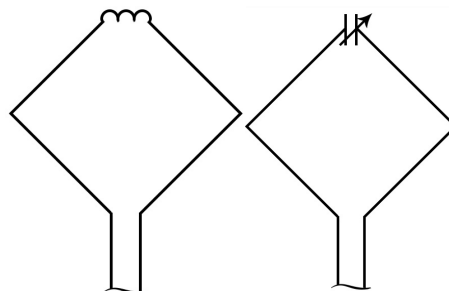
Зависимость комплексного коэффициента отражения S11, представленного на Рис. 18 в виде диаграммы Вольперта – Смита от частоты для «круглой» рамочной антенны, изготовленной из фоторезистора MLG5506 при воздействии лазера мощностью 2.5 Вт.



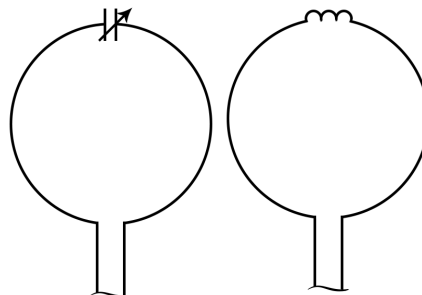
**Рис. 18.** Диаграмма Вольперта – Смита для «круглой» рамочной антенны при воздействии лазерного излучения мощностью 2.5 Вт

Графики на рисунках 17 и 18 отображают смещения в диапазон частот от 300 кГц до 110 МГц и приближение полного сопротивления к 50 Ом.

Полученные в эксперименте данные позволяют предложить электрические схемы «ромбовидной» рамочной антенны с лазерным управлением (рис. 19) и «круглой» рамочной антенны с лазерным управлением (рис. 20).



**Рис. 19.** Эквивалентные электрические схемы «ромбовидной» рамочной антенны с лазерным управлением



**Рис. 20.** Эквивалентные электрические схемы «круглой» рамочной антенны с лазерным управлением

Данные варианты представляют собой укороченные рамочные антенны с подстраиваемыми элементами: катушками индуктивности и конденсаторами. Следует заметить, что в этой статье мы изначально не ставили целью проведение исследований подробной временной динамики изменения комплексного импеданса контура антенны, поскольку очевидно, что фотосопротивление является достаточно инертным элементом. Основной масштаб времени, при котором происходил выход на стационарный режим, составлял  $t \sim 100$  ms.

В следующей публикации, где вместо фотосопротивления в контур рамочной антенны интегрирован фотодиод - будет более подробно исследована временная динамика изменения сопротивления рамочной антенны.

### Заключение

В результате исследований рамочных антенн, в контур которых был интегрирован полупроводниковый элемент в виде серийно выпускаемого фотосопротивления, было показано, что наличие полупроводникового элемента позволяет с помощью лазера эффективно управлять согласованием контура антенны с радиотрактом. Был создан экспериментальный стенд и разработаны методики исследований, которые позволили изучить влияние мощности лазерного излучения на коэффициент отражения  $S_{11}$  фоторезисторов и рамочных антенн с интегрированным в их контур полупроводниковым элементом. Результаты исследований показывают, что применение полупроводниковых материалов и формирование в них с помощью лазера плазмы неравновесных носителей позволяет изменять коэффициент отражения и согласовывать полное сопротивление с входным или выходным сопротивлением радиотрактов. Проведено сравнение различных конфигураций плазменных антенн, установлено, что полоса частот «круглой» рамочной антенны с учетом перестройки в условиях с одинаковыми границами мощности лазерного излучения охватит больший диапазон частот, чем полоса частот «ромбовидной» антенны. На основании проведенных исследований можно полагать, что предложенные нами подход к созданию конфигурируемых рамочных антенн с лазерным управлением имеет значительный потенциал для использования в системах оптической связи, поскольку позволяет осуществлять перестройку диапазона частот без потери ширины полосы. При этом наличие оптической развязки и высокое сопротивление полупроводникового элемента в контуре антенны, в отсутствие управляющего светового воздействия дает надежную защиту для усилительных каскадов радиоприемного(радиопередающего) канала при сильных электромагнитных помехах.

