

САНКТ-ПЕТЕРБУРГСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКИЙ  
УНИВЕРСИТЕТ «ЛЭТИ» им. В.И. Ульянова (Ленина)

KEYSIGHT TECHNOLOGIES, Россия

АО «АКМЕТРОН»



**Всероссийская научно-техническая конференция  
«АНТЕННЫ  
И РАСПРОСТРАНЕНИЕ РАДИОВОЛН»**

**ANTENNA DESIGN AND MEASUREMENT  
International Conference**

*24-25 ноября 2021*

**СБОРНИК ДОКЛАДОВ**



СПбГЭТУ «ЛЭТИ»  
ПЕРВЫЙ ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКИЙ



Санкт-Петербург  
2021

Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет «ЛЭТИ»  
им. В.И. Ульянова (Ленина)  
Keysight Technologies, Россия  
АО «Акметрон»

**АНТЕННЫ  
И РАСПРОСТРАНЕНИЕ РАДИОВОЛН  
АРР'21**

***ВСЕРОССИЙСКАЯ НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКАЯ  
КОНФЕРЕНЦИЯ***

**24–26 ноября, 2021**

**СБОРНИК ДОКЛАДОВ**

Санкт-Петербург  
2021

УДК 621.396.67(08)+621.372(08)  
А72

ISBN 978-5-7629-2893-9

Антенны и распространение радиоволн: сб. докладов Всероссийской научно-технической конференции. СПб.: СПбГЭТУ «ЛЭТИ». 2021. – 120 с.

ISBN 978-5-7629-2893-9



# СОДЕРЖАНИЕ

## СЕКЦИЯ 1. ИЗЛУЧАТЕЛИ И ЭЛЕМЕНТЫ АНТЕННЫХ ТРАКТОВ

|   |    |
|---|----|
| <i>Многодисковая сверхширокополосная антенна осевого излучения</i><br>Комаров Г. В., Куликова Д. Ю., Кочетов А. В. ....   | 5  |
| <i>Численное моделирование, реализация и экспериментальное исследование копланарной линии передачи на полиимидной подложке</i><br>Ожогин И. С., Кожевников И. О., Павлов А. М., Сердобинцев А. А., Стародубов А. В., Чистяков И. А. ....                | 7  |
| <i>Исследование сверхширокополосного полосно-пропускающего фильтра с регулируемым числом частотно-селективных звеньев и возможностью вертикального построения</i><br>Фомин Д. Г., Дударев Н. В., Даровских С. Н. ....                                   | 10 |
| <i>Подходы к миниатюризации и экспериментальной реализации гибкой антенны с копланарным вводом/выводом сигнала для работы в ISM диапазоне</i><br>Чистяков И. А., Ожогин И. С., Кожевников И. О., Павлов А. М., Сердобинцев А. А., Стародубов А. В. .... | 14 |
| <i>Узконаправленная волноводная антенна радиолокационной системы обзора летного поля</i><br>Сучков А. В., Рыжов Д. А. ....  | 17 |
| <i>Исследование переходных характеристик волноводных переключателей E-band на эффекте Фарадея</i><br>Сковородников С. В., Синяев Ю. А. ....   | 19 |
| <i>Исследование тлеющего разряда в качестве плазменной антенны</i><br>Некрасов И. К., Мамед-Юсифов А. А., Акчурин А. Д. ....  | 22 |
| <i>Антенна-аппликатор для неинвазивного выявления аномалий внутренних тканей биологических объектов</i><br>Седельников Ю. Е., Садыков А. Р., Скачков В. А. ....   | 25 |

## СЕКЦИЯ 2. ЛИНЗОВЫЕ АНТЕННЫ И АНТЕННЫЕ РЕШЕТКИ

|   |    |
|---|----|
| <i>Антенна С-диапазона с переключаемой диаграммой направленности на основе коммутируемых пассивных излучающих элементов</i><br>Егоров О. П., Тургалиев В. М., Джичошвили А. А. ....                               | 29 |
| <i>Unit-Cell versus Finite Array Approaches for Antenna Array Design</i><br>Litun V. I., Hawal Rashid, Komissarova E. V. ....   | 33 |
| <i>Reflectarray Antenna with Mechanical Beam Steering</i><br>Ballandovich S. V., Sugak M. I., Kostikov G. A., Antonov Yu. G., Liubina L. M. ....  | 37 |
| <i>Low-profile Antenna Array Based on Fabry–Perot Cavity with Mechanoelectrical Beam Steering</i><br>Litinskaya Ye. A., Polenga S. V., Salomatov Yu. P., Baskova A. A. ....                                       | 41 |
| <i>Разработка многолучевой антенной системы на базе диэлектрической линзы с использованием метода квазиконформных оптических преобразований</i><br>Лазарев А. В., Киселев А. Ю., Бобрешов А. М., Усков Г. К. .... | 45 |

## СЕКЦИЯ 3. МОДЕЛИРОВАНИЕ В АНТЕННОЙ ТЕХНИКЕ

|   |    |
|---|----|
| <i>Сравнительное моделирование антенн КВ-диапазона</i><br>Дорогов А. Ю. ....  | 48 |
| <i>Структура магнитной составляющей крайне низкочастотного электромагнитного поля в волновой зоне</i><br>Терещенко П. Е. ....   | 52 |
| <i>Моделирующий комплекс пакетных радиосетей КВ-диапазона</i><br>Дорогов А. Ю., Подранюк Е. П. ....                             | 54 |
| <i>Eigenmode Analysis for Periodic Transmission Lines Characterization</i><br>Litun V. I., Tharp Jeffrey, Chernyshev S. L. .... | 58 |
| <i>Patch Antennas Characteristics Design Using RWG Functions</i><br>Bezgin A. A., Savochkin A. A. ....                          | 61 |

## 4. ИЗМЕРЕНИЯ В АНТЕННОЙ ТЕХНИКЕ

|  |    |
|--|----|
| <i>Влияние размеров плоского образца на методическую погрешность измерения зеркального коэффициента отражения</i><br>Балабуха Н. П., Меньших Н. Л., Федоров С. А., Сапожников Д. В., Гильмутдинов Р. В. .... | 64 |
| <i>Методы исследования системы «антенна-обтекатель» с помощью сферического сканера</i><br>Кирпанев А. В., Кирпанев Н. А. ....  | 68 |
| <i>Исследование возможности создания квантового измерителя напряженности электрического поля радиочастотного диапазона</i><br>Неустроев С. Л., Тищенко В. А. ....  | 72 |

|  |    |
|--|----|
| <i>Использование информации о фазовом центре измерительных антенн при их поверке и калибровке</i><br>Колотыгин С. А., Неустроев С. Л., Олисов Е. А. ....   | 75 |
| <i>Требования к расстоянию для измерения полей круглых апертурных антенн с равномерным распределением поля</i><br>Скулкин С. П., Лысенко Н. А., Усков Г. К., Копытин В. Е., Смусева К. В., Бобрешов А. М. .... | 79 |
| <i>Выбор современных методов измерения параметров антенн устройств связи пятого поколения и активных антенн (АФАР, ЦАР)</i><br>Кривов А. В., Мулминов М. В. ....   | 83 |
| <i>Метод уменьшения рефракционной составляющей погрешности при измерении псевдодальности в навигационной аппаратуре потребителя</i><br>Сушкин И. Н., Коршунов Д. Е., Руф Р. А. ....                            | 87 |
| <i>Анализ эффективности способов реконструкции амплитудно-фазового распределения по данным измерений в ближнем поле</i><br>Седельников Ю. Е., Шагвалиев Т. Р. ....   | 90 |
| <i>Исследование влияния антенной платформы фазового пеленгатора на ошибки пеленгации</i><br>Павлов И. Д. ....  | 93 |
| <i>Применение фильтра высших типов волн при измерении элементов фазированной антенной решетки круговой поляризации</i><br>Сквородников С. В., Синяев Ю. А. ....  | 95 |
| <i>Экспериментальные исследования антенны земной станции перспективной системы спутниковой связи</i><br>Гладышев А. Б., Дмитриев Д. Д., Тяпкин И. В. ....  | 98 |

#### СЕКЦИЯ 5. SMART-АНТЕННЫ И ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ

|   |     |
|---|-----|
| <i>Фазовая модуляция радиолокационных сигналов диаграммой направленности приемной антенны РЛС</i><br>Рукавишников В. М., Крячко А. Ф., Синицын Е. А. ....   | 102 |
| <i>Применение технологии виртуальных антенных решеток для минимизации погрешности пеленгации</i><br>Ищенко Е. А., Пастернак Ю. Г., Пендюрин В. А., Фёдоров С. М. ....   | 107 |
| <i>Характеристики помехоустойчивости линейной неэквидистантной антенной решетки декаметрового РЛС с обработкой сигналов модифицированным методом Берга</i><br>Овчинников М. А. ....   | 110 |
| <i>Определение оптимальных тактико-технических характеристик антенной решетки для различения алгоритмом сверхразрешения ESPRIT целей, разнесенных на малое угловое расстояние</i><br>Тагаев Т. И., Музафаров Д. А., Мохорт Д. Ю., Космачев В. М. .... | 114 |
| <i>Особенности применения методов MUSIC и ESPRIT в адаптивных смарт-антеннах</i><br>Шевченко М. Е., Малышев В. Н., Горовой А. В., Соловьев С. Н., Кельян А. Х. ....   | 117 |

# Многодисковая сверхширокополосная антенна осевого излучения

Г. В. Комаров<sup>1</sup>, Д. Ю. Куликова<sup>2</sup>

Санкт-Петербургский государственный  
электротехнический университет  
«ЛЭТИ» им. В.И. Ульянова (Ленина)

<sup>1</sup> Komarov\_gleb@list.ru, <sup>2</sup> kulikovadasha@mail.ru

А. В. Кочетов

АО «НПП «Радар ММС»  
Санкт-Петербург, Россия

**Аннотация.** Представлена многодисковая сверхширокополосная антенна сантиметрового диапазона, обеспечивающая эффективное излучение сверхширокополосных сигналов. Конструкция с металлическим несущим стержнем, расположенным по оси антенны обеспечивает ей повышенную прочность, сохраняя широкую полосу рабочих частот и направленные свойства. Антенна может работать в двух режимах: осевого излучения и сверхширокополосного диполя, имея диаграмму направленности близкую к таковой у диполя, но в широкой полосе частот, немногим уже 1 ГГц.

**Ключевые слова:** сверхширокополосная антенна; многодисковая антенна; осевое излучение

## I. ВВЕДЕНИЕ

Сверхширокополосная радиолокация и радиосвязь с каждым годом получает всё большее распространение, благодаря широким возможностям, недоступным для более узкополосных решений. Большое количество широкополосных и сверхширокополосных антенн имеют плоскую [1, 2] или квазиплоскую [3] структуру. Это ограничивает возможности их применения в ситуациях, когда объект размещения антенны не имеет достаточно большой плоской поверхности или из-за конструктивных особенностей целесообразно подвешивание цилиндрической антенны в пространстве, например под или за летательным аппаратом. Благодаря изменению задержек между короткими импульсами, формируемыми отдельными передатчиками возможно управление диаграммой направленности антенны в некоторых пределах. В случае необходимости задержки могут быть обнулены, и вместо антенны осевого излучения возникнет сверхширокополосный аналог диполя.

## II. РЕЖИМ ОСЕВОГО ИЗЛУЧЕНИЯ

Внешний вид антенной системы представлен на рис. 1 и 2. Внутри цилиндрических секций расположены генераторы коротких импульсов, а в центральном стержне – провода питания и синхронизации. Благодаря такому решению влияние кабелей на антенну минимальное.

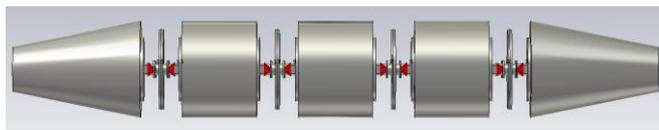


Рис. 1. Вид сбоку на антенну. Красным цветом выделены порты возбуждения

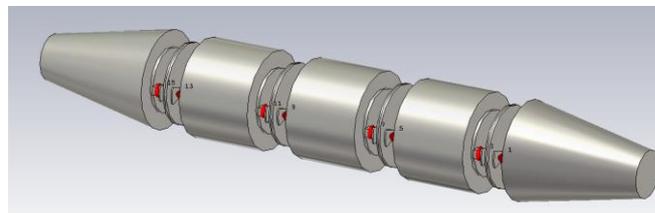


Рис. 2. Антенна в боковой проекции. Можно видеть диски и элементы связи

В качестве рабочего сигнала в данной антенной системе используется сверхкороткий видеоимпульс, а антенна, фактически, является фильтром, ограничивающим полосу излучаемого сигнала в области нижних частот.

Результат расчёта показывает, что полоса согласования находится между 3.5 и 4.2 ГГц (рис. 3), что позволяет в полной мере использовать возможности современных короткоимпульсных генераторов с точки зрения ограничения полосы рабочих «сверху», т. к. доля энергии, расположенной в спектре формируемого импульса выше 4 ГГц у них сравнительно невелика.

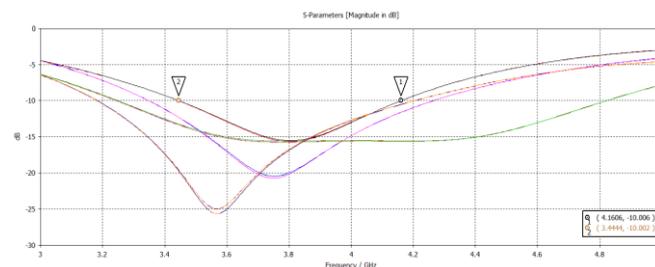


Рис. 3. Зависимость коэффициента  $S_{11}$  антенны от частоты в режиме осевого излучения

Как можно видеть у разных элементов связи наблюдается различное качество согласования, и некоторые из них имеют большую полосу рабочих частот. Однако, для максимально корректного рассмотрения, в качестве рабочей полосы частот выбрана область, где согласованы все элементы связи.

В результате моделирования были получены диаграммы направленности антенной системы на отдельных частотах (на рис. 4 показана модельная диаграмма на частоте 4 ГГц) и проверено, что диаграммы направленности на частотах 3.5 и 4.2 ГГц сохраняют форму и уровень боковых лепестков.

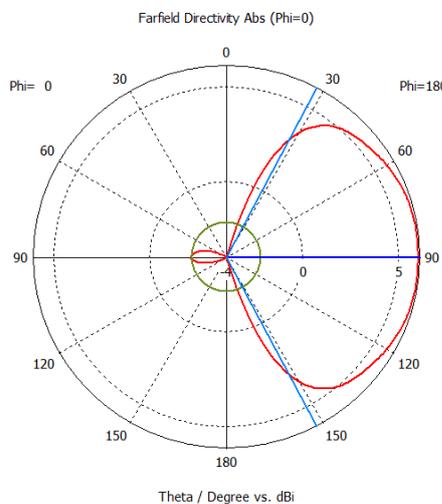


Рис. 4. Диаграмма направленности антенны на частоте 4 ГГц. Относительный уровень заднего лепестка составляет – 8 дБ

Как можно видеть антенна достаточно эффективно может излучать в осевом направлении при правильном подборе задержек на излучающих элементах.

### III. РЕЖИМ ПОПЕРЕЧНОГО ИЗЛУЧЕНИЯ

В разделе выше был рассмотрен режим осевого излучения. Если же все генераторы ввести в синхронный режим, то антенна превращается в антенну поперечного излучения, своеобразный сверхширокополосный аналог диполя.

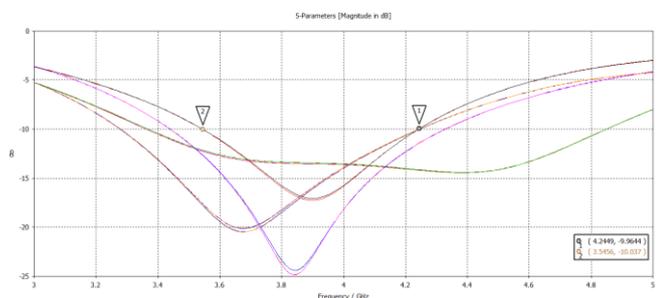


Рис. 5. График зависимости коэффициента S11 от частоты в режиме поперечного излучения

Как можно видеть при сравнении рис. 5 и 3 общий характер кривых сохранился, а полоса рабочих частот несколько сместилась в сторону более высоких частот. Вновь можно отметить различия между каналами возбуждения, аналогичные ранее возникавшим.