### Литература

1. *Ротхаммель К.* Энциклопедия антенн. М: ДМК пресс. 2016. 812 с.
2. *Kumar R., Bora D.* A reconfigurable plasma antenna. China: Journal of Applied Physics, vol. 107, no. 5, 2010, doi: 10.1063/1.3318495.
3. *Vendik I. B. and Vendik O. G.* Metamaterials and their application in microwaves: A review. Springer: Technical Physics, vol. 58, no.1, 2013. doi: 10.1134/S1063784213010234.
4. *Bogachev N. N., Bogdankevich I. L., Gusein-zade N. G., Rukhadze A. A.* Surface wave and linear operating mode of a plasma antenna. Springer: Plasma Physics Reports, vol. 41, no. 10, 2015, cc. 792–798. doi: 10.1134/S1063780X15100037.
5. *Melazzi D., De Carlo P., Trezzolani F., Manente M., Capobianco A. D., Boscolo S.* Beam-forming capabilities of a plasma circular reflector antenna. IET Microwaves, Antennas & Propagation, vol. 12, no. 15, 2018, cc. 2301-2306. doi: 10.1049/iet-map.2018.5178.
6. *Bogatskaya A. V., Volkova E. A., Popov A. M.* Nonequilibrium plasma channel in gaseous media formed by powerful UV laser as a waveguide for transportation and amplification of short microwave pulses. IOP Publishing on behalf of Astro: Laser Physics Letters, vol. 12, no. 3, 2015, doi: 10.1088/1612-2011/12/3/035301.
7. *Bogatskaya A. V., Volkova E. A., Klenov N. V., Tereshonok M. V., Popov A. M.* Toward the Nonstationary Theory of a Telecommunication Channel Through a Plasma Sheath. IEEE: Transactions on Antennas and Propagation, vol. 68, no. 6, June 2020, cc. 4831-4838. doi: 10.1109/TAP.2020.2972649.
8. *Zhao J., Sun Z., Ren Y., Song L., Wang S., Liu W., Yu Z., Wei Y.* Experimental characteristics of 2.45 GHz microwave reconfigurable plasma antennas. Journal of Physics D: Applied Physics, vol. 52, no. 29, 2019. doi: 10.1088/1361-6463/ab1b0a.
9. *Gusein-Zade N. G., Minaev I. M., Rukhadze A. A., Rukhadze K. Z.* Physical principles of plasma antenna operation. Springer: Journal of Communications Technology and Electronics, vol. 56, no. 10, pp. 1207-1211, 2011, doi: 10.1134/S1064226911100111.
10. *Ye H. Q., Gao M., Tang C. J.* Radiation Theory of the Plasma Antenna. IEEE: Transactions on Antennas and Propagation, vol. 59, no. 5, May 2011, cc. 1497-1502. doi: 10.1109/TAP.2011.2123051.
11. *Bogachev N. N., Bogdankevich I. L., Gusein-Zade N. G., Sergeychev K. F.* Operation modes and characteristics of plasma dipole antenna. Czech Technical University in Prague: Acta Polytechnica, vol. 55, no. 1, 2015, cc. 34-38. doi: 10.14311/AP.2015.55.0034.



12. *Tikhonovich O. V., Vekchin Y. E., Minaev I. M.* Control of the Directional Pattern of Multielement Plasma Vibrator Antennas. Springer: Journal of Communications Technology and Electronics, vol. 65, no. 2, 2020, pp. 151–154. doi: 10.1134/S1064226920020199.
13. *Bogachev N. N., Gusein-zade N. G., Nefedov V.I.* Radiation Pattern and Radiation Spectrum of the Plasma Asymmetrical Dipole Antenna. Springer: Plasma Physics Reports, vol. 45, no. 4, 2019, pp. 372-375. doi: 10.1134/S1063780X19030024.
14. *Alshershby M., Hao Z., Lin J.* Guiding microwave radiation using laser-induced filaments: the hollow conducting waveguide concept. Journal of Physics D: Applied Physics, vol. 45, no. 26, 2012. doi: 10.1088/0022-3727/45/26/265401.
15. *Bogatskaya A. V., Volkova E. A., Popov A. M.* On the possibility of a short subterahertz pulse amplification in a plasma channel created in air by intense laser radiation. Journal of Physics D: Applied Physics, vol. 47, no. 18, 2014. doi: 10.1088/0022-3727/47/18/185202.
16. *Apollonov V. V., Vasilyak L. M., Kazantsev S. Y., Kononov I. G., Polyakov D. N., Saifulin A. V., Firsov K. N.* Electric-discharge guiding by a continuous spark by focusing CO<sub>2</sub>-laser radiation with a conic mirror. M: Quantum Electronics, vol. 32, no. 2, 2002, pp. 115-120. doi: 10.1070/QE2002v032n02ABEH002140.
17. *Bogachev N. N., Gusein-zade N. G., Filatova S. A.* Plasma antennas formed in a Ge crystal under laser irradiation. Proceedings of SPIE, vol. 11322, 2019, doi: 10.1117/12.2553483.
18. *Bogachev N. N., Gusein-zade N. G., Zhukotova I. V.* Semiconductor Plasma Antennas Formed by Laser Radiation. Springer: Technical Physics Letters, vol. 45, 2019, pp. 1223–1225. doi: 10.1134/S1063785019120174.
19. *Harper R. E.* Solid state plasma antenna. U.S. Patent: no. 7,109,124. 19 September 2006.
20. *Kim D. J., Jo E. S., Cho Y. K., Hur J., Kim C. K., Kim C. H., Park B., Kim D., Choi Y. K.* A frequency reconfigurable dipole antenna with solid-state plasma in silicon. Nature Research: Scientific reports, vol. 8, no. 1, 2018. doi: 10.1038/s41598-018-33278-1.
21. *Grewal G., Hanson G. W.* Optically - controlled solid - state plasma leaky - wave antenna. Wiley-Blackwell: Microwave and Optical Technology Letters, vol. 39, no. 6, December 2003, pp. 450-453. doi: 10.1002/MOP.11245.
22. *Saleh B. E. A., Teich M. C.* Fundamentals of photonics. John Wiley & sons, 2019. 1177 с.
23. *Курушин А. А. Коган Б. Л.* Проектирование СВЧ устройств с использованием электронной диаграммы Смита. М: НИУ МЭИ, 2008. 120 с.
24. Измерители комплексных коэффициентов передачи и отражения «Обзор–304», «Обзор–304/1». Руководство по эксплуатации. URL: <http://www.planarchel.ru/Products/Measurement%20instrument/obzor-304> [Дата обращения: 18.06.2020].
25. Антенны для радиолюбителей. URL: <http://www.cqham.ru/rk3zk/1-1-3.htm> [Дата обращения: 14.06.2020].
26. *Titovets P.A.* Technique for increasing the antenna gain-to-noise-temperature of satellite communications earth stations with axisymmetric reflectors // T-Comm. 2020. Т. 14. № 2. С. 45-51.
27. *Варламов В.О., Саттарова А.И., Елизаров А.А.* Образование холодной плазмы в PIN-диодных структурах и их применение в технике СВЧ // Телекоммуникации и информационные технологии. 2018. Т. 5. № 1. С. 52-57.

# ОБЗОР СИСТЕМЫ СВЯЗИ В УЛЬТРАФИОЛЕТОВОМ ДИАПАЗОНЕ С ВЫСОКОЙ СКОРОСТЬЮ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ

**Шубин Дмитрий Николаевич,**  
МТУСИ, инженер, Москва, Россия  
[dshubin@srd.mtuci.ru](mailto:dshubin@srd.mtuci.ru)

**Сперанский Валентин Сергеевич,**  
МТУСИ, доцент, к.т.н., Москва, Россия

**Абрамов Степан Владимирович,**  
ФГУП НТЦ Орион, начальник отдела, к.т.н., Москва, Россия

**Клинцов Олег Иванович,**  
ФГУП НТЦ Орион, заместитель начальника отдела, к.т.н., Москва, Россия

**Клементьев Дмитрий Александрович,**  
ФГУП НТЦ Орион, научный консультант, к.т.н., Москва, Россия

## Аннотация

*Потребность в безопасных, устойчивых к помехам каналах связи с высокой скоростью передачи данных может быть удовлетворена путем разработки систем малой дальности (около 1 км), при отсутствии прямой видимости и высокой скорости передачи данных (около 1 Мбит/с) на основе рассеянного ультрафиолетового (УФ) излучения. Концепция ультрафиолетовой локальной сети (УФЛС) представляет собой значительное развитие в области высокой скорости передачи данных при отсутствии прямой видимости, скрытой связи на малых расстояниях. В отличие от более ранних систем, рассматриваемая УФЛС основана на модуляции коллимированной, непрерывно излучающей лампы с помощью высокоскоростного электрооптического переключателя.*

## Ключевые слова

*Ультрафиолетовый диапазон, отсутствие прямой видимости, система связи, фотоумножитель, атмосферное рассеяние.*

## Введение

Надежность, устойчивость к помехам и низкая вероятность перехвата каналов передачи данных являются абсолютным требованием системы связи специального применения. Для передачи данных требуются безопасные, защищенные от помех соединения от низкоскоростных (для голосовых данных с полосой пропускания в единицы килогерц), до высокоскоростных (для передачи видеоданных с полосой пропускания в единицы мегагерц). Используемые в настоящее время радиочастотные линии связи подвержены нескольким недостаткам:

- Легкая постановка помех;
- Определение направления излучения и атака;
- Автоматизированный перехват и дешифрование;

Эти недостатки делают использование радиочастотного спектра в лучшем случае трудным, а в худшем – смертельным. Описанная здесь УФ-система направлена на противодействие, обеспечивая, по существу, защищенный от помех прием сигналов и низкую вероятность перехвата передач. УФ-системы практически защищены от обнаружения из-за очень ограниченного диапазона распространения ультрафиолетового излучения в атмосфере. Точно так же передающая станция остается скрытой от пеленгации и перехвата.

Для специальной связи УФ-системы могут использоваться на небольших расстояниях, например, между отдельными единицами пользователей, группами пользователей и пр. Система УФЛС будет способна работать на дальностях более 1 км над горизонтом для вертикальной ориентации приемника

или 7 км в прямой видимости со скоростью передачи данных до 1,2 Мбит/с. Сюда входит связь над зданиями, холмами и другими препятствиями, которые препятствуют высокочастотным радиосистемам (например, в диапазоне СВЧ [9-13]). Можно было бы, например, позволить пользователям общаться в городских условиях, когда они маневрируют между зданиями и не могут общаться по радиочастотным линиям малой мощности.

### Принцип действия

Системы УФ-связи преодолевают строгие требования к наведению, отслеживанию и прямой видимости, обычно связанные с атмосферными оптическими/инфракрасными линиями прямой видимости с относительно высокой скоростью передачи данных, за счет использования преимуществ ключевых физических характеристик распространения ультрафиолетового света в атмосфере. Эти функции включают в себя:

- Значительно меньшее среднее расстояние между явлениями рассеяния в УФ-диапазоне по сравнению с видимым и инфракрасным светом.
- Высокая степень относительной независимости от угла рассеяния из-за большего значения молекулярного рассеяния по сравнению с аэрозольным рассеянием (Рисунок 1)
- Незначительные уровни солнечного фона в диапазоне длин волн 220-300 нм из-за поглощения УФ-излучения озона в стратосфере
- Относительно высокий уровень молекулярного поглощения даже на небольшой высоте.

Из-за изотропного рассеяния атмосферными молекулами УФ-излучение может рассеиваться над искусственными или природными объектами и вокруг них, что делает возможной связь без прямой видимости и снижает требования к наведению и отслеживанию систем. Характеристики распространения УФ-излучения в атмосфере способствуют развитию описанного здесь типа приемника с широким полем обзора из-за значительного увеличения мощности принимаемого сигнала по сравнению с системами с узким полем обзора без обычных потерь в виде ограничивающего производительность увеличения общего фоновый уровень. Относительно высокий уровень молекулярного поглощения в УФ-диапазоне даже на уровне земли делает практически невозможным блокирование, перехват или даже обнаружение УФ-сигнала за пределами диапазона около 10 км. УФ-система связи в солнечно-слепом диапазоне не может быть перехвачена из космоса. Несмотря на то, что дальность действия УФ-системы связи будет уменьшаться в погодных условиях с очень плохой видимостью, потери сигнала не будут такими большими, как для системы связи прямой видимости, в которой используются очень узкие поля обзора детектора.