На рис. 6 изображена диаграмма направленности антенны в режиме бокового излучения на частоте 4 ГГц.

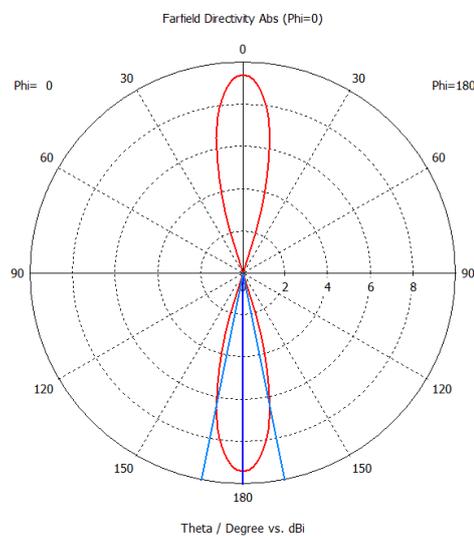


Рис. 6. Диаграмма направленности антенны при поперечном излучении. Коэффициент усиления 9 дБи, уровень бокового лепестка – 12 дБ

### IV. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В результате проведённого моделирования были определены параметры многодисковой сверхширокополосной антенны, способной работать в двух режимах: осевого и поперечного излучения. Переключение между режимами производится полностью электронно, а темп переключения зависит только от фактических потребностей устройства, в котором используется антенна, поскольку для формирования каждого следующего импульса генераторам необходим синхросигнал, а переход между осевым и поперечным излучением производится только изменением временных сдвигов между импульсами. Единственным существенным недостатком такой антенны является невозможность излучать в боковых направлениях – при осевом режиме луч не может быть отклонён от одного из двух симметричных направлений (условно – «вперёд» и «назад»), выбор направлений осуществляется направлением сдвига срабатывания генераторов.

### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] Azari A. Super wideband fractal antenna design // 3rd IEEE International Symposium on Microwave, Antenna, Propagation and EMC Technologies for Wireless Communications, 2009, pp. 242-245, doi: 10.1109/MAPE.2009.5355544.
- [2] Ganesan I., Iyampalam P. A Review of Ultra-Wideband Fractal Antennas // Second International Conference on Inventive Communication and Computational Technologies (ICICCT), 2018, pp. 1408-1412, doi: 10.1109/ICICCT.2018.8473118
- [3] Dehkhoda P., Tavakoli A. A crown square microstrip fractal antenna // IEEE Antennas and Propagation Society Symposium, 2004., 2004, pp. 2396-2399 Vol. 3, doi: 10.1109/APS.2004.1331855.

# Численное моделирование, реализация и экспериментальное исследование копланарной линии передачи на полиимидной подложке

И. С. Ожогин<sup>1</sup>, И. О. Кожевников<sup>2</sup>,  
А. М. Павлов<sup>3</sup>, А. А. Сердобинцев<sup>4</sup>,  
А. В. Стародубов<sup>5</sup>

*Саратовский национальный исследовательский  
государственный университет  
имени Н. Г. Чернышевского*

<sup>1</sup>ozshoginis@gmail.com, <sup>2</sup>kozhevnikov\_io@mail.ru,  
<sup>3</sup>mr.anton.pavlov@gmail.com, <sup>4</sup>alexas80@bk.ru,  
<sup>5</sup>starodubovav@gmail.com

И. А. Чистяков

*Саратовский национальный исследовательский  
государственный университет  
имени Н. Г. Чернышевского»;  
АО «НПП «Алмаз»  
ivan.chistyakov99@gmail.com*

**Аннотация.** В данной работе предложен и реализован подход к экспериментальной реализации гибкой копланарной линии передачи в СВЧ диапазоне. Предложенный подход основан на использовании импульсной лазерной абляции. Установлены эффективные режимы микрообработки импульсным лазерным излучением наносекундной длительности, которые позволяют селективно удалять металлизацию с поверхности гибкой диэлектрической подложки (полиимидная пленка), не повреждая саму подложку. Разработка конструкции и численное моделирование электродинамических характеристик копланарной линии передачи осуществлены в среде Ansys Electromagnetics Suite. С помощью предложенного подхода изготовлено несколько образцов гибкой копланарной линии передачи. Сравнение результатов экспериментального исследования потерь на отражение и на передачу с данными численного моделирования показало хорошее качественное и количественное соответствие.

**Ключевые слова:** гибкая электроника, лазерная абляция, лазерная микрообработка, полиимид, магнетронное распыление, тонкая медная пленка, копланарная линия передачи, гибкая линия передачи СВЧ диапазона, векторный анализатор цепей

## I. ВВЕДЕНИЕ

Широкая область практического применения устройств гибкой электроники способствует стремительному развитию технологий создания разного рода систем: телекоммуникационных, безопасности, датчиков, персонализированной медицины и т. п. [1, 2] Создание радиоэлектронных компонентов (линии передачи, антенны, фильтры и т. п.) на гибкой диэлектрической подложке представляется одной из важнейших задач для телекоммуникационных систем. К настоящему моменту существует ряд методов создания проводящих структур на гибких диэлектрических подложках.[3–6] В данной работе рассматривается альтернативный метод формирования структур, основанный на использовании лазерной микрообработки импульсами наносекундной длительности.

Цель данной работы – это создание и исследование гибких планарных структур типа копланарной линии передачи в СВЧ диапазоне. Конкретными научными

задачами являются: 1) детальное исследование взаимодействия импульсного лазерного излучения наносекундной длительности с тонкими медными пленками на гибкой диэлектрической подложке, 2) формулировка эффективного метода удаления металлизации с гибкой диэлектрической подложки, 3) разработка дизайна, численное моделирование электродинамических характеристик, конструирование и экспериментальное исследование гибкой линии передачи.

## II. ПОИСК ЭФФЕКТИВНОГО РЕЖИМА ЛАЗЕРНОЙ МИКРООБРАБОТКИ

В качестве гибкой диэлектрической подложки была использована полиимидная пленка толщиной 100 мкм, на которую в процессе магнетронного распыления наносилась медная пленка толщиной 4 мкм.

Импульсная лазерная абляция – основной процесс удаления материала при проведении лазерной микрообработки короткими (наносекундными) или сверхкороткими (пико- и фемтосекундными) лазерными импульсами. В данной работе лазерная абляция осуществлялась с использованием коммерчески доступного лазерного станка МиниМаркер 2–20A4 с длиной волны лазерного излучения 1.064 мкм, длительность импульсов 14 нс, частотой следования импульсов 100 кГц, максимальная (100 %) энергия в импульсе лазера – 96 мкДж, скорость перемещения лазерного луча – 1000 мм/с. [4, 7, 8] Для наносекундных лазерных импульсов процесс лазерной абляции представляет собой последовательность стадий теплопередачи, плавления и испарения.

Оценка эффективности лазерной микрообработки осуществлялась по отсутствию проводимости поверхности после обработки с использованием мультиметра. С использованием оптической микроскопии осуществлялась оценка термического повреждения поверхности полиимидной подложки. Для определения оптимального режима лазерной микрообработки на гибкой подложке воздействию подвергалась область размером 0,75×0,75 мм (для измерений с использованием оптической микроскопии) и 10×10 мм (для измерений с использованием мультиметра). Анализ полученных результатов показал, что энергии в импульсе лазера до 38,4 мкДж (40 %) недостаточно для удаления медного покрытия с

Работа выполнена при финансовой поддержке РФФИ, проект № 17-79-20243

полиимидной подложки. При 38,4 мкДж (40 %) и 48 мкДж (50 %) медное покрытие хорошо удалялось с поверхности гибкой подложки. Анализ результатов воздействия лазерного излучения (рис. 3) при 57,6 мкДж (60 %), 67,2 мкДж (70 %), 76,8 мкДж (80 %) и 86,4 мкДж (90 %) энергии в импульсе показывают, что металлизированный слой был удалён полностью, однако детальные исследования с использованием оптической микроскопии выявили существенные термические повреждения полиимидной подложки. Для уточнения эффективного режима был исследован диапазон мощности в импульсе от 38,4 мкДж (40 %) до 48 мкДж (50 %) с шагом в 0,96 мкДж (1 %).

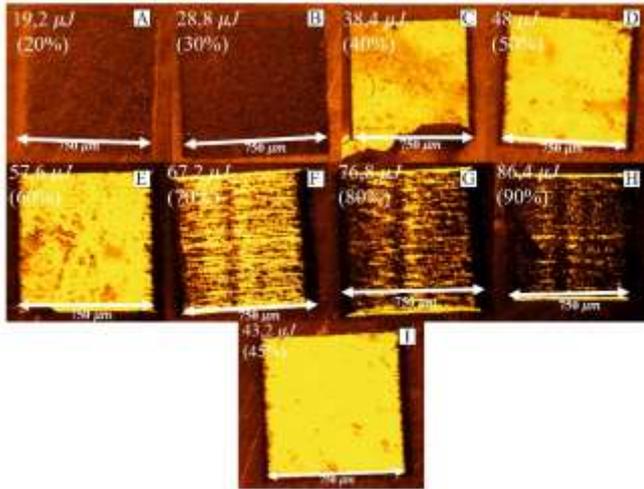


Рис. 1. Изображения с оптического микроскопа для микроэлектроники Olympus MX51. Обработанные области размером 0,75×0,75 мм. Режим работы: 100 линий/мм и скоростью лазера 1000 мм/с. Изменение мощности 19,2 мкДж (А), 28,8 мкДж (В), 38,4 мкДж (С), 48 мкДж (D), 57,6 мкДж (E), 67,2 мкДж (F), 76,8 мкДж (G), 86,4 мкДж (H) от максимального значения; Эффективный режим работы 100 линий/мм, скоростью лазера 1000 мм /с. мощность 43,2 мкДж от максимального значения (I)

Результат микрообработки области (рис. 1, I) при мощности в импульсе 43,2 мкДж (45 %) демонстрирует, что данный режим лазерной микрообработки наиболее эффективно удаляет медь с гибкой диэлектрической подложки, при этом следов ее термического повреждения обнаружить не удалось.

### III. ДИЗАЙН И ЧИСЛЕННОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ЭЛЕКТРОДИНАМИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК ЛИНИИ ПЕРЕДАЧИ

Разработка конструкции и численное моделирование электродинамических характеристик копланарной линии передачи были осуществлены в среде Ansys Electromagnetics Suite [9]. Дизайн и геометрические параметры копланарной линии передачи приведены на рис. 2. Указанный выбор геометрических размеров обусловлен, с одной стороны, проведенной оптимизацией, направленной на получение минимальных значений потерь на передачу, а также приемлемым уровнем потерь на отражение (не хуже 10 дБ). С другой стороны, указанные геометрические параметры подбирались исходя из возможности изготовления с использованием лазерной абляции, а также удобством последующей пайки СВЧ разъемов типа SMA к концам линии передачи.

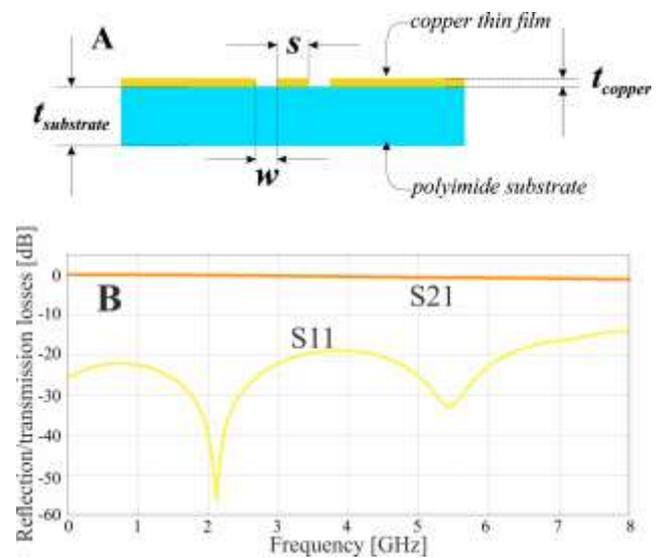


Рис. 2. (А) Схема копланарной линии передачи: толщина полиимидной подложки  $t_{substrate} = 100$  мкм, толщина медной тонкой плёнки  $t_{copper} = 4$  мкм, ширина сигнальной линии  $s = 2$  мм, расстояние между сигнальной и заземлённой линией  $w = 130$  мкм, длина СВЧ линии передачи  $L = 30$  мм; (В) Результаты численного моделирования потерь на отражение (S11) и передачу (S21) спроектированной копланарной линии передачи

### IV. РЕАЛИЗАЦИЯ И ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ ЛИНИИ ПЕРЕДАЧИ

На основе выбранного режима лазерной микрообработки была изготовлена спроектированная структура в виде копланарной линии передачи (Рис.4, А) длиной 3 см с СВЧ разъемами типа SMA. Экспериментальное исследование линии передачи (Рис.4, В) производилось с использованием векторного анализатора цепей N5227A (Keysight Technologies). Перед проведением измерений на коаксиальных концах подводящих СВЧ кабелей была осуществлена полная двух-портовая калибровка с использованием электронного калибровочного модуля ECal N4691B (Keysight Technologies).

Анализ результатов экспериментального исследования потерь на отражение в диапазоне частот до 8 ГГц (рис. 4) показал, что они находятся на уровне не хуже 10 дБ, что приемлемо для работы большинства радиоэлектронных устройств. Потери на передачу также в основном не превышают 1 дБ (за исключением частот около 4.8 ГГц).

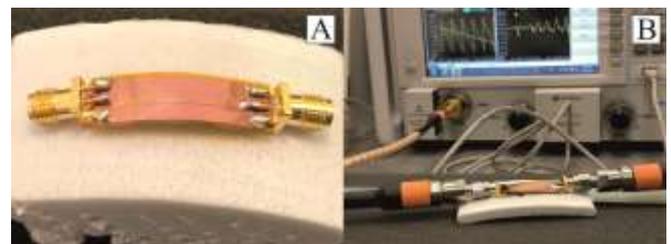


Рис. 3. (А) Изготовленная копланарная линия передачи; (В) Экспериментальное исследования гибкой, копланарной линии передачи с использованием векторного анализатора цепей

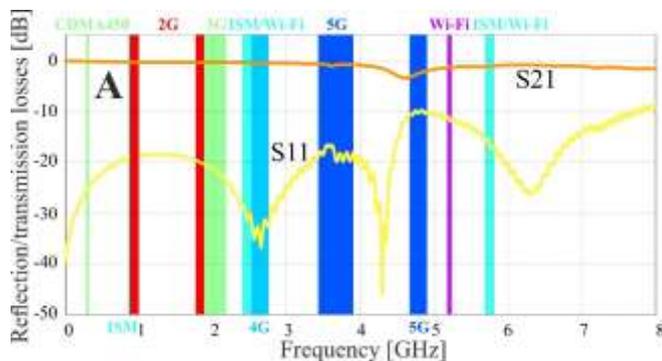


Рис. 4. Результаты экспериментального исследования потерь на отражение (S11) и передачу (S21) изготовленного макета копланарной линии передачи

## V. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Таким образом, с помощью предложенного подхода изготовлен макет гибкой копланарной линии передачи. Сравнение результатов экспериментального исследования потерь на отражение и на передачу с данными численного моделирования показало хорошее качественное и количественное соответствие. В дальнейшем планируется с использованием отработанного подхода создать макеты гибких линий передачи для работы в диапазоне 5G (Frequency Range 2: от 20 до 50 ГГц).

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] Nathan A., Ahnood A., Cole M., Lee S., Suzuki Y., Hiralal P., Bonaccorso F., Hasan T., Garcia-Gancedo L., Dyadyusha A., Haque S., Andrew P., Hofmann S., Moultrie J., Chu D., Flewitt A., Ferrari A., Kelly M., Robertson J., Amaratunga G., Milne W. Flexible Electronics: The Next Ubiquitous Platform // Proceedings of the IEEE. 2012. Vol. 100, № Special Centennial Issue. P. 1486–1517.
- [2] Seo J.H., Ma Z., Zhou W. Radio-frequency flexible electronics: Transistors and passives // Proceedings of the IEEE Bipolar/BiCMOS Circuits and Technology Meeting. 2014. P. 107–114.
- [3] Godlinski D., Zichner R., Zöllmer V., Baumann R. Printing technologies for the manufacturing of passive microwave components: antennas // IET Microwaves, Antennas & Propagation. 2017. Vol. 11, № 14. P. 2010–2015.
- [4] Starodubov A.V., Serdobintsev A.A., Kozhevnikov I.V., Galushka V.V., Pavlov A.M. Laser ablation and other manufacturing approaches for flexible antenna fabrication // Saratov Fall Meeting 2019: Laser Physics, Photonic Technologies, and Molecular Modeling / ed. Derbov V.L. SPIE, 2020. Vol. 1145804, № April 2020. P. 40.
- [5] Mohamadzade B., Hashmi R.M., Simorangkir R.B.V.B., Gharaei R., Rehman S.U., Abbasi Q.H. Recent advances in fabrication methods for flexible antennas in wearable devices: State of the art // Sensors (Switzerland). 2019. Vol. 19, № 10.
- [6] Masihi S., Panahi M., Maddipatla D., Bose A.K., Zhang X., Hanson A.J., Narakathu B.B., Bazuin B.J., Atashbar M.Z. Development of a Flexible Tunable and Compact Microstrip Antenna via Laser Assisted Patterning of Copper Film // IEEE Sensors Journal. IEEE, 2020. Vol. 20, № 14. P. 7579–7587.
- [7] Starodubov A.V., Galushka V.V., Serdobintsev A.A., Pavlov A.M., Korshunova G.A., Ryabukho P.V., Gorodkov S.Y. A Novel Approach for Fabrication of Flexible Antennas for Biomedical Applications // 2018 18th Mediterranean Microwave Symposium (MMS). IEEE, 2018. P. 303–306.
- [8] Starodubov A.V., Galushka V.V., Serdobintsev A.A., Pavlov A.M., Kozhevnikov I.V., Ryabukho P.V. Study of flexible monopole antenna with coplanar feeding structure fabricated by magnetron sputtering and laser ablation technologies // 2019 Antennas Design and Measurement International Conference (ADMInC). IEEE, 2019. P. 138–140.
- [9] Ozhogin I.S., Starodubov A.V., Galushka V.V., Serdobintsev A.A., Pavlov A.M., Kozhevnikov I.V., Chistyakov I.A. On the optimal operational mode of a CNC-controlled laser machine for ablation of thin metal layers on flexible dielectric substrates // Saratov Fall Meeting 2020: Laser Physics, Photonic Technologies, and Molecular Modeling / ed. Derbov V.L. SPIE, 2021. Vol. 1184607, № May. P. 48.

# Исследование сверхширокополосного полосно-пропускающего фильтра с регулируемым числом частотно-селективных звеньев и возможностью вертикального построения

Д. Г. Фомин<sup>1</sup>, Н. В. Дударев<sup>2</sup>, С. Н. Даровских<sup>3</sup>

Южно-Уральский государственный университет (национальный исследовательский университет)

<sup>1</sup>Fomin95@ya.ru, <sup>2</sup>dydarevn1993@mail.ru, <sup>3</sup>darovskikh.s@mail.ru

**Аннотация.** В работе представлено исследование сверхширокополосного полосно-пропускающего фильтра с регулируемым числом частотно-селективных звеньев. Базовым структурным элементом представленного фильтра является микрополосковый переход. Особенностью разработанного фильтра является вертикальная объемно-модульная структура его построения, позволяющая наращивать количество частотно-селективных звеньев без увеличения площади диэлектрических подложек. Рассмотрены такие вопросы как: 1) возможность управления шириной полосы пропускания фильтра, 2) зависимость входного сопротивления отдельных звеньев фильтра в диапазоне частот, 3) согласование фильтра с антенно-фидерным трактом. Представленные в работе результаты получены путем разработки и расчета эквивалентной схемы фильтра, а также путем его численного моделирования в строгой постановке электродинамической задачи. Так согласно результатам, полученным методом численного электродинамического моделирования, полоса пропускания по уровню коэффициента передачи -3 дБ составляет 800 МГц (центральная частота 1000 МГц), вносимое затухание на центральной частоте составляет не более 1,3 дБ, КСВН в рабочем диапазоне частот не превышает 1,5. Представленный в работе полосно-пропускающий фильтр может быть использован в качестве частотно-селективного устройства в составе сверхширокополосных радиолокационных систем, а также в качестве функционального элемента в составе диаграммообразующих устройств.

**Ключевые слова:** сверхширокополосный полосно-пропускающий фильтр; S-параметры; численное моделирование; эквивалентная схема

## I. ВВЕДЕНИЕ

Одной из современных тенденций развития беспроводных инфокоммуникационных систем является применение сверхширокополосных (СШП) технологий. Особенностью СШП технологий является возможность применения СШП сигналов с шириной спектра более 500 МГц или 50 % от значения центральной частоты. В настоящее время основными направлениями применения СШП технологий являются: 1) Радиолокационные системы и системы связи, 2) Глобальные и региональные системы передачи данных, 3) Медицинская техника [1]. Так с точки зрения систем связи преимуществами СШП технологий являются такие особенности как: 1) сложность обнаружения СШП сигналов, 2) помехозащищенность СШП сигналов, 3) высокая скорость передачи данных, 4) способность различать во времени прямые и отраженные сигналы за счет использования коротких импульсов. Одним из устройств

обработки СШП сигналов является квазиоптимальный СШП полосно-пропускающий фильтр, обеспечивающий пропускание спектра в заданной полосе частот. При этом основными параметрами такого фильтра являются: 1) полоса пропускания, 2) потери в полосе пропускания, 3) КСВН в диапазоне частот, а также 4) величина подавления внеполосного спектра. В настоящее время наиболее широкое распространение получили СШП полосно-пропускающие фильтры на основе микрополосковых схем [2–5]. Целью данной работы является представление результатов исследования СШП полосно-пропускающего фильтра на основе микрополоскового перехода. Особенности исследуемого фильтра являются возможность регулирования числа его частотно-селективных звеньев, а также модульность его конструкции, обеспечивающая вертикальность его построения, что обеспечивает компактность и уменьшение габаритных размеров.

## II. МИКРОПОЛОСКОВЫЙ ПЕРЕХОД

Базовым элементом исследуемого СШП полосно-пропускающего фильтра является микрополосковый переход, обеспечивающий частотно-селективную связь двух микрополосковых линий [6–9]. Конструкция микрополоскового перехода представляет собой две диэлектрические подложки, разделенные металлическим основанием. На каждой из диэлектрических подложек расположена микрополосковая линия, заканчивающаяся обрывом. В металлическом основании прорезан щелевой резонатор, перпендикулярно расположенный к микрополосковой линии. При этом проекция щелевого резонатора пересекается с микрополосковой линией. Длина щелевого резонатора составляет половину длины волны на центральной частоте. Участок микрополосковой линии от места ее пересечения с проекцией щелевого резонатора и до обрыва будем называть микрополосковым резонатором, длина которого составляет четверть длины волны на центральной частоте (рис. 1).

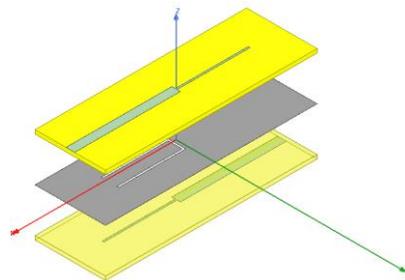


Рис. 1. Микрополосковый переход

Из ранее опубликованных исследований [6] микрополоскового перехода известно, что его S-параметры определяются соотношением волновых сопротивлений микрополоскового и щелевого резонаторов относительно волнового сопротивления микрополосковой линии, согласованной с портами. При этом результаты теоретических исследований [6] полученные путем расчета эквивалентной схемы (рис. 2) микрополоскового перехода имеют хорошее качественное и количественное совпадение с экспериментальными результатами. Проведем схмотехническое моделирование S-параметров (рис. 3) эквивалентной схемы микрополоскового перехода со следующими параметрами: 1) волновое сопротивление микрополоскового резонатора 100 Ом, 2) волновое сопротивление щелевого резонатора 50 Ом, 3) волновое сопротивление портов 50 Ом.

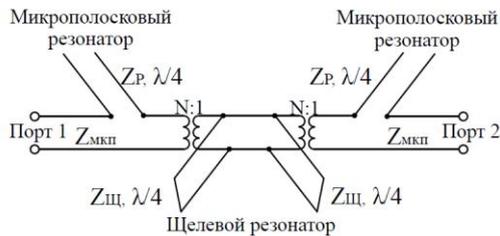


Рис. 2. Эквивалентная схема микрополоскового перехода

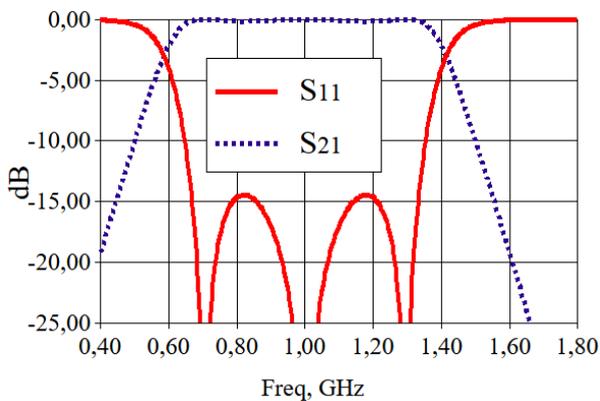


Рис. 3. Зависимость коэффициентов передачи и отражения микрополоскового перехода в диапазоне частот

Из представленных зависимостей, полученных путем схмотехнического моделирования эквивалентной схемы следует, что при соотношении нормированного волнового сопротивления микрополоскового резонатора к нормированному волновому сопротивлению щелевого резонатора, равному 2 к 1, обеспечивается относительная полоса пропускания равная 80 %.

### III. КОНСТРУКЦИЯ ЧАСТОТНО-СЕЛЕКТИВНЫХ ЗВЕНЬЕВ

Конструкция исследуемого СШП полосно-пропускающего фильтра представляет собой микрополосковый переход, в котором между верхней и нижней микрополосковыми линиями, помимо щелевого резонатора, расположены частотно-селективные звенья. При этом каждое частотно-селективное звено представляет собой комбинацию двух последовательно включенных полосковых резонаторов и щелевого резонатора (рис. 4). Длина полосковых резонаторов составляет четверть длины волны на центральной частоте. Длина щелевого резонатора составляет половину длины волны на центральной частоте.

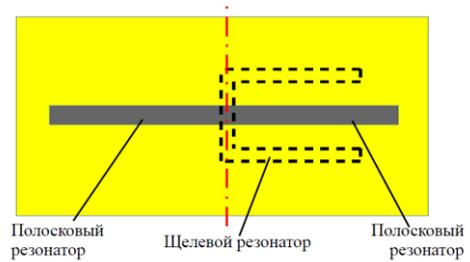


Рис. 4. Частотно-селективное звено

В данной работе проведено исследование СШП полосно-пропускающего фильтра, базовым элементом которого является микрополосковый переход с относительной полосой пропускания 80 % (от 600 МГц до 1400 МГц). При этом проведен структурно-параметрический синтез, на первом этапе которого выполнено схмотехническое моделирование, на втором – проведен расчет элементов топологии, на третьем – численное моделирование и корректировка элементов топологии. Так на третьем этапе для реализации заданных амплитудно-частотных характеристик фильтра корректировке подвергались параметры резонаторов, такие как электрическая длина и волновое сопротивление.

### IV. СХМОТЕХНИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ

На первом этапе проведенного исследования выполнено схмотехническое моделирование эквивалентной схемы СШП полосно-пропускающего фильтра с частотно-селективными звеньями (рис. 5). При этом были заданы следующие параметры элементов фильтра: волновое сопротивление полосковых и микрополосковых резонаторов 100 Ом, волновое сопротивление щелевых резонаторов 50 Ом. Результаты моделирования представлены в виде зависимостей коэффициента передачи в диапазоне частот (рис. 6).

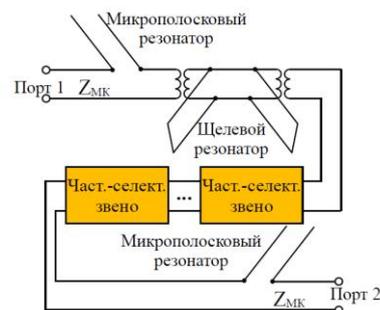


Рис. 5. Эквивалентная схема СШП полосно-пропускающего фильтра с частотно-селективными звеньями

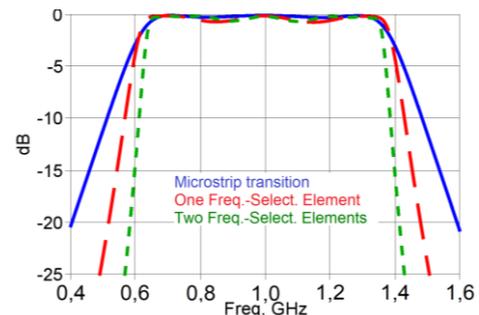


Рис. 6. Зависимости коэффициента передачи в диапазоне частот для разных конструкций СШП полосно-пропускающего фильтра, полученные в результате схмотехнического моделирования

Из представленных результатов схемотехнического моделирования следует, что при увеличении числа частотно-селективных звеньев уменьшается коэффициент прямоугольности фильтра. При этом также происходит незначительное сужение его полосы пропускания. Сужение полосы пропускания обусловлено «непрямоугольной» формой амплитудно-частотных характеристик микрополоскового перехода и частотно-селективных звеньев.

## V. ЧИСЛЕННОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ

На втором этапе исследования в программе ANSYS HFSS выполнено численное моделирование СШП полосно-пропускающего с одним (рис. 7) и двумя (рис. 8) частотно-селективными звеньями. При моделировании использовались П-образные щелевые резонаторы, позволяющие значительно сократить площадь используемых диэлектрических подложек. Исследования выполнены с использованием суперкомпьютерных ресурсов НИУ ЮУрГУ [10]. В качестве материала диэлектрических подложек использовался Arlon AD350 толщиной 2,286 мм. Результаты моделирования представлены в виде зависимостей S-параметров в диапазоне частот (рис. 9, 10).