### Описание системы

#### Концепция системы

Предыдущие ультрафиолетовые системы связи использовали изотропно излучающие ртутные дуговые лампы, работающие с частотой модуляции 40 кГц или меньше [2], что приводило к ограничению максимального рабочего диапазона и низкой скорости передачи данных.

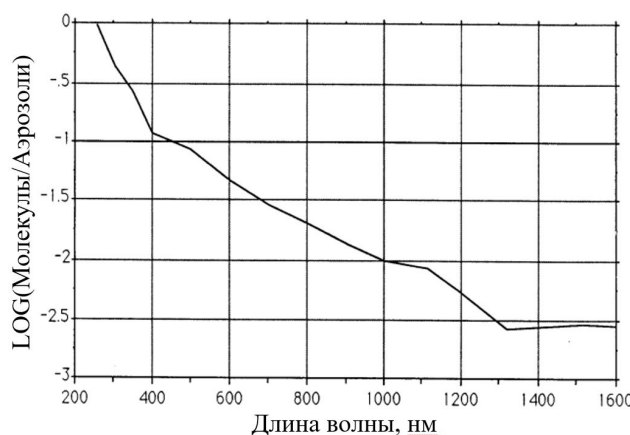


Рис. 1. Относительная значимость молекулярного рассеяния в диапазоне ультрафиолетовых длин волн

Описанная здесь концепция, называемая ультрафиолетовой локальной сетью (УФЛС), из-за ее способности формировать основу для локальной сети, преодолевает ограничения скорости передачи данных этих предыдущих систем за счет использования коллимированной ртутно-ксеноновой лампы, которая включена постоянно и модулируется с помощью электрооптического модулятора на частотах до 400 кГц, в результате чего скорость передачи данных приближается к 1,2 Мбит/с для схемы фазово-импульсной модуляции с 3 битами на импульс. Приемник будет основан на коллекторе с широким полем обзора, чтобы максимально улавливать УФ-излучение, с применением фотоумножителя (ФЭУ) солнечно-слепого диапазона.

На рисунке 2 показана блок-схема тестовой системы УФЛС.

Ключевые особенности системы УФЛС:

- Эффективный передатчик на ртутно-ксеноновой дуговой лампе.
- Электрооптический модулятор, используемый в продольном режиме для обеспечения быстрой модуляции относительно большого луча
- Приемник с широким полем обзора для сбора максимально возможного УФ-сигнала
- Фотоумножитель солнечно-слепого диапазона с высоким коэффициентом усиления.

Параметры производительности тестовой системы, использующей эту проектную архитектуру и коммерчески доступные компоненты, приведены в таблице 1.

#### Подсистема передатчика

Различные УФ-лазеры и лампы рассматривались как возможные источники света для передатчика УФЛС.