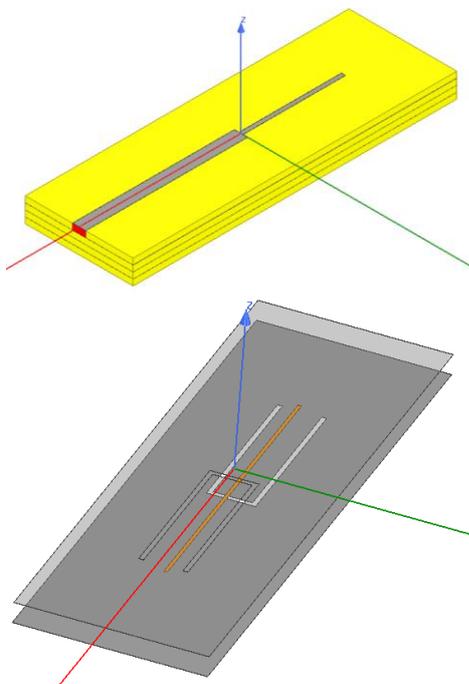


Рис. 7. Модель СШП полосно-пропускающего фильтра с одним частотно-селективным звеном

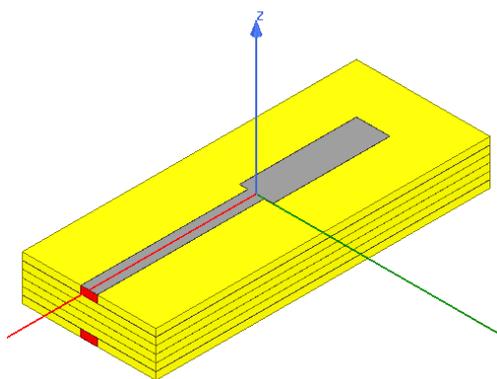


Рис. 8. Модель СШП полосно-пропускающего фильтра с двумя частотно-селективными звеньями

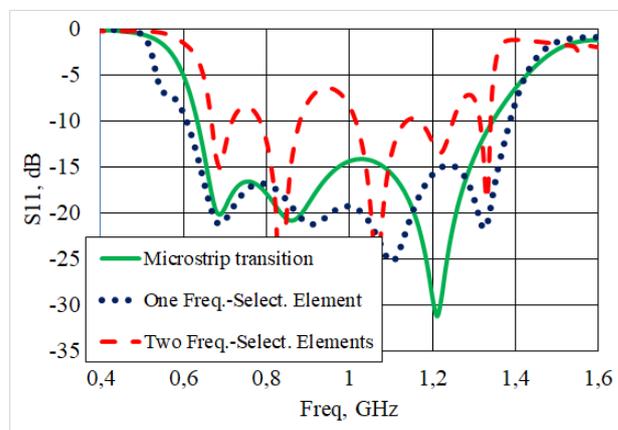


Рис. 9. Зависимости коэффициента отражения СШП полосно-пропускающего фильтра в диапазоне частот, полученные при моделировании в ANSYS HFSS

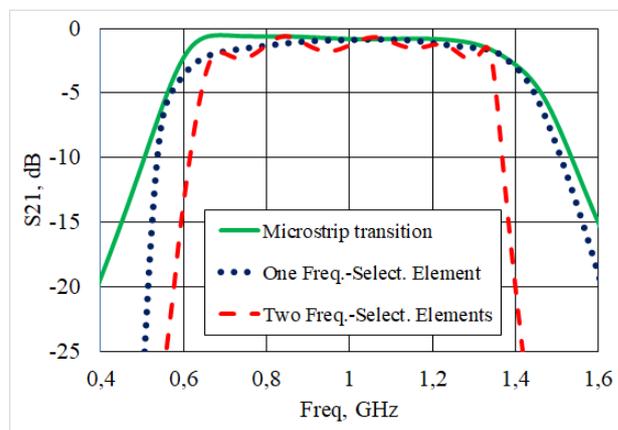


Рис. 10. Зависимости коэффициента передачи СШП полосно-пропускающего фильтра в диапазоне частот, полученные при моделировании в ANSYS HFSS

Из полученных в результате численного моделирования зависимостей S-параметров СШП полосно-пропускающего фильтра следует, что они находятся в хорошем качественном и количественном соотношении с результатами, полученными при схемотехническом моделировании (рис. 6).

ТАБЛИЦА I РЕЗУЛЬТАТЫ МОДЕЛИРОВАНИЯ В ANSYS HFSS

| Конструкция                               | Наименование параметра |                                  |                    |
|---|------------------------|----------------------------------|--------------------|
|   | $S_{11}$               | Затухание на центральной частоте | Полоса пропускания |
| Микрополосковый переход                   | < -14 дБ               | 0,8 дБ                           | 0,58...1,4 ГГц     |
| СШП фильтр с одним част.-селект. звеном   | < -15 дБ               | 1,1 дБ                           | 0,6...1,4 ГГц      |
| СШП фильтр с двумя част.-селект. звеньями | < -7 дБ                | 1,3 дБ                           | 0,65...1,33 ГГц    |

Наилучшие результаты достигнуты при моделировании СШП полосно-пропускающего фильтра с одним частотно-селективным звеном (таблица). Фильтр с двумя частотно-селективными звеньями также как и в случае схемотехнического моделирования, характеризуется меньшим коэффициентом прямоугольности и незначительным сужением его полосы пропускания. В связи с этим, для компенсации сужения полосы пропускания у СШП полосно-пропускающих фильтров с двумя и более частотно-

селективными звеньями необходимо использование микрополосковых переходов и частотно-селективных звеньев с полосой пропускания, которая шире необходимого значения на 5–10 % в зависимости от количества частотно-селективных звеньев. Также в результате расчета в программе ANSYS HFSS следует отметить ухудшение согласования СШП полосно-пропускающего фильтра с двумя частотно-селективными звеньями. Для устранения этого недостатка необходимо использование дополнительных согласующих элементов (вариация волнового сопротивления полосковых резонаторов в составе частотно-селективных звеньев, вариация волнового сопротивления щелевого резонатора в составе частотно-селективных звеньев, использование дополнительных реактивных шлейфов).

## VI. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В настоящей работе обоснована возможность создания сверхширокополосного полосно-пропускающего фильтра с переменным числом частотно-селективных звеньев. Важной особенностью представленной конструкции является модульность и возможность вертикального его построения. Проведено исследование случаев построения фильтра с одним и двумя частотно-селективными звеньями. Результаты исследования получены методом численного моделирования в программе ANSYS HFSS, а также методом схемотехнического моделирования эквивалентной схемы. Из полученных результатов следует, что при увеличении числа частотно-селективных звеньев сужается полоса пропускания фильтра по уровню коэффициента передачи -3 дБ, а также ухудшается согласование с линией передачи 50 Ом. Для устранения указанных недостатков необходимо использование дополнительных согласующих элементов, а также микрополосковых переходов и частотно-селективных звеньев с полосой пропускания, которая шире необходимого значения на 5–10 % в зависимости от количества частотно-селективных звеньев.

Представленный в работе СШП полосно-пропускающий фильтр может быть применен в составе антенно-фидерного тракта СШП радиолокационных систем, а также инфокоммуникационных систем связи.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] Дубровин В.С., Колесникова И.В. Сверхширокополосные системы связи. Особенности и возможности применения // Электроника и информационные технологии. 2009. №2. С. 1-8.
- [2] Sandip K., R.D. Gupta, M.S. Parihar. Multiple Band Notched Filter Using C-Shaped and E-Shaped Resonator for UWB Applications // IEEE Microwave and Wireless Components Letters. 2016. Vol. 26, No. 5. P. 340–342.
- [3] Basit A., Khattak M. I., Alhassan M. Design and Analysis of a Microstrip Planar UWB Bandpass Filter with Triple Notch Bands for WiMAX, WLAN, and X-Band Satellite Communication Systems // Progress In Electromagnetics Research M. 2020. Vol. 93, P. 155-164.
- [4] Liu J., Ding W., Chen J., Zhang A.. New ultra-wideband filter with sharp notched band using defected ground structure // Progress In Electromagnetics Research Letters. 2019. Vol. 83, P. 99-105.
- [5] Deng K., Chen J.Z., Sun S.J., Wu B., Liang C.-H. Microstrip wideband bandpass filter based on square ring loaded resonator // Progress In Electromagnetics Research Letters. 2013. Vol. 43, P. 175-184.
- [6] Yang L., Zhu L., Choi W-W, Tam K-W. Analysis and design of wideband microstrip-to-microstrip equal ripple vertical transitions and their application to bandpass filters // IEEE Trans. Microw. Theory Techn. 2017. P. 2866-2877.
- [7] Fomin D.G., Dudarev N.V., Darovskikh S.N. Scattering matrix simulation of the volumetric strip-slot transition and estimation of its frequency properties // Journal of Physics Conference Series. 2020. P. 1-6.
- [8] Tao Z., Zhu J., Zuo T., Pan L., Yu Y. Broadband Microstrip-to-Microstrip Vertical Transition Design // IEEE Microw. Wireless Compon. Lett. 2016. Vol. 26, no. 9, P. 660-662.
- [9] Zheng Y.-T., Li L. A Novel Miniaturized Microstrip-to-Microstrip Transition Using Interdigital Structure Loaded Open Slot // 2019 Cross Strait Quad-Regional Radio Science and Wireless Technology Conference (CSQRWC). 2019. P. 1-3.
- [10] Kostenetskiy P., Semenikhina P. SUSU Supercomputer Resources for Industry and fundamental Science // 2018 Global Smart Industry Conference (GloSIC). IEEE. 2018. P. 1–7.

# Подходы к миниатюризации и экспериментальной реализации гибкой антенны с копланарным вводом/выводом сигнала для работы в ISM диапазоне

И. А. Чистяков

Саратовский национальный исследовательский  
государственный университет  
имени Н. Г. Чернышевского;  
АО «НПП «Алмаз»  
ivan.chistyakov99@gmail.com

И. С. Ожогин<sup>1</sup>, И. О. Кожевников<sup>2</sup>,  
А. М. Павлов<sup>3</sup>, А. А. Сердобинцев<sup>4</sup>,  
А. В. Стародубов<sup>5</sup>

Саратовский национальный исследовательский  
государственный университет  
имени Н. Г. Чернышевского

<sup>1</sup>ozhoginis@gmail.com, <sup>2</sup>kozhevnikov\_io@mail.ru,  
<sup>3</sup>mr.anton.pavlov@gmail.com, <sup>4</sup>alexas80@bk.ru,  
<sup>5</sup>starodubovav@gmail.com

**Аннотация.** Быстрое развитие устройств гибкой электроники вызвано перспективностью их использования в самом широком спектре приложений: телекоммуникация, медицина, обеспечение безопасности, различные датчики и носимые устройства и т.д. Целью данной работы является разработка и экспериментальная реализация конструкции компактной гибкой антенны размером не более 30×30 мм на гибкой диэлектрической подложке из полиимида для работы в области ISM-диапазона с использованием известных подходов к миниатюризации патч-антенн. В ходе выполнения работы спроектирована антенна размером 30×20 мм. С помощью аппарата численного моделирования получены результаты исследования рабочей полосы и диаграммы направленности спроектированной антенны, а также влияния радиуса изгиба на указанные характеристики. С использованием методов на основе магнетронного распыления и лазерной микрообработки создан лабораторный прототип гибкой антенны, получены результаты экспериментального исследования рабочей полосы. Сравнение результатов численного моделирования и экспериментального исследования показало хорошее качественное и количественное соответствие.

**Ключевые слова:** гибкая электроника; гибкая антенна; численное моделирование; эксперимент; ISM-диапазон

## I. ВВЕДЕНИЕ

Интерес к исследованию устройств гибкой электроники обусловлен необходимостью их применения в широком спектре приложений, таких как телекоммуникации, медицина, обеспечение безопасности, различные датчики и носимые устройства [1]–[4]. Тенденция к расширению функционала гибкой электроники неизбежно сводится к требованиям миниатюризации, что в свою очередь влечёт предъявление таких требований к гибким антеннам. Поэтому миниатюризация гибких антенн – важное и актуальное направление в современных системах связи [5].

Цель исследования – разработка и экспериментальная реализация конструкции компактной антенны с использованием известных подходов к миниатюризации

Работа выполнена при финансовой поддержке РФФИ, проект № 17-79-20243

микроструктур размером не более 30×30 мм на гибкой диэлектрической подложке из полиимида для работы в области ISM диапазона.

## II. КОНСТРУКЦИЯ АНТЕННЫ

Начальной точкой в проектировании служила антенна размером 120×40 мм, разработанная ранее [6], которая демонстрировала рабочий диапазон от 1.5 до 3.5 ГГц.

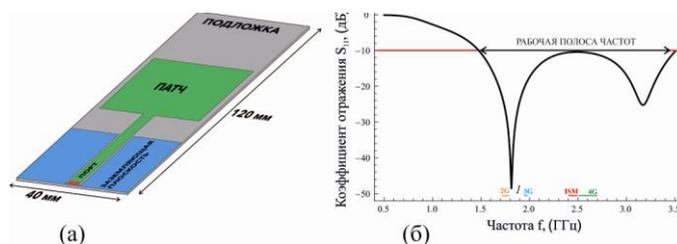


Рис. 1. (а) Конструкция антенны, (б) частотная зависимость коэффициента отражения  $S_{11}$

Существенным недостатком антенны, изображенной на рис. 1 является большой размер.

С каждым годом растёт интерес к компактным, низкопрофильным и гибким электронным устройствам. В настоящее время разработаны следующие подходы к миниатюризации [5] подобных антенн:

- использование подложки с высоким значением диэлектрической проницаемости,
- формирование множественных изгибов в геометрии антенны,
- использование фрактальных структур.

Численное моделирование и оптимизация осуществлялись в среде ANSYS Electronic Suite. На рис. 2 представлена оптимизация конструкции антенны: миниатюризация антенны (рис. 1) с помощью уменьшения размеров и увеличения диэлектрической проницаемости подложки, а также использования множественных изгибов геометрии антенны.

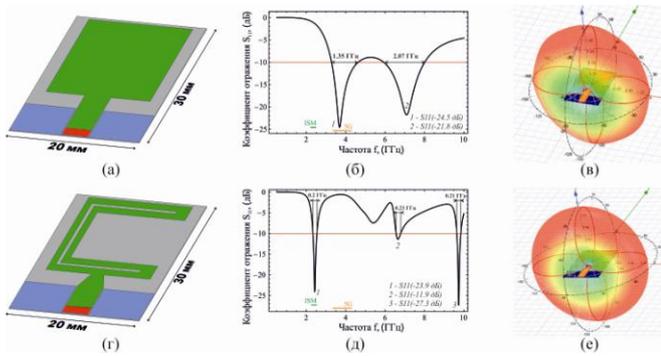


Рис. 2. (а) Конструкция начального варианта антенны, (б) частотная зависимость коэффициента отражения  $S_{11}$  начального варианта антенны, (в) диаграмма направленности начального варианта антенны, (г) конструкция конечного варианта антенны, (д) частотная зависимость коэффициента отражения  $S_{11}$  конечного варианта антенны, (е) диаграмма направленности конечного варианта антенны

Первым этапом миниатюризации является уменьшение размера подложки до  $30 \times 20$  мм (рис. 2 а). У данного варианта антенны две разные полосы с центральными частотами 3.7 и 7.1 ГГц (рис. 2 б) соответственно, частотная зависимость коэффициента отражения определяет оптимальность согласования антенны, что показывает, насколько эффективно антенна передает или принимает электромагнитную энергию в заданной полосе частот.

Вторым этапом осуществлено согласование сигнальной линии и прямоугольного излучателя с помощью плавного сужения сигнальной линии от заземляющей плоскости до излучателя. На следующем шаге в излучателе осуществлён прямоугольный вырез, благодаря которому антенна образует П-образную структуру с вырезом в горизонтальном направлении. Исходя из произведенной оптимизации видно, что рабочая полоса частот сместилась в область ISM диапазона (2.4–2.5 ГГц), значительно уменьшилась ширина полосы. Для дальнейшего согласования резонансной частоты антенны на центральную частоту ISM диапазона осуществлен продольный симметричный вырез шириной 0.5 мм в П-образной структуре излучателя (рис. 2 г). На рис. 2 (д) видно, что у антенны три разные полосы с частотами 2.43, 6.65 и 9.73 ГГц.

Далее было осуществлено исследование влияния изгиба антенны по цилиндру радиусами 50, 75 и 100 мм, результатом изгиба является незначительное смещение (не более 100 МГц) экстремумов коэффициента отражения в частотной области, более подробное описание методологии описано в [7].

### III. ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНАЯ РЕАЛИЗАЦИЯ

Большинство микрополосковых антенн изготавливаются с использованием технологии печатных плат на основе твёрдых подложек [8], но существуют и другие методы изготовления устройств гибкой электроники, такие как: изготовление антенн на тканевой основе [8], струйная и трафаретная печать [8], [9], фотолитография [10], печать на 3D-принтере [8], а также метод, основанный на лазерной абляции [11], [12].

В рамках данного исследования была осуществлена серия экспериментов по созданию экспериментального макета спроектированной антенны с помощью методов магнетронного распыления и лазерной микрообработки наносекундными импульсами.

Изготовление лабораторного макета спроектированной антенны включало в себя следующие стадии:

- нанесение тонкой медной пленки на гибкую подложку с использованием метода магнетронного распыления на постоянном токе;
- формирование рисунка структуры спроектированной антенны на гибкой подложке с использованием лазерной микрообработки.

В качестве гибкой подложки использовалась полиимидная пленка толщиной 100 мкм, которая известна как достаточно термостойкий полимер (до  $400^\circ\text{C}$ ), поэтому она может быть одним из лучших материалов для таких применений. Металлические покрытия из бескислородной меди были нанесены магнетронным способом на подложки размером  $10 \times 10$  см с помощью установки VSM 300 (RobVac, Россия), оснащенной двумя магнетронными блоками и безмасляной системой откачки. Для улучшения адгезии меди перед осаждением меди на подложку при  $200^\circ\text{C}$  наносился адгезионный подслои титана толщиной порядка 50 нм. Полученная толщина медной пленки составила порядка 4 мкм. Напыление проводилось в атмосфере аргона в режиме постоянного тока. Для улучшения равномерности толщины покрытия держатель образца вращался во время процесса. Базовое давление в вакуумной камере было ниже  $5 \times 10^{-5}$  мБар. Рабочее давление  $1,8 \times 10^{-3}$  мБар поддерживалось во время осаждения с помощью системы контроля расхода газа.

Лазерная микрообработка осуществлялась с использованием коммерчески доступной установки (МиниМаркер 2–20A4, ООО "Лазерный центр", г. Санкт-Петербург, Россия) на основе модуля генерации с длиной волны лазерного излучения 1064 нм (иттербиевый импульсный волоконный лазер IPG-Photonics типа YLPN, "НТО "ИРЭ-Полус", Россия), с длительностью импульсов 14 нс, частотой следования импульсов 100 кГц, энергией в импульсе 96 мкДж. Перемещение лазерного луча в плоскости XY осуществлялось с использованием гальванометрической 2D сканирующей головки (Cambridge Technology, A Novanta Company, USA) со скоростью 1000 мм/с. Фотография изготовленного лабораторного макета антенны приведена на рис. 3 а.

С помощью векторного анализатора электрических цепей N5227A (Keysight Technologies, USA) была получена частотная зависимость коэффициента отражения изготовленной антенны. Перед проведением измерений была проведена однопортовая калибровка с использованием электронного калибровочного модуля N4691B (Keysight Technologies, USA). Результаты экспериментальных измерений, а также их сопоставление с результатами численного моделирования приведены на рис. 3 б.

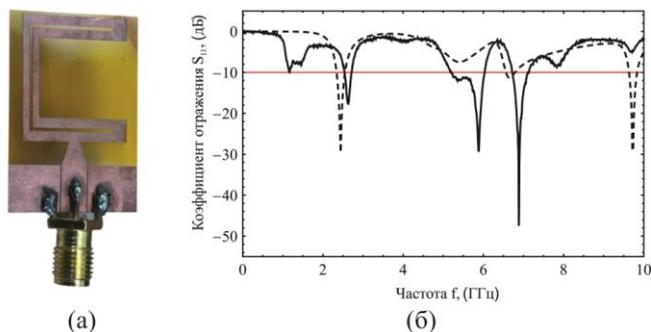


Рис. 3. Сопоставление радиочастотных характеристик (а) вид экспериментального макета антенны, (б) частотная зависимость коэффициента отражения  $S_{11}$  начального варианта антенны, где штрих-пунктирная кривая – результаты численного моделирования, непрерывная кривая – результаты экспериментального исследования радиочастотных характеристик

ТАБЛИЦА I Сопоставление численного моделирования и экспериментального исследования

| Номер рабочего диапазона | Характеристики антенны             |                    |   |
|--------------------------|------------------------------------|--------------------|---|
|                          | Центральная частота диапазона, ГГц | Ширина полосы, ГГц | Минимальное значение коэффициента отражения, дБ |
| 1 <sup>а</sup>           | 2.43                               | 0.20               | -23.90  |
| 1 <sup>б</sup>           | 2.64                               | 0.18               | -17.08  |
| 2 <sup>а</sup>           | 6.65                               | 0.23               | -11.90  |
| 2 <sup>б</sup>           | 5.88                               | 0.82               | -29.37  |
| 3 <sup>а</sup>           | 9.73                               | 0.20               | -27.30  |
| 3 <sup>б</sup>           | 6.88                               | 0.38               | -47.51  |

а. Численное моделирование

б. Экспериментальные данные

Исходя из сравнения видно, что центральная частота ISM диапазона в эксперименте смещена в область более высоких частот на 210 МГц, ширина полосы уменьшилась на 20 МГц, относительная ширина полосы уменьшилась на 1,4 %, а значение коэффициента отражения увеличилось на 6,82 дБ.

#### IV. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Таким образом, в ходе выполнения работы спроектирована конструкция компактной микрополосковой антенны с копланарным вводом/выводом сигнала на гибкой диэлектрической подложке размером 30×20 мм, площадь которой в 8 раз меньше по сравнению с крупногабаритным аналогом, а также реализован экспериментальный макет. Анализ результатов численного моделирования и экспериментального исследования показал, что центральная частота ISM диапазона в эксперименте смещена в область более высоких частот на 210 МГц, ширина полосы уменьшилась на 20 МГц, относительная ширина полосы уменьшилась на 1,4 %, а значение

коэффициента отражения увеличилось на 6,82 дБ. В дальнейшем планируется оптимизация конструкции антенны на основе полученных экспериментальных данных, а также экспериментальное измерение диаграммы направленности.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] M.G. Mohammed and R. Kramer, "All-Printed Flexible and Stretchable Electronics," *Adv. Mater.*, vol. 29, no. 19, 2017, doi: 10.1002/adma.201604965.
- [2] J. Semple, D. G. Georgiadou, G. Wyatt-Moon, G. Gelinck, and T. D. Anthopoulos, "Flexible diodes for radio frequency (RF) electronics: A materials perspective," *Semicond. Sci. Technol.*, vol. 32, no. 12, 2017, doi: 10.1088/1361-6641/aa89ce.
- [3] J.H. Seo, Z. Ma, and W. Zhou, "Radio-frequency flexible electronics: Transistors and passives," *Proc. IEEE Bipolar/BiCMOS Circuits Technol. Meet.*, pp. 107–114, 2014, doi: 10.1109/BCTM.2014.6981296.
- [4] H.R. Khaleel, H.M. Al-Rizzo, D.G. Rucker, and S. Mohan, "A Compact Polyimide-Based UWB Antenna for Flexible Electronics," *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 11, pp. 564–567, 2012, doi: 10.1109/LAWP.2012.2199956.
- [5] J.S. Kula, D. Psychoudakis, W.J. Liao, C.C. Chen, J.L. Volakis, and J. W. Halloran, "Patch-antenna miniaturization using recently available ceramic substrates," *IEEE Antennas Propag. Mag.*, vol. 48, no. 6, pp. 13–20, Dec. 2006, doi: 10.1109/MAP.2006.323335.
- [6] Чистяков И.А., Стародубов А.В. "Разработка, исследование и оптимизация антенны на гибкой диэлектрической подложке для работы в ISM диапазоне," in *Нанозлектроника, нанопотоника и нелинейная физика*, 2020, pp. 303–304.
- [7] I. Chistyakov, V. Atkin, I. Ozhogin, I. Kozhevnikov, A. Serdobintsev, and A. Starodubov, "A flexible CPW-FED antenna for ISM and cellular bands fabricated by laser ablation," in *Saratov Fall Meeting 2020: Laser Physics, Photonic Technologies, and Molecular Modeling*, May 2021, vol. 1184605, no. May, p. 47, doi: 10.1117/12.2591092.
- [8] B. Mohamadzade, R.M. Hashmi, R.B.V.B. Simorangkir, R. Gharaei, S.U. Rehman, and Q.H. Abbasi, "Recent advances in fabrication methods for flexible antennas in wearable devices: State of the art," *Sensors (Switzerland)*, vol. 19, no. 10, 2019, doi: 10.3390/s19102312.
- [9] D. Godlinski, R. Zichner, V. Zöllmer, and R.R. Baumann, "Printing technologies for the manufacturing of passive microwave components: antennas," *IET Microwaves, Antennas Propag.*, vol. 11, no. 14, pp. 2010–2015, 2017, doi: 10.1049/iet-map.2017.0042.
- [10] A.V. Starodubov, A.A. Serdobintsev, I.O. Kozhevnikov, V.V. Galushka, and A. M. Pavlov, "Laser ablation and other manufacturing approaches for flexible antenna fabrication," in *Saratov Fall Meeting 2019: Laser Physics, Photonic Technologies, and Molecular Modeling*, Apr. 2020, vol. 1145804, no. April 2020, p. 40, doi: 10.1117/12.2564421.
- [11] A.V. Starodubov *et al.*, "A Novel Approach for Fabrication of Flexible Antennas for Biomedical Applications," in *2018 18th Mediterranean Microwave Symposium (MMS)*, Oct. 2018, pp. 303–306, doi: 10.1109/MMS.2018.8612092.
- [12] A.V. Starodubov, A.A. Serdobintsev, V.V. Galushka, P.V. Ryabukho, I.O. Kozhevnikov, and A.M. Pavlov, "Study of flexible monopole antenna with coplanar feeding structure fabricated by magnetron sputtering and laser ablation technologies," in *2019 Antennas Design and Measurement International Conference (ADMInC)*, Oct. 2019, pp. 138–140, doi: 10.1109/ADMInC47948.2019.8969323.

# Узконаправленная волноводная антенна радиолокационной системы обзора летного поля

А. В. Сучков

ПАО «НПО «Алмаз» (ТОП «ЛЭМЗ»)

Москва, Россия  
avsu@bk.ru

Д. А. Рыжов

ПАО «НПО «Алмаз» (ТОП «ЛЭМЗ»)

Москва, Россия  
sector-20@ya.ru

**Аннотация.** Разработана узконаправленная волноводная антенна для радиолокационной системы обзора летного поля X-диапазона частот. Антенна, состоящая из расширяющегося рупора и 256-элементной линейной волноводной антенной решетки с параллельным возбуждением, формирует в полосе частот 9000–9450 МГц диаграмму направленности с ширинами  $0,35^\circ$  в горизонтальной плоскости и  $11^\circ$  в вертикальной плоскости, максимальным уровнем боковых лепестков минус 25 дБ и реализованным коэффициентом усиления не менее 38 дБ.

**Ключевые слова:** узконаправленная антенна; радиолокатор обзора летного поля; высокая разрешающая способность по дальности; параллельная волноводная схема питания; диаграмма направленности; численное моделирование

## I. ВВЕДЕНИЕ

Антенны радиолокационных систем обзора летного поля (РЛС ОЛП) с высокой разрешающей способностью [1] в большинстве случаев строят в виде узконаправленных линейных волноводно-щелевых решеток с механическим вращением по азимуту [2, 3]. Для повышения коэффициента усиления и обеспечения требуемой формы диаграммы направленности (ДН) в вертикальной плоскости линейную решетку размещают в расширяющемся рупоре. При этом последовательное возбуждение щелей решетки приводит к отклонению углового положения главного луча ДН при изменении рабочей частоты [4], что ограничивает возможность расширения полосы излучаемого/принимаемого сигнала для улучшения разрешающей способности РЛС по дальности [5]. В работе [6] показано возможное решение этой задачи при реализации антенны в виде решетки с последовательно-параллельной микрополосковой системой питания излучающих элементов. В данном докладе обсуждаются результаты разработки узконаправленной волноводной антенны радиолокатора обзора летного поля «Алькор» [7], рассмотрены вопросы устранения частотной зависимости углового положения главного луча ДН, расширения рабочей полосы частот и снижения потерь, вносимых системой питания.

## II. ОСНОВНЫЕ ТЕХНИЧЕСКИЕ РЕШЕНИЯ И РЕЗУЛЬТАТЫ

С учетом требований к ширине и форме ДН, определяемым азимутальным разрешением и зоной обзора РЛС по углу места, антенна построена в виде линейной решетки из 256 волноводных излучателей, которые размещены в расширяющемся рупоре с шагом 25 мм в продольном направлении (рис. 1, вид А). При этом для устранения зависимости углового положения ДН от частоты должно быть обеспечено равенство электрических длин линий, питающих излучатели. Одним из наиболее рациональных вариантов синфазного

широкополосного возбуждения излучателей с минимальными вносимыми потерями является применение параллельной волноводной схемы питания [8].

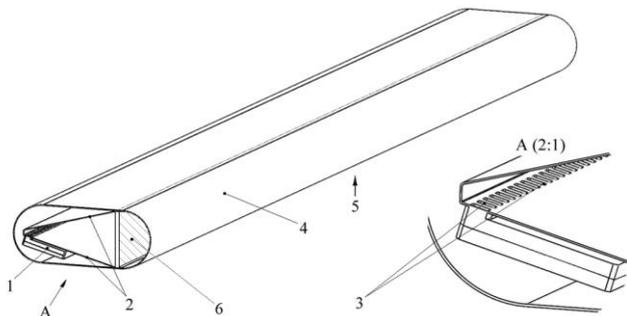


Рис. 1. Узконаправленная волноводная антенна: 1) линейная антенная решетка излучателей и схема питания в едином корпусе, 2) расширяющийся рупор, 3) волноводный излучатель, 4) радиопрозрачный обтекатель, 5) вход антенны (прямоугольный волновод стандартного сечения  $23 \times 10$  мм), 6) поляризационный фильтр. Габариты антенны:  $6560 \times 410 \times 637$  мм

### A. Схема питания

Схема питания излучателей включает 64 бинарных делителя мощности (ДМ) 1:4, вход каждого из которых соединен с соответствующим выходом 64-канального делителя, формирующего спадающее амплитудное распределение (АР) в горизонтальной плоскости. Указанное АР при выбранном размере апертуры и теоретическом уровне боковых лепестков минус 33 дБ обеспечивает ширину ДН не более  $0,35^\circ$ . ДМ 1:64 выполнен на основе Т-образных волноводных мостовых соединений в Е-плоскости [9] и направленных ответвителей с Т-щелевым элементом связи в общей широкой стенке двух параллельных волноводов [10]. ДМ 1:4 содержит 3 неразвязанных волноводных Е-тройника [9] и образует совместно с волноводными излучателями 4-элементную подрешетку. Применение подрешеток позволяет упростить конструктивное исполнение и улучшить массогабаритные характеристики схемы питания. При этом периодическая амплитудная модуляция распределения поля приводит к возникновению боковых лепестков квантования [8, 9] на уровнях минус 32 дБ и минус 49 дБ.

### B. Конструкция антенны

Линейная решетка и схема питания антенны выполнены в сборном фрезерованном корпусе [11], расположенном под расширяющимся рупором параллельно его нижней стенке. Сборный корпус и рупор с поляризационным фильтром установлены на несущей конструкции, закрытой радиопрозрачным обтекателем (рис. 1). Габариты антенны ( $Ш \times В \times Г$ ) составляют  $6560 \times 410 \times 637$  мм. Конструкция антенны

защищена патентом [12]. На рис. 2 показана установка антенны в антенном модуле РЛС ОЛП «Алькор».



Рис. 2. Узконаправленная волноводная антенна: установка в антенном модуле РЛС ОЛП «Алькор» [7]

### С. Результаты

Антенна имеет горизонтальную поляризацию. Поляризационный фильтр (рис. 1), опционально применяемый в составе антенны, обеспечивает возможность работы в режиме круговой поляризации. При разработке для оптимизации радиотехнических характеристик антенны проводилось полноволновое моделирование ее составных частей с применением строгого электродинамического анализа методом конечных элементов (МКЭ) [13]. На рис. 3 приведены характеристики ДН, измеренные на планарном сканере в ближней зоне излучения амплифазометрическим методом [14]. Реализованный коэффициент усиления антенны [15] в рабочей полосе частот составляет не менее 38 дБ.

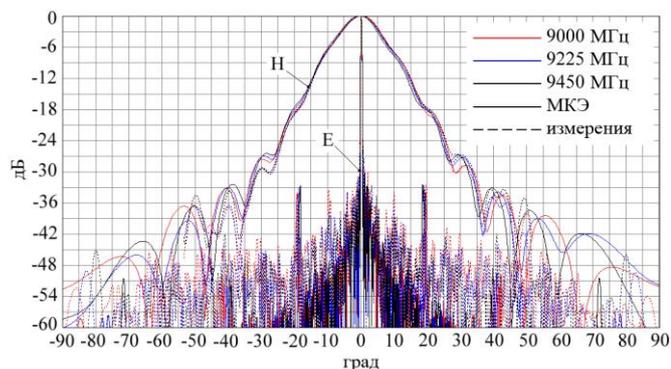


Рис. 3. Измеренные ДН в горизонтальной (Е) и вертикальной (Н) плоскостях на нижней, верхней и центральной рабочих частотах

### III. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Представлены результаты разработки узконаправленной волноводной антенны X-диапазона. Полученные экспериментальные результаты хорошо согласуются с результатами численного моделирования, что подтверждает корректность проведенных расчетов и

заложенных технических и конструкторско-технологических решений. Антенна успешно прошла сертификационные испытания в составе радиолокатора обзора летного поля «Алькор» [16], в настоящее время ведется подготовка ее серийного производства. Универсальность конструкции и реализованные радиотехнические характеристики антенны обеспечивают возможность ее применения в радиолокационных системах с полосой сигнала до 450 МГц, что позволяет улучшить разрешающую способность по дальности.