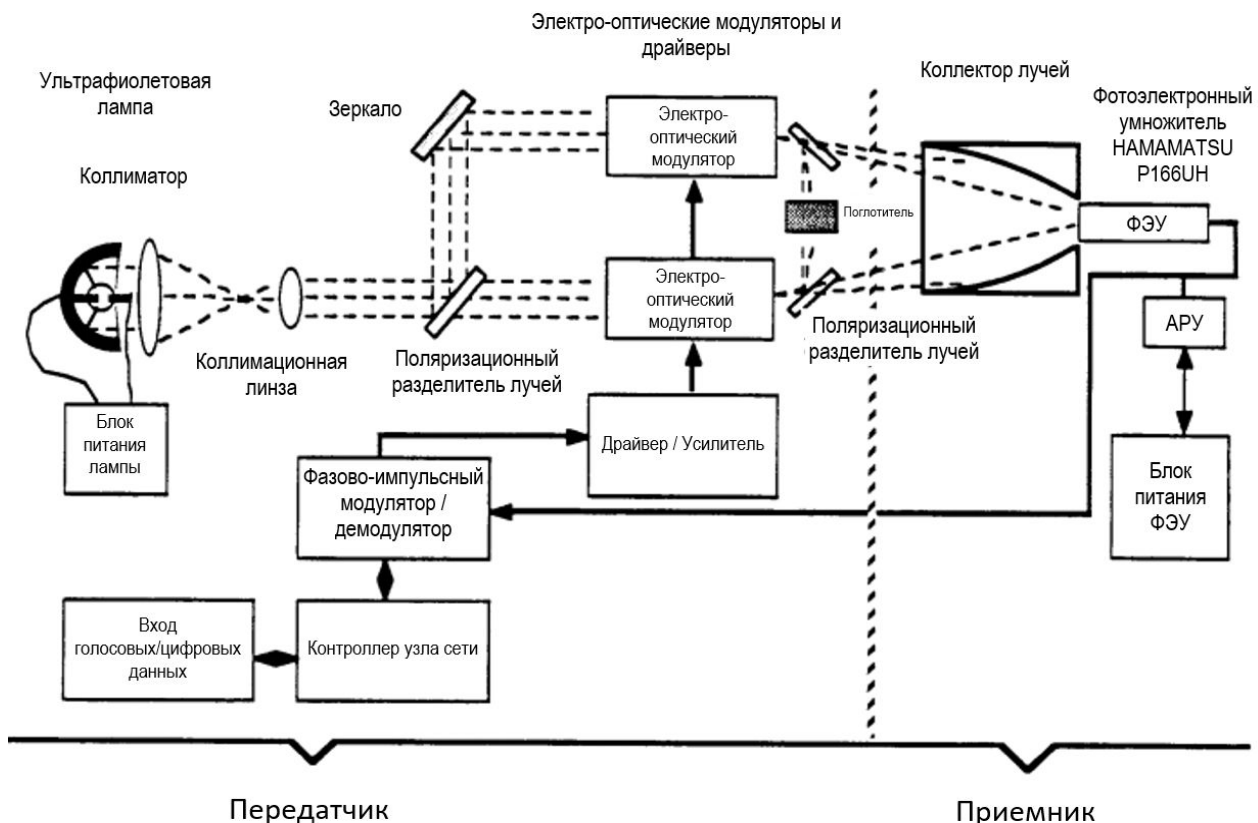


Рис. 2. Структурная схема ультрафиолетовой системы связи

Таблица 1

Параметры тестовой системы УФЛС

Передатчик	
Длина волны, нм	265
Выходная средняя мощность, Вт	25
Коэффициент передачи оптической мощности	0,40
Ширина импульса, нс	200
Расходимость луча, рад	0,02
Частота повторения импульсов, кГц	400
Скорость передачи данных, Мбит/с	1,2
Приемник	
Площадь коллектора, м <sup>2</sup>	0,029
Угол поля зрения, рад	0,3
Оптическая ширина полосы пропускания, нм	50
Оптическая эффективность	0,5
Квантовая эффективность ФЭУ	0,25
Усиление	10 <sup>7</sup>
Полоса пропускания электрического сигнала, МГц	100
Шум, мкА	1

Типы лазеров, доступных для работы в ультрафиолетовом солнечно-слепом диапазоне, включают в себя эксимерные лазеры, такие как XeCl (308 нм), KrF (248 нм) и ArF (193 нм), ионные лазеры Ar, лазеры на красителях и гармониках твердотельных лазеров, таких как Nd:YAG (четвертая гармоника на 266 нм), твердотельный лазер на алюмо-иттриевом гранате легированном ионами неодима. Основным преимуществом использования лазера для этой работы является то, что свет хорошо коллимируется, так что эффективность связи источника света с электрооптическим модулятором очень высока. К сожалению, у использования лазера в УФЛС есть несколько серьезных недостатков.

Они включают в себя:

- Лазеры с достаточной мощностью, такие как эксимерные лазеры, имеют низкие частоты следования импульсов и требуют огромного количества энергии для работы в режиме непрерывной волны, необходимом для использования с электрооптическим модулятором;
- Лазеры, способные работать в непрерывном режиме, такие как ионный лазер Ar, лазеры на красителях и Nd:YAG с высокой гармоникой, имеют низкую выходную мощность и очень плохую эффективность;
- Источники питания для имеющихся лазеров большие, громоздкие и тяжелые.

Лампа же, напротив, достаточно компактна и требует источника питания разумного размера. Основным недостатком лампы по сравнению с лазером является слабая коллимация света. Однако имеющиеся системы коаксиального сбора с коллимирующей линзой могут обеспечить адекватное решение этой проблемы. Поскольку нет фонового излучения для фильтрации в солнечно-слепом диапазоне, источники с узкой длиной волны, такие как лазеры, не дают преимущества в производительности. Простой широкополосный источник, такой как лампа, обеспечивает гораздо более эффективный источник УФ-излучения в солнечно-слепом диапазоне.

Типы ламп, доступных для генерации УФ-излучения в солнечно-слепом диапазоне:

- Ртутно-ксеноновые лампы.
- Водород-ксеноновые лампы.
- Лампы из ртути сверхвысокого давления.
- Лампы из ртути низкого давления.
- Дейтериевые лампы.

Лампы низкого давления с ограниченным диапазоном длин волн, такие как ртутные и дейтериевые лампы низкого давления, характеризуются низкой выходной мощностью, если длина дуги не очень велика. Но длинная дуга не может быть эффективно сведена к небольшому размеру, необходимому для работы электрооптического модулятора.

Водородно-ксеноновые импульсные лампы использовались в более ранних УФ-системах связи. Привлекательной особенностью водородно-ксеноновых ламп являются пики выходной мощности

УФ-лампы на длине волны, лежащей внутри солнечно-слепой части спектра. Но по сравнению с ртутными и ртутно-ксеноновыми лампами сверхвысокого давления водородно-ксеноновые лампы относительно неэффективны и, следовательно, не являются лучшей альтернативой для этого типа систем.

Ртутные лампы сверхвысокого давления обеспечивают высокую интенсивность солнечно-слепого УФ-излучения. Ртутно-ксеноновые лампы обладают одними из лучших характеристик как ксеноновых, так и ртутных ламп сверхвысокого давления. По сравнению с ртутными лампами сверхвысокого давления, ртутные ксеноновые лампы обеспечивают еще более высокую интенсивность УФ-излучения с эффективностью около 5% для УФ-излучения в солнечно-слепом диапазоне. Производящиеся ртутно-ксеноновые лампы могут обеспечивать мощность около 25 Вт УФ-излучения с длиной дуги 3 мм и входной мощностью 500 Вт.