### БЛАГОДАРНОСТЬ

Авторы выражают признательность Б.Г. Свердлову, В.И. Винникову и А.М. Рыжову (ПАО «НПО «Алмаз», ТООП «ЛЭМЗ») за проявленный интерес, конструктивную критику и ряд полезных советов.

### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] Сертификационные требования к оборудованию РТОП. URL: <https://favt.gov.ru/sertifikaciya-avia-tehniky-oborudovaniya-sertif-trebovaniya-rtop>, 30.08.2021.
- [2] Terma SCANTER High Gain X-band radar antennas. 21 feet High Gain Antenna System. URL: <https://manualzz.com/doc/35330648/21-feet-high-gain-antenna-system>, 30.08.2021.
- [3] ОАО «ЦНПО «Ленинец». Антенны А2 и А3. URL: <http://www.npo-leninets.ru/produksiya/radar/antenna-a2-and-a3>, 30.08.2021.
- [4] Айзенберг Г.З., Ямпольский В.Г. Антенны УКВ. / Под ред. Г.З. Айзенберга, в 2-х частях. Ч. 2. М.: «Связь», 1977. 288 с.
- [5] Hamish M. Modern radar systems. 2d edition. Boston: Artech house, 2008. 701 p.
- [6] Узконаправленная антенна 3-см диапазона для обзорной РЛС с высоким разрешением по дальности / Ю.И. Буянов, В.В. Доценко и др. // В сб.: 10-я Междунар. Крымская конф. «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии», Севастополь, 13-17 сент. 2010 / СевГУ. Севастополь, 2010. С. 538-539.
- [7] Твердотельный Радиолокатор обзора лётного поля X-диапазона волн «Алькор». URL: <https://lemz.ru/алькор>, 30.08.2021.
- [8] Hansen R.C. Phased array antennas. 2d edition. Hoboken, New Jersey: John Wiley & sons, inc., 2009. 547 p.
- [9] Справочник по радиолокации. / Под ред. М. Скольника. Т. 2. М.: Сов. Радио, 1977. 408 с.
- [10] Фельдштейн А.Л., Явич Л.Р. Справочник по элементам волноводной техники. М.: Сов. Радио, 1967. 652 с.
- [11] Фельдштейн Е.Э. Обработка деталей на станках с ЧПУ. Минск: Новое знание, 2008. 299 с.
- [12] Пат. РФ № 201664 / А.В. Сучков, А.В. Великотский, и др. Узконаправленная волноводная антенна; Оpubл. 28.12.20. Бюл. № 1.
- [13] Гринев А.Ю. Численные методы решения прикладных задач электродинамики. М.: Радиотехника, 2012. 336 с.
- [14] ГОСТ 8.309-78. Методика выполнения измерений для определения параметров по полю в раскрыве.
- [15] Инденбом М.В. Антенные решетки подвижных обзорных РЛС. М.: Радиотехника, 2015. 416 с.
- [16] Реестр сертификатов типа оборудования РТОП. URL: <https://favt.gov.ru/sertifikaciya-avia-tehniky-oborudovaniya-reestr-sertifikatov-tipa-rtop>, 30.08.2021.

# Исследование переходных характеристик волноводных переключателей E-band на эффекте Фарадея

С. В. Сковородников  
АО «Ферроприбор»  
Санкт-Петербург, Россия  
S.Skovorodnikov@ferroprigor.ru

Ю. А. Синяев  
АО «Ферроприбор»  
Санкт-Петербург, Россия  
microwave@mail.ru

**Аннотация.** В работе представлены результаты измерений разработанных ферритовых волноводных переключателей E-band на эффекте Фарадея. Рассмотрены особенности работы взаимных переключателей и перспективы их применения в системах передачи данных.

**Ключевые слова:** эффект Фарадея; ферритовый переключатель; E-band; WR-12; радиорелейные станции

## I. ВВЕДЕНИЕ

Переключатели в СВЧ трактах зачастую выполняют ключевую роль в функциональных СВЧ устройствах. По принципу работы СВЧ переключатели можно разделить на три основных класса: механические, полупроводниковые, ферритовые. Внутри классов существует также многообразие подклассов принципиально различных по физическим принципам эффектов переключения (отключения). Каждый из них обладает определенными преимуществами. В данной работе рассматривают ферритовые переключатели на эффекте Фарадея.

Переключатели на эффекте Фарадея, традиционно для ферритовых СВЧ устройств, обладают малыми вносимыми потерями, высоким уровнем проходной СВЧ мощности, стойкостью к внешним воздействующим факторам и большой наработкой. К недостаткам относят динамические характеристики: скорость переключения, энергия переключения, и сравнительно малый уровень заграждения:  $\approx 20$  дБ (у полупроводниковых и механических типовой параметр заграждения составляет  $\approx 40$ – $60$  дБ)

Особый интерес представляют ферритовые волноводные переключатели на эффекте Фарадея в области частот от 20 ГГц. Они имеют два основных преимущества. Первое преимущество заключается в простоте конструкции самого функционального узла: волновод, заполненный продольно намагниченным ферритом. Второе заключается в малых вносимых потерях. Для сравнения, вносимые потери переключателя на pin-диодах фирмы Pasternak для диапазона частот 60–90 ГГц (E-band, WR-12) составляют: типовые 4,5 дБ, максимальные 6 дБ. Разработанный АО «Ферроприбор» ферритовый волноводный переключатель имеет максимальные вносимые потери не более 2 дБ и средние не более 1,5 дБ в рабочем диапазоне частот от 71 ГГц до 86 ГГц.

## II. КОНСТРУКЦИЯ ФЕРРИТОВЫХ ВОЛНОВОДНЫХ ПЕРЕКЛЮЧАТЕЛЕЙ E-BAND НА ЭФФЕКТЕ ФАРАДЕЯ

В основе конструкции волноводного переключателя на эффекте Фарадея используется один или два селектора поляризаций, волновод заполненный (полностью или частично) продольно намагниченным ферритом до состояния необходимого для поворота плоскости поляризации на нужный угол и магнитной системой для создания это поля. В зависимости от компоновки селекторов и их взаимного расположения фланцев возможна реализация взаимного или не взаимного режима работы переключателя (рис. 1).

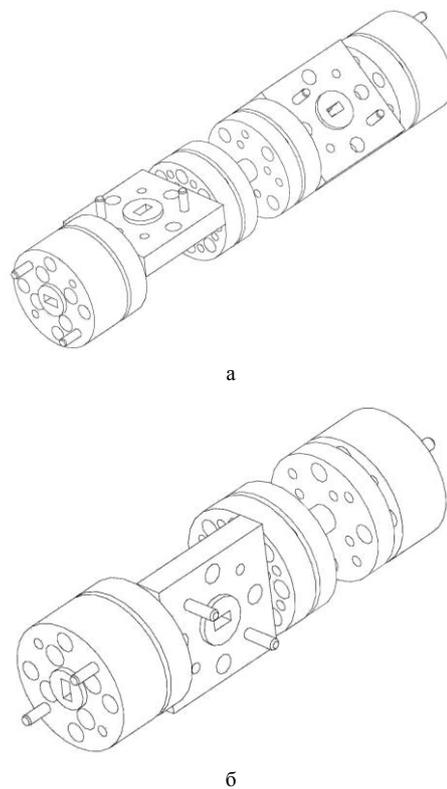


Рис. 1. а – не взаимный переключатель конфигурации SPDT, б – взаимный переключатель SPDT

Особенностью разработанных переключателей является наличие группы отверстий на соединительных фланцах волноводной ферритовой секции и селектора поляризаций, обеспечивающих их прецизионное соединение с угловым шагом в  $15^\circ$ . Это позволяет

унифицировать основные узлы для компонентов переключателя (рис. 2).

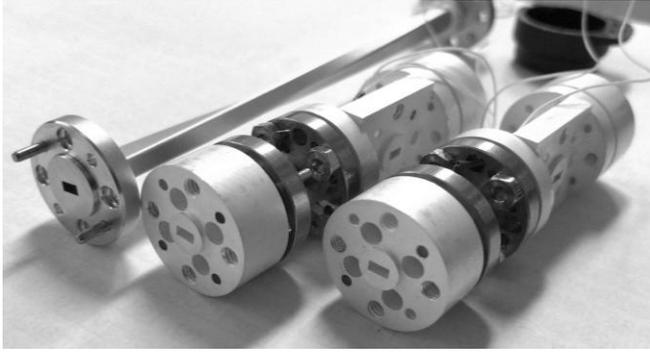


Рис. 2. Образцы взаимных ферритовых волноводных переключателей на эффекте Фарадея конфигурации SPDT

### III. ОСОБЕННОСТИ ИЗМЕРЕНИЯ ФЕРРИТОВЫХ ВОЛНОВОДНЫХ ПЕРЕКЛЮЧАТЕЛЕЙ E-BAND НА ЭФФЕКТЕ ФАРАДЕЯ

К основным электрическим параметрам ферритовых волноводных переключателей относят: вносимые потери, изоляция и КСВН.

Управление осуществляется путем изменения тока в катушке управления, расположенной на волноводной секции с ферритом. В нашем случае был разработан специальный драйвер управления переключателем. Он построен на операционных усилителях по принципу двухполярного источника тока с разрешением менее 50 мкА/дискрет. 2025 дискрет соответствует нулевому состоянию (график 1).

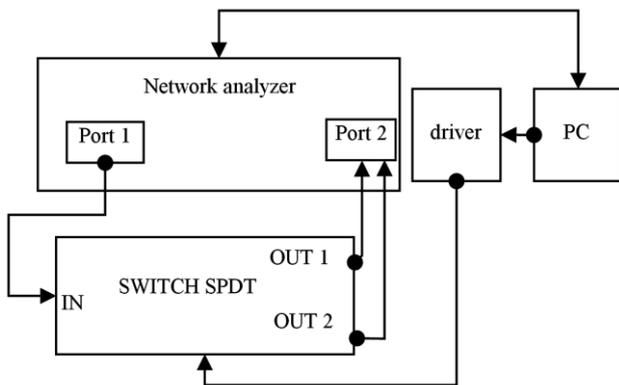


Рис. 3. Принципиальная схема измерения взаимного ферритового волноводного переключателя на эффекте Фарадея

На первом этапе измерений записываются все S-параметры переключателя при изменении тока в катушке от минимального отрицательно значения и до максимального положительного. По измеренным массивам данных производится автоматизированный или ручной подбор оптимальных значений тока в катушке, обеспечивающий оптимальное сочетание параметров переключателя: вносимые потери – развязка. Далее значения оптимальных дискретов записываются в память драйвера и появляется возможность управления переключателем в режиме TTL-логики.

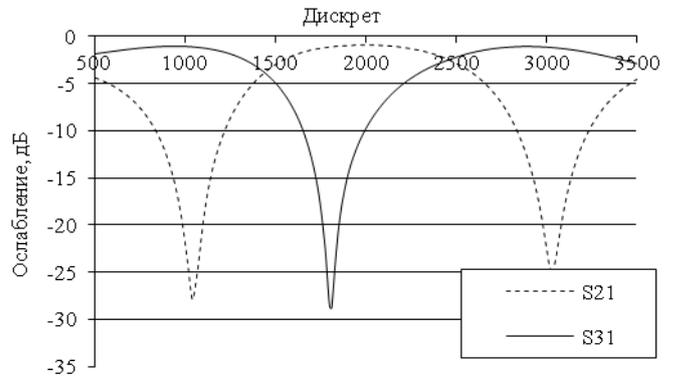


График 1. Среднее значение ослабления в каналах переключателя в полосе частот от 71 ГГц до 86 ГГц

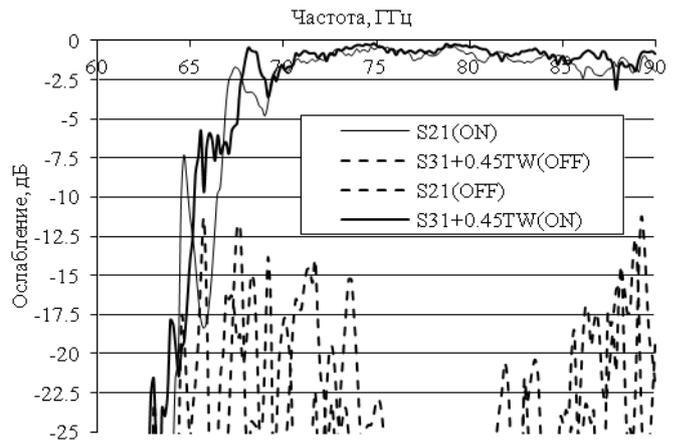


График 2. Ослабление в каналах переключателя при оптимальных значениях дискретов

### IV. ИЗМЕРЕНИЕ ДОПОЛНИТЕЛЬНЫХ ПАРАМЕТРОВ ВЗАИМНЫХ ФЕРРИТОВЫХ ВОЛНОВОДНЫХ ПЕРЕКЛЮЧАТЕЛЕЙ E-BAND НА ЭФФЕКТЕ ФАРАДЕЯ

К дополнительным параметрам можно отнести время переключения, потребляемую мощность переключения. Время переключения и потребляемая мощность величины взаимосвязанные. Они определяются в данном случае оптимальным соотношением между собой и регулируются количеством витков провода в катушке и его сечением. Также в некоторых случаях представляют интерес переходные характеристики переключателя.

В первом приближении время переключения в данном переключателе определяется временем установления заданного тока в катушке, установленной на волноводной секции с ферритом. В нашем случае драйвер обеспечивает три варианта работы переключателя. Первый вариант представляет собой включение силовых цепей драйвера на поддержание заданного тока (рис. 4). Второй вариант заключается в кратковременном режиме работы силовых цепей драйвера в предельных режимах с контролем цепи по обратной связи приближения к заданному току и выход на режим поддержания тока (рис. 5). Третий режим заключается в квази-непрерывном изменении тока в катушке при переключении переключателя со временем, много превышающим время переходного процесса в катушке управления.

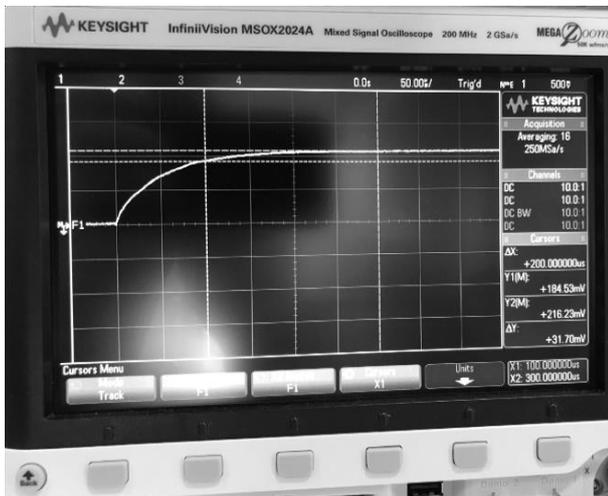


Рис. 4. Осциллограмма тока в катушке переключателя в режиме оптимального энергопотребления.  $R_{инд.} = 1 \text{ Ом}$

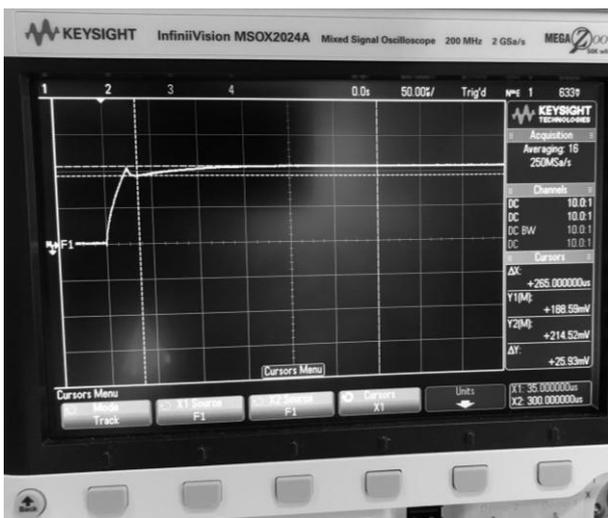


Рис. 5. Осциллограмма тока в катушке переключателя в режиме максимального быстродействия.  $R_{инд.} = 1 \text{ Ом}$

Энергопотребление при максимальном оптимальном токе в катушке составляет порядка 0,1 Вт.