Чтобы обеспечить модуляцию, необходимую для отправки информации, источнику питания лампы непрерывного действия требуется клапан или затвор, которым можно управлять с частотой не менее 400 кГц. Механические жалюзи не могут работать с такой скоростью. Акустооптические устройства не могут работать с такой скоростью, и их было бы трудно реализовать, потому что короткая длина волны приводит к очень малому углу Брэгга (явление сильного рассеяния волн на периодической решетке), а для разделения лучей потребуется большое расстояние распространения. Только электрооптические модуляторы могут работать на требуемых скоростях и выше. Из двух электрических конфигураций электрооптических модуляторов, поперечной и продольной, электрооптический модулятор с поперечной конфигурацией имеет более высокую скорость модуляции - до 10 МГц. Но эта конфигурация требует небольшой апертуры и высокой степени коллимации, невозможной с лампой. Электрооптический модулятор с продольной конфигурацией может иметь большую апертуру при сохранении высокой скорости модуляции и может допускать расходимость луча около одного градуса.

Оптическая конструкция передатчика, полученная в результате этого предварительного исследования компромиссов, показана на рисунке 2. Эллипсоидальный отражатель собирает и фокусирует излучение на коллимирующую линзу, которая производит пучок, достаточно малый, чтобы проходить через электрооптические модуляторы. Фильтр необходим для защиты электрооптического модулятора от мощного излучения на длинах волн за пределами солнечно-слепого УФ-излучения и для контроля утечки видимого света. Использование электрооптического модулятора требует поляризации источника света. Таким образом, поляризационный делитель лучей разделяет излучение на два поляризованных луча. Эта конструкция оптики передатчика обеспечивает максимально возможную эффективность передатчика за счет использования двух электрооптических модуляторов для модуляции обеих поляризаций. Как показано на рисунке 2, луч, отраженный поляризатором, снова отражается параллельно лучу, прошедшему поляризатор. Поляризованные лучи затем проходят через синхронизированные электрооптические модуляторы. Электрооптические модуляторы действуют как заслонки с электронным управлением для лучей. Два драйвера электрооптических модуляторов принимают импульсы от электроники модулятора. Драйверы электрооптических модуляторов открывают «заслонки» электрооптических модуляторов по нарастающим фронтам импульсов и закрывают «заслонки» электрооптических модуляторов по спадающим фронтам. Также можно использовать две «заслонки» электрооптических модуляторов для мультиплексирования двух импульсов данных в каждом кадре данных, тем самым достигая более высоких скоростей передачи данных без увеличения частоты повторения импульсов. Если не объединить два импульса для максимальной выходной мощности, мощность сигнала будет потеряна на 3 дБ. Но мультиплексирование двух импульсов может обеспечить способ достижения более высоких скоростей передачи данных, чем обычно ожидается, с максимальной частотой повторения импульсов.

#### *Подсистема приемника*

Приемник системы УФЛС включает в себя оптику с широким переменным полем обзора, большой (20 см) апертурой и детектор.

Фотоэлектронные умножители (ФЭУ) солнечно-слепого диапазона - очевидный выбор для детектора из-за их высокой электрической полосы пропускания и отличной квантовой эффективности, высокого коэффициента усиления и низкой чувствительности за пределами солнечно-слепого диапазона УФ-излучения. Единственный другой приемлемый выбор для детектора - лавинный фотодиод. Требуемый лавинный фотодиод должен иметь небольшую активную область для достижения приемле-

мой электрической полосы пропускания. Для большой оптической системы сбора излучения такая малая площадь приводит к очень ограниченному полю зрения. Квантовая эффективность фотодиодных материалов в глубоком УФ-диапазоне очень низкая, показатели шума аналогичны, и даже лавинные фотодиоды не могут сравниться с высоким коэффициентом усиления ФЭУ. В результате ФЭУ имеют большое преимущество в отношении сигнал/шум в солнечно-слепом диапазоне УФ-излучения.

ФЭУ имеет небольшой остаточный отклик за пределами солнечно-слепой части спектра. Таким образом, для достижения наилучших возможных характеристик для УФЛС требуется фильтр блокировки верхних частот или полосовой фильтр для солнечно-слепой области спектра. Фильтры с высоким коэффициентом пропускания (50% - 80%), широкополосные (50 нм) и полосовые фильтры доступны у ряда коммерческих поставщиков.

Источник высокого напряжения управляет усилением ФЭУ, получая обратную связь от схемы автоматической регулировки усиления (АРУ). Это оптимизирует усиление ФЭУ для уровня сигнала и темнового тока.

#### *Электрическая подсистема*

Управляющая электроника УФЛС состоит из схем модулятора/демодулятора, кодера, терминала управления и данных с соответствующими устройствами хранения данных, формирователей принимаемых импульсов и необходимых источников питания. Для создания единого узла УФЛС эти элементы подключаются к оптическим системам передатчика и приемника.

### **Оценка измерений тестовой системы**

Производительность рассматриваемой системы УФЛС при полевых испытаниях была рассчитана с использованием алгоритма системной инженерии для оценки производительности системы (АСИОПС) [1]. АСИОПС рассчитывает одиночные и множественные компоненты рассеянного сигнала, фоновые токи и шумы системы, а также отношение сигнал/шум электрической мощности в приемнике в зависимости от параметров системы и физических параметров. АСИОПС описывает рассеяние и распространение света для полностью произвольной трехмерной геометрии с указанными пользователем местоположениями и ориентациями передатчика и приемника. Таким образом, АСИОПС может использоваться для описания характеристик приемников перехвата и помех, развернутых против системы оптической связи. Этот алгоритм был подтвержден полевыми экспериментами в диапазоне 1,064 мкм в море [1] и сельской местности [5, 6]. АСИОПС охватывает диапазон длин волн от ультрафиолетового до среднего инфракрасного и моделирует как системы прямого обнаружения, так и гетеродинные системы связи.