Переходные характеристики ослабления, как уже было показано на графике 1, имеют плавный ход, пропорциональный изменению тока в катушке управления. Стоит отметить, что этот эффект иногда используется для режима работы переключателя в качестве аттенюатора. При этом не происходит значительного изменения входного КВСН, что может быть важно при работе с непрерывной подачей мощности.

Еще одной переходной характеристикой является изменение поляризации выходного сигнала в зависимости от полярности тока включения/выключения переключателя (графики 3, 4).

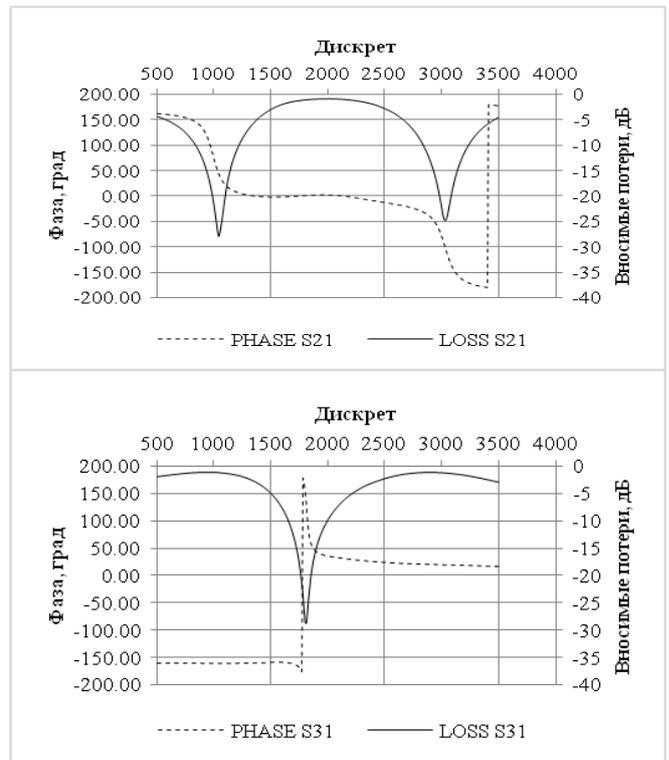


График 3, 4 Изменение поляризации СВЧ сигнала на выходе переключателя в зависимости от полярности тока включения/выключения

## V. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Измерение переходных характеристик взаимного ферритового волноводного переключателя на эффекте Фарадея показывает возможность его применения в качестве аттенюатора. Позволяет качественно оценить энергоёмкость периферийного вспомогательного оборудования и возможные режимы работы. Данные измерения наглядно демонстрируют принцип работы подобных переключателей.

На сегодняшний день полосы радиочастот 71–76 ГГц и 81–86 ГГц отведены для разработки, производства, модернизации и применения в Российской Федерации перспективных радиорелейных станций прямой видимости (РРС). Соответствуя частотному диапазону, данные переключатели могут быть основой компонентной базы таких систем.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] Микаэлян А.Л. Теория применения ферритов на сверхвысоких частотах. М.-Л., Госэнергоиздат, 1963, 664 с. с илл.
- [2] Лакс Б. и Баттон К. Сверхвысокочастотные ферриты и ферримагнетики / Перевод с англ. под ред. А.Г. Гуревича, Москва: изд-во «Мир» 1965 г.
- [3] Решение ГКРЧ от 22 октября 2019 г.

# Исследование тлеющего разряда в качестве плазменной антенны

И. К. Некрасов, А. А. Мамед-Юсифов, А. Д. Акчурин  
Казанский федеральный университет  
igor05071997@mail.ru

**Аннотация.** Плазменные антенны представляют глубокий интерес ввиду влияния параметров плазмы на излучающие свойства. В данной работе будут рассмотрены АЧХ плазменной антенны на основе флуоресцентной трубки и газоразрядной камеры с потоком аргона.

**Ключевые слова:** плазменная антенна; тлеющий разряд

## I. ВВЕДЕНИЕ

Идея использовать плазму в качестве антенны для передачи радиоволн появилась в конце 60-х годов прошлого столетия [1], а активная разработка началась в начале 2000-х. В плазме, в отличие от металла, резонансные свойства проявляются уже с нескольких МГц (например, плазменная частота E-слоя ионосферы составляет 2–3 МГц). Данный факт вызывает надежду применения резонансных свойств плазмы для передачи радиоволн с большим усилением, чем у металлических антенн. Известно, что с изменением концентрации носителей заряда в плазме можно варьировать амплитудно-частотную характеристику (АЧХ) плазменной антенны, при этом, не меняя ее геометрических размеров [2]. Так же важным преимуществом плазменной антенны является возможность в ее мгновенном формировании и расформировании, что уменьшает вероятность обнаружения антенны радаром потенциального противника.

Тлеющий разряд – это разряд постоянного тока. Его важным преимуществом является постоянная концентрация носителей заряда. В статье [3] произведено сравнение плазменных антенн с постоянной и с переменной концентрациями (использовался импульсный разряд тока с частотой в 50 Гц) носителей заряда. Было выяснено, что использование переменной концентрации носителей заряда вносит шум в излучаемый сигнал.

Одной из самых доступных газоразрядных камер для создания плазменных антенн является флуоресцентная трубка. Произведено на малое количество исследований на возможность передачи высокочастотного (до 1 ГГц) сигнала через флуоресцентную трубку, например для 2.4 ГГц (Wi-Fi) [4], 850 МГц (GSM) [5]. Лишь немногие исследования затрагивают частотные области до 100 МГц [6,7]. Однако остается не ясным: какие длины, диаметры флуоресцентных трубок являются более подходящими для этой области частот. Эта область интересна для дальней связи и исследования ионосферы.

## II. УСТАНОВКА

Основными элементами экспериментальной установки являются (рис. 1): генератор плазмы, спектроанализатор FSH-8, калиброванная металлическая изотропная антенна, генератор сигналов SGS100A

фирмы R&S, оптический спектрометр AvaSpec-Mini4096CL, а также система подачи аргона (рассмотрена отдельно, рис. 2).

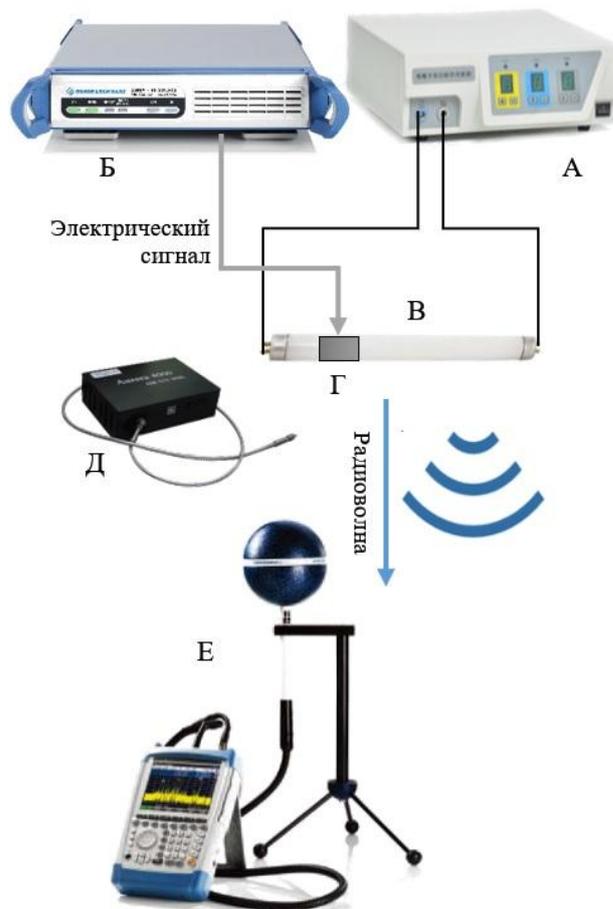
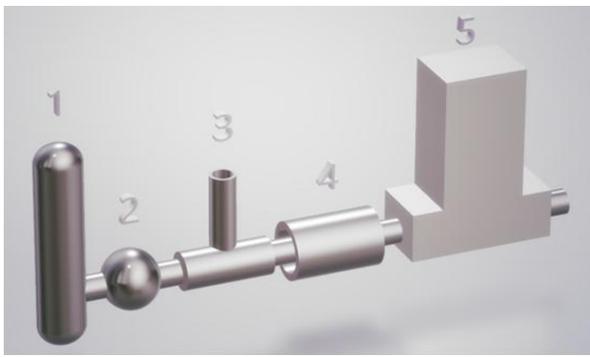


Рис. 1. Блок-схема экспериментальной установки. На рисунке представлены: А – генератор тлеющего разряда, Б – генератор синусоидального сигнала, В – газоразрядная (флуоресцентная) трубка, Г – металлическая муфта, Д – оптический спектрометр, Е – спектроанализатор с изотропной антенной

В качестве метода передачи электрического сигнала от генератора SGS100A к плазме (газоразрядной стеклянной трубке) был выбран метод генерации поверхностных электромагнитных волн на границе раздела стекло-плазма. Процесс передачи электрического возбуждения происходил через плотно прилегающую к газоразрядной трубке металлическую муфту, к которой был подключен выход генератора SGS100A через SMA-кабель.

Система подачи аргона представлена на рис. 2. Она была реализована с целью сравнения АЧХ плазменной антенны на основе флуоресцентной трубки (в которой присутствуют пары ртути) и газоразрядной трубки с потоком аргона.



1 – баллон с аргоном, 2 – редуктор, 3 – обратный клапан, 4 – фильтр, 5 – газовый расходомер

Рис. 2. Блок-схема подачи аргона

Контроль химической чистоты потока аргона осуществлялся по оптическому спектру тлеющего разряда плазмы. По кривой Пашена известно [8], что аргон имеет наименьший потенциал ионизации при малом произведении давления на расстояние между электродами. Однако присутствие других газов, таких как азот, водород, будет повышать потенциал ионизации. Это приводит к большему потенциалу генерации плазмы. В газоразрядную трубку другие газы попадали вследствие наличия протечек в вакуумных соединениях.

### III. ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНАЯ ЧАСТЬ

#### A. Измерения спектра аргона для обнаружения примесей других газов

Спектры измерялись с помощью оптического спектрометра AvaSpec-Mini4096CL, который регистрирует фотоны от 200 до 1100 нм с разрешением в 0.5 нм. Спектр чистого аргона был получен на другой установке с заведомо более чистым аргоном. Сравнение спектров приведено на рис. 3.

На основании рис. 3 можно сделать вывод, что в систему из-за некачественных соединений входит азот, который является основным компонентом воздуха. Именно спектральные линии азота были зарегистрированы в диапазоне от 280 до 430 нм. Согласно кривой Пашена, азот имеет наивысший потенциал ионизации. Появление данного газа усложнило генерацию плазмы.

Так же появление других газов (вследствие некачественных вакуумных соединений) привело к усложнению генерации тлеющего разряда. Это проявилось в повышении давления в газоразрядной камере.

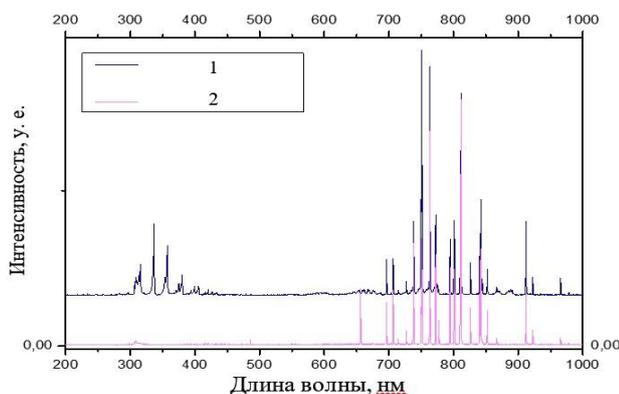


Рис. 3. Сравнение спектров аргона в нашей установке (1) и на установке в другом университете с более химически чистым аргоном (2)

#### B. Исследование тлеющего разряда во флуоресцентной трубке

Эксперименты по исследованию тлеющего разряда во флуоресцентной трубке в качестве плазменной антенны проводились в два этапа: сначала без генерации плазмы (для измерения фонового шума), потом с генерацией плазмы. Расстояние между передающей плазменной и приемной металлической изотропной антеннами составляло 16 метров; подаваемая к металлической муфте мощность электрического сигнала составляла 0.3 Вт. Расстояние между электродами во флуоресцентной трубке составляло 30 см; диаметр трубки составлял 1 см. Исследование характеристик флуоресцентной трубки с диаметром 2.5 см и длиной 30 см показало, что эффективность передачи у такой трубки ниже, чем у трубок с меньшим диаметром (1 см), но с той же длиной.

Исследовалось влияние двух параметров на излучаемый радиосигнал: степени ионизации плазмы (рис. 4) и высоты металлической муфты (рис. 5).

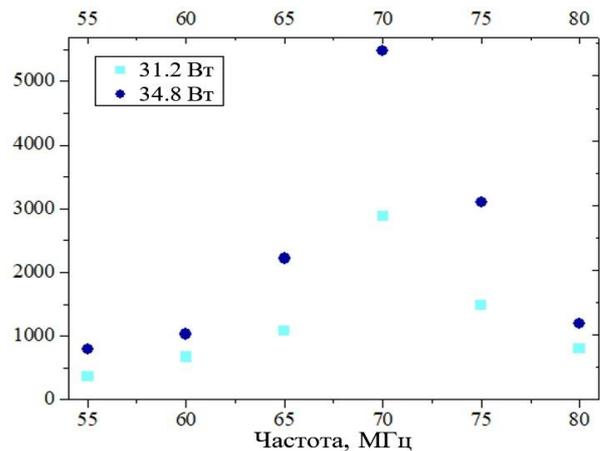


Рис. 4. Исследование регистрируемого радиосигнала от плазменной антенны на основе флуоресцентной трубки в зависимости от степени ионизации плазмы

На рис. 4 наблюдается повышение уровня сигнала с увеличением степени ионизации (мощности генерации) плазмы. Данный факт можно объяснить тем, что при увеличении степени ионизации плазмы увеличивается количество носителей заряда возле внутренней поверхности газоразрядной трубки. Это способствует повышению амплитуды поверхностных электромагнитных волн.

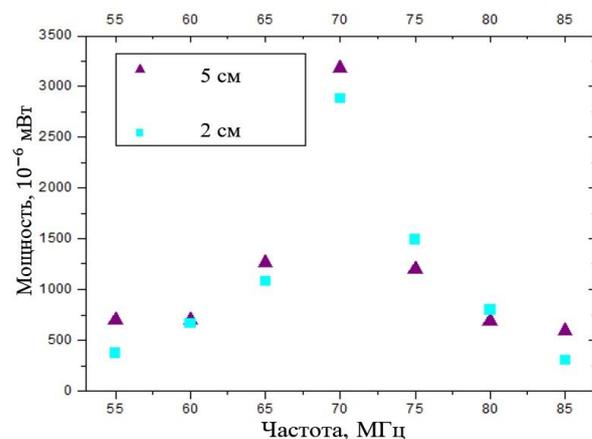


Рис. 5. Исследование регистрируемого радиосигнала от плазменной антенны на основе флуоресцентной трубки в зависимости от высоты муфты

### С. Исследование тлеющего разряда в газоразрядной камере с регулируемым потоком аргона

Эксперименты по исследованию тлеющего разряда в газоразрядной трубке с потоком аргона в качестве плазменной антенны проводились в два этапа: сначала без генерации плазмы (для измерения фонового шума), потом с генерацией плазмы. Поток аргона выставлялся на уровне 10 sscm ( $\text{см}^3/\text{мин}$ ). Расстояние между передающей плазменной и приемной металлической изотропной антеннами составляло 5 метров; подаваемая к металлической муфте мощность электрического сигнала с генератора SGS100A составляла 0.3 Вт. Образовавшийся тлеющий разряд представлен на рис. 6, а измеренные данные – на рис. 7. Расстояние между электродами в газоразрядной трубке было 30 см, диаметр трубки составлял 1 см.