Функции светорассеяния, использованные в расчетах, были взяты из [4], и представляют широкий диапазон городских, сельских и морских условий в зависимости от высоты, относительной влажности и длины волны вплоть до 250 нм. В [7] показано, что этот расчет может не подходить для описания ослабления в широкой полосе в этой спектральной области из-за значительного поглощения молекулярным кислородом. Однако для эффективной длины волны УФ-системы, описанной здесь (265 нм), чистое влияние на максимально возможную дальность связи составляет менее 5%. Параметры для тестовой системы УФЛС, описанные выше, сведены в таблицу 1. Эти характеристики были определены путем оценок возможных конфигураций системы на основе характеристик, использовавшихся в работе [1] ламп, приемников и детекторов, а также результатов программы проектирования системы АСИОПС [1].

Предварительные оценки производительности системы были произведены для следующих условий тестирования:

- Сельская местность с видимостью 32 км.
- Море с видимостью 16 км.

Геометрия системы представляет два крайних случая, а именно:

- Отсутствие прямой видимости с углом возвышения приемника 90 градусов и углом возвышения передатчика 2 градуса (Вариант 1)
- Прямая видимость (Вариант 2).



Максимальная дальность связи тестовой системы была рассчитана для каждого из четырех случаев, представленных этой матрицей. Максимальный диапазон для связи соответствует соотношению сигнал/шум равному 23 дБ. Результаты представлены в таблице 2.

Эти предварительные расчеты показывают, что тестовая система УФЛС может поддерживать связь в диапазоне около 1 километра для относительно простой в реализации геометрии без прямой видимости корреспондентов.

Дальнейшие прогнозы АСИОПС показывают, что система с гораздо меньшим энергопотреблением, основанная на передатчике мощностью 1 Вт, могла бы поддерживать связь при варианте 1 (без прямой видимости) до 0,6 км при той же скорости передачи данных 1,2 Мбит/с. Этот случай будет интересен для большинства описанных выше приложений. Более того, такая система с более низкой производительностью могла бы стать основой для недорогого набора средств связи, разработанного для общего развертывания.

Таблица 2

Максимальная дальность связи УФЛС для двух случаев

	Море(видимость 16 км)	Сельская местность (видимость 32 км)
Вариант 1 (NLOS)	1,2 км	1,3 км
Вариант 2 (LOS)	5,8 км	6,8 км

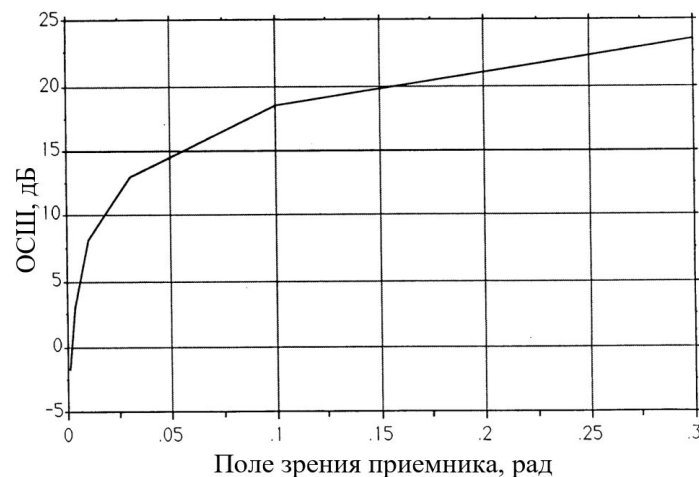


Рис. 3. Отношение сигнал/шум в зависимости от размера поля зрения приемника

Производительность системы будет зависеть от преобладающих погодных условий, особенно от видимости. На рисунке 3 показано, как максимальная дальность зависит от видимости для двух вариантов геометрии системы. Интересно, что АСИОПС предсказывает, что производительность системы в случае отсутствия прямой видимости относительно не зависит от видимости. При практически неограниченной видимости (80 км) максимальная дальность действия для варианта 1 (без прямой видимости) составляет около 1,4 км, для видимости 0,5 км максимальная дальность действия 1,1 км возможна для варианта 1. Эта характеристика канала рассеяния УФ-излучения наблюдалась во время более раннего исследования УФ-излучения со скоростью передачи голосовых данных [2].

Как отмечалось выше, фактическое отсутствие солнечного фона в этой части спектра убедительно свидетельствует в пользу максимально широкого поля зрения приемника. Влияние поля обзора приемника на производительность системы показано на рисунке 4.

Поле зрения для УФ-системы связи, солнечно-слепого диапазона, должно быть максимально возможным, совместимым с допустимым полем обзора детектора и размером коллектора приемника. Для сравнения, при отсутствии прямой видимости для варианта 1, прогнозируемое ОСШ для приемника с полем обзора 0,010 рад и того же размера апертуры (типичный телескоп Шмидта-Кассегрена) на 15 дБ ниже, чем для описанного приемника.

Значительная часть усилий по разработке УФ-системы любого типа должна заключаться в том, чтобы найти компромисс между размером приемника и полем обзора. Если подробный анализ показывает, что эффекты поля зрения преобладают над эффектами размера апертуры, УФ-система будет использовать не что иное, как приемное окно ФЭУ в качестве коллектора.

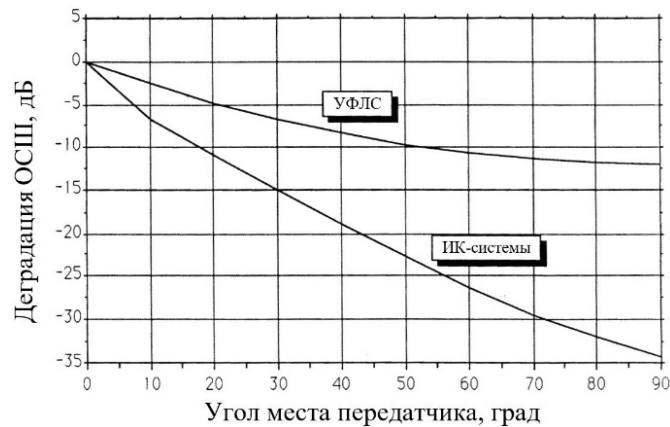


Рис. 4. Деградация ОСШ при изменении угла места передатчика

Производительность системы будет сильно зависеть от угла места приемника и передатчика. Однако влияние угла места в УФ-диапазоне слабее, чем в видимом и инфракрасном диапазоне, как показано на рисунке 5. Даже несмотря на то, что существует значительная зависимость угла места в УФ-диапазоне, эта зависимость становится существенно слабее с расстоянием, поскольку УФ-излучение становится более рассеянным.

### Выводы

Насущную потребность в безопасных, устойчивых к помехам каналах связи с высокой скоростью передачи данных для специальных применений можно удовлетворить за счет разработки систем при отсутствии прямой видимости между корреспондентами с высокой скоростью передачи данных, основанных на рассеянном ультрафиолетовом свете. Описанная здесь система УФЛС может обеспечить возможность связи при отсутствии прямой видимости на скорости до 1,2 Мбит/с и дальности более 1 км, даже в условиях очень ограниченной видимости. УФ-система связи может быть интегрирована с существующими системами связи в качестве основного передатчика/приемника, либо в качестве межзвеновой линии связи между локальными сетями пакетной радиосвязи.

*Исследование выполнено при финансовой поддержке РФФИ в рамках научного проекта № 19-29-06055.*

### Литература

1. Bayse, R., et al., "Scattered Light Communication System Final Report", TITAN Systems, Inc., La Jolla, California, 1987.
2. Fishburne, E. S., et al., "Voice Communication Via Scattered Ultraviolet Radiation", Aeronautical Research Associates of Princeton, Inc., Princeton, 1978.
3. Geller, M., et al., "Optical Non-Line-of-Sight Covert, Secure High-Data Communication System", Naval Ocean Systems Center, San Diego, California, U. S. Patent Number 4,493,114, 1985.
4. Kneizys, F.X., et al., "Atmospheric Transmittance/Radiance: Computer Code LOWTRAN6" AFGL-TR-83-01871. Environmental Research Papers, No. 846, 1983.
5. Puschell, J., et al., "Final Report on Over-The-Horizon Laser Communication Demonstration", TITAN Systems, Inc., La Jolla, California, 1988.
6. Puschell, J. et al., "Final Report on First Demonstration of Voice Data Rate Over-the-Horizon Laser Communication", TITAN Systems, Inc., La Jolla, California, 1989.

7. *Trakhovsky, E.*, et al., "Contribution of Oxygen to Attenuation in the Solar Blind UV Spectral Region", *Applied Optics*, 28, 1588-1591 (1989).
8. *Webb, P. P.*, et al., "Properties of Avalanche Photodiodes", *RCA Review* **35**, 234-278 (1974).
9. *Голубев Е.А., Лобов Е.М., Кандауров Н.А., Шубин Д.Н.* Новый класс двоичных псевдослучайных последовательностей с нелинейным алгоритмом формирования для систем связи с кодовым разделением абонентов // *Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт*. 2018. Т. 12. № 2. С. 76-80.
10. *Lobov E.M., Shubin D.N., Kandaurov N.A., Lobova E.O.* A new class of polyphase pseudo-random sequences with a nonlinear generation algorithm for secure radio communication link between unmanned vehicles and dispatch centers of the "smart city" *T-Comm*. 2020. Т. 14. № 8. С. 42-46.
11. *Шубин Д.Н., Лобов Е.М.* Использование технологии cuda для формирования ансамблей псевдослучайных последовательностей и расчета их корреляционных функций // *Системы синхронизации, формирования и обработки сигналов*. 2017. Т. 8. № 2. С. 92-97.
12. *Лобов Е.М., Шубин Д.Н.* Исследование помехоустойчивости сигнально-кодовых конструкций на основе семейства ортогональных шумоподобных фазоманипулированных сигналов и недвоичного LDPC-кода для передачи информации через ионосферный радиоканал // *DSPA: Вопросы применения цифровой обработки сигналов*. 2016. Т. 6. № 3. С. 533-537.
13. *Сперанский В.С., Абрамов С.В., Клинцов О.И.* Сочетание кодового разделения абонентов и OFDM при передаче данных по волокну // *Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт*. 2019. Т. 13. № 3. С. 32-35.