Рис. 6. Тлеющий разряд плазмы с потоком аргона

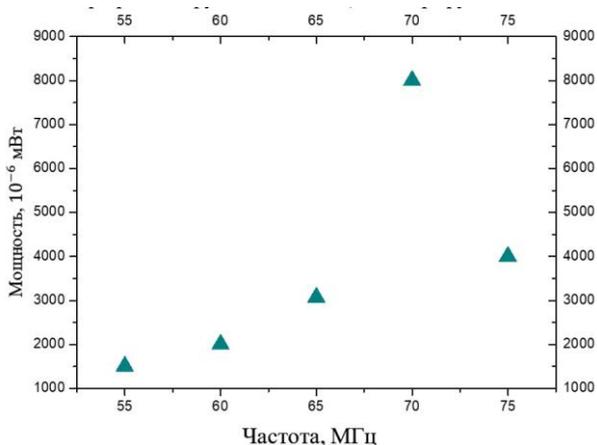


Рис. 7. Исследование регистрируемого радиосигнала от плазменной антенны на основе газоразрядной трубки с потоком аргона

### IV. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Использование газоразрядной (флуоресцентной) трубки в качестве плазменной антенны показало свою работоспособность. Частотная характеристика плазменной антенны наблюдалась с большой неравномерностью, имея наибольшую эффективность на частоте 70 МГц при длине трубки в 30 см. Стоит отметить, что для размеров металлических монополярных антенн работает соотношение  $\lambda/4$ . Для 70 МГц это значение составляет  $\approx 1.1$  метра. Это является преимуществом плазменной антенны по отношению к металлической антенне. Зависимость мощности приемного сигнала от высоты муфты обнаружена не была. Был проведен эксперимент на открытом пространстве с расстоянием между передающей плазменной и металлической приемной антенной в 50 метров, который показал отсутствие «емкостного эффекта». Исследование амплитудно-частотной характеристики флуоресцентной трубки в зависимости от диаметра трубки показало, что трубки с меньшим диаметром более эффективны (при одинаковых значениях мощности подаваемого на муфту электрического сигнала).

В будущем будут проверена возможность смещения АЧХ при изменении значения потока аргона. Так же будет испытана новая форма газоразрядной камеры с целью улучшения АЧХ.

### БЛАГОДАРНОСТЬ

Выражаем искреннюю благодарность научной группе А.Ю. Шемахина за предоставление оптического спектрометра и помощь в проведении экспериментов по измерению спектра аргона.

### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] Messiaen A.M., Vandenplas P.E. Theory and experiments of the enhanced radiation from a plasma-coated antenna // Electronics Letters. 1967. Т. 3, №. 1. С. 26-27.
- [2] Dagang A.N., Lei C.X., Jaafar H. Study on the effect of a variation types of gas pressures and coupling sleeves on the performance of monopole plasma antenna // ARPN Journal of Engineering and Applied Sciences. 2017. Т. 12, №. 23. С. 6649-6656.
- [3] Godyak V.A. Electrical and plasma parameters of ICP with high coupling efficiency // Plasma Sources Science and Technology. 2011. Т. 20, №. 2. С. 025004.
- [4] Jaafar H. et al. Simulation study of monopole plasma antenna for 2.4 GHz application // TENCON 2017-2017 IEEE Region 10 Conference. – IEEE, 2017. С. 2927-2930.
- [5] Zali H.M. et al. Study of monopole plasma antenna using fluorescent tube in wireless transmission experiments // 2012 International Symposium on Telecommunication Technologies. – IEEE. 2012. С. 52-55.
- [6] Hargreave M. et al. Coupling power and information to a plasma antenna // AIP Conference Proceedings. American Institute of Physics. 2003. Т. 669, №. 1. С. 388-391.
- [7] Borg G.G. et al. Application of plasma columns to radiofrequency antennas // Applied physics letters. 1999. Т. 74, №. 22. С. 3272-3274.
- [8] Torres C. et al. Paschen law for argon glow discharge // Journal of Physics: Conference Series. IOP Publishing, 2012. Т. 370, №. 1. С. 012067.

# Антенна-аппликатор для неинвазивного выявления аномалий внутренних тканей биологических объектов

Ю. Е. Седельников, А. Р. Садыков, В. А. Скачков

*Казанский национальный исследовательский  
технический университет им. А. Н. Туполева – КАИ  
pro3452000@gmail.com*

**Аннотация.** Работа посвящена изучению антенн электрического и магнитного типов в зоне ближнего излученного поля для проработки вариантов построения антенн-аппликаторов для задач контактной радиометрии. Показан разработанный вариант антенны-аппликатора для неинвазивного выявления температурных аномалий внутренних тканей биологических объектов путем измерения интенсивности их собственного электромагнитного излучения.

**Ключевые слова:** антенна-аппликатор; СВЧ-термия; ранняя диагностика

## I. ВВЕДЕНИЕ

Одним из перспективных технических средств медицинской диагностики является радиотермография. В ее основе лежит принцип регистрации собственного радиоизлучения тканей организма человека. Изменение их (тканей) физиологических свойств вызывает как изменение абсолютной температуры зондируемого участка, так и его электрофизических свойств, что и приводит к отклонению шумовой температуры от нормы. Такой метод позволяет уже на ранних стадиях диагностировать изменения, происходящие в тканях организма.

Чувствительным элементом таких систем являются датчики радиояростной температуры, представляющие собой антенны соответствующего диапазона длин волн. Специфической особенностью такого рода антенн является то, что распространение электромагнитных волн происходит в тканях организма, электрофизические свойства которых значительно отличаются от вакуума (воздуха). Эти отличия обусловлены высокой диэлектрической проницаемостью  $\epsilon$  и удельной проводимостью  $\gamma$ . Распространение радиоволн в таких средах сопровождается значительным затуханием.

Первые работы по данной теме были выполнены еще в 80-е годы [1–5]. В настоящее время появилось значительное количество медицинских исследований и технических разработок, а также созданы серийные приборы, которые заняли свое место в медико-биологической практике [6].

Несмотря на достигнутые результаты, совершенствование методов и аппаратуры медицинской радиотермометрии продолжается.

Конструкции чувствительных элементов (датчиков) отличаются и имеют как достоинства, так и недостатки. Поэтому цель настоящей работы – изучение и сравнение свойств линейных антенн электрического и магнитного типов в задачах радиотермометрии.

## A. Основная часть

Основным показателем в медицинской диагностике считается возможность обнаружения температурной аномалии, которая связана с возможным наличием новообразования в зондируемом участке. Используется способ радиотермометрии, позволяющий неинвазивно измерять яркостную температуру тканей человека путем измерения интенсивности их собственного электромагнитного излучения. Очевидно, что интенсивность принимаемого сигнала зависит от диапазона рабочих частот, свойств среды, в которой производится измерение, размера теплового источника, глубины его расположения и, в значительной мере, от антенны-аппликатора, используемой для приема собственного электромагнитного излучения биологической ткани.

Для того чтобы в зоне новообразования уровень концентрации электрического поля был достаточным для обнаружения аномалии, логично предположить, что для большей глубины проникновения поля, необходимо, чтобы в ближней зоне удельное поглощение было минимальным.

Во многих исследованиях и работах проведен сравнительный анализ малогабаритных антенн-аппликаторов различных типов (электрические и магнитные, а также комбинированные). В исследованиях [7–8] делается вывод о предпочтительности использования излучателей магнитного типа. Такой вывод обусловлен тем, что в ближней зоне элементарного излучателя магнитного типа отсутствует радиальная компонента электрического поля и, следовательно, удельное поглощение  $\gamma|E|^2$  при равной излучаемой мощности должно быть меньшим по сравнению с источником электрического типа. Тот же вывод делается в [7], где дается оценка метода фокусировки в зоне ближнего излученного поля для построения антенн-аппликаторов средств медицинской контактной радиометрии.

## B. Исследование антенн в задачах радиотермометрии

В настоящей работе приводится сравнение источников магнитного и электрического типов. В качестве зондируемого участка выбирается объем, заполненный материалом с параметрами серого вещества мозга для частоты исследования 700 МГц согласно табл. III ( $\epsilon = 53$ ,  $\gamma = 0.66$  См/м). Для упрощения предварительных оценок рассматривается простая модель среды в виде неограниченного объема.

Для упрощения предварительных оценок рассматривается простая модель среды в виде

неограниченной среды с излучателями различного типа (электрического и магнитного).

Первоначальное сравнение основывалось на построении зависимостей поперечной составляющей модуля напряженности электрического поля от глубины проникновения электромагнитных полей двух элементарных диполей электрического (1) и магнитного (2).

$$E_r = -i \frac{I_e}{2 \cdot \pi \cdot \omega \cdot \varepsilon} \sin(\theta) \cdot \frac{1}{r^3} + i \cdot k \cdot \frac{1}{r^2} \cdot e^{-i \cdot k \cdot r}$$

$$E_\theta = -i \frac{I_e}{2 \cdot \pi \cdot \omega \cdot \varepsilon} \cos(\theta) \cdot \frac{1}{r^3} + k \cdot \frac{1}{r^2} - k^2 \cdot \frac{1}{r} \cdot e^{-i \cdot k \cdot r} \quad (1)$$

$$E_\varphi = -i \frac{I_M}{4 \cdot \pi \cdot \omega} \cos(\theta) \cdot \frac{1}{r^2} + i \cdot \frac{1}{r^2} \cdot e^{-i \cdot k \cdot r} \quad (2)$$

Как видно из рис. 1, в ближней зоне значение модуля напряженности элементарного электрического диполя имеет большее затухание в сравнении с магнитным при одинаковой заданной мощности.

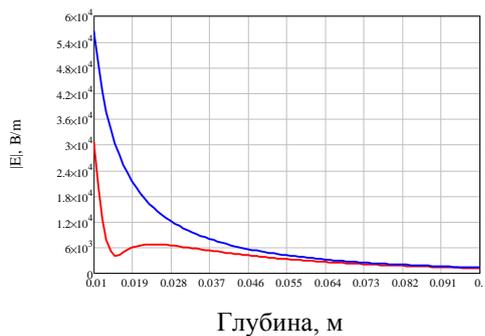


Рис. 1. Продольная составляющая модуля напряженности электрического поля для электрического (красный) и магнитного (синий) диполей

Приведенные результаты получены математическим путем на основе электродинамических уравнений. Но в силу того, что в выражениях 3 и 4 есть составляющая  $1/r$ , то результаты на малых расстояниях ближней зоны (вблизи апертуры) не отражают реальной картины поля, так как при  $r \rightarrow 0$  напряженность электрического поля стремится к бесконечности ( $E \rightarrow \infty$ ).

Поэтому, для того, чтобы рассмотреть реальную картину поведения напряженности электрического поля на расстояниях близких к апертуре, следует прибегнуть к электродинамическому моделированию с помощью программных продуктов, реализующих численные методы вычислительной электродинамики, например, CST Studio, HFSS и др. В настоящей работе в качестве такого продукта было выбрано ПО CST Studio Suite, которое представляет собой набор инструментов для проектирования, моделирования и оптимизации трехмерных электромагнитных систем, которые используются самыми передовыми технологическими и инженеринговыми компаниями во всем мире.

Для подтверждения результатов, полученных на основе электродинамических уравнений, были выбраны и смоделированы две антенны, реализующие два разных типа излучателей (электрический и магнитный). Размеры обеих антенн соизмеримы с размерами длины волны в среде ( $\lambda/\sqrt{\varepsilon}$ ).

Так как антенны обладают свойством дуальности, то в работе исследуются свойства передающей антенны для оценки поведения этой же антенны в режиме приема.

Первая антенна представляет собой вибраторную антенну (рис. 2а), вторая антенна выполнена в виде щелевой антенны (рис. 2б). Системой возбуждения антенн является коаксиальный кабель. Коаксиальный кабель имеет жесткую внешнюю оплетку, выполняется с использованием готовых кабелей, например, типа SR-085 или SR-141. Антенны излучают в среду с реальными электрофизическими параметрами, которые соответствуют серому веществу мозга.

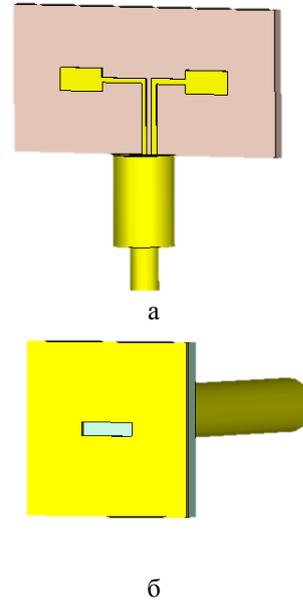


Рис. 2. а-модель вибраторной антенны, выполненной в CST Studio, б-модель щелевой антенны, выполненной в CST Studio

Программная среда CST Studio позволяет получить пространственное распределение напряженности электрического поля по всем трем координатам. Но для удобного сравнения результатов, полученных с помощью электродинамического моделирования, с результатами, полученными математическим путем, данные из ПО были экспортированы в MathCad. На рис. 3 показано продольное распределение  $|E|$ .

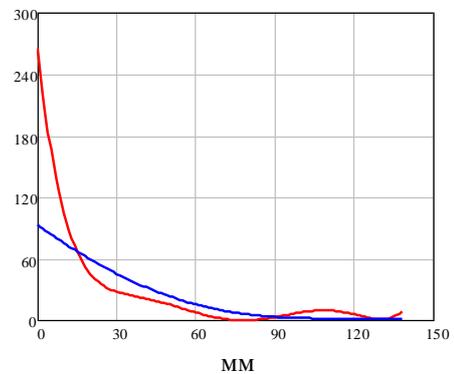


Рис. 3. Аппроксимированные функции продольных составляющих модуля напряженности электрического поля для вибраторной антенны (красный) и щелевой (синий). По оси "y" отложены значения  $|E|$

Характеристики на рис. 1. подтверждают тот факт, что применение антенн магнитного типа в сравнении с излучателями электрического типа предпочтительнее. На расстояниях близких к апертуре модуль напряженности

вибраторной антенны превышает аналогичное значение для щелевой антенны. И, как предполагалось, электрическая антенна, имеет большее затухание поля в сравнении с магнитной при одинаковой заданной мощности.

Но поскольку антенны магнитного типа не так просты в согласовании в широкой полосе частот, то выявленные преимущества, скорее всего, будут незначительными. Поэтому следующим этапом представленной работы стало проектирование антенны комбинированного типа, включающей в себя свойства как электрического, так и магнитного типов.

В результате анализа была выбрана широкополосная щелевая антенна, выполненная подобно плоской биконической антенне (широкоугольный вибратор) с самодополняющей структурой (рис. 4). Антенна представляет собой симметричный вибратор, плечи которого имеют форму секторов с определенным углом раствора.

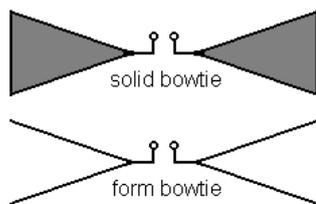


Рис. 4. Плоская конусная вибраторная антенна

За последние несколько лет были разработаны множество аналогичных антенн. Основным недостатком прототипов является снижение чувствительности радиотермометра вследствие тепловых потерь в диэлектрике с высоким значением диэлектрической проницаемости, которым заполнен волновод.

Недостатком антенн-аппликаторов в виде щелевых антенн, аналогичных полуволновому вибратору является наличие металлического экрана, а также трудность согласования в широкой полосе частот. Наилучшим является выполнение антенны, сочетающей свойства электрического и магнитного вибратора. Таковым является широкоугольный вибратор, представляющий собой самодополняющую структуру. Антенна представляет собой симметричный вибратор, плечи которого имеют форму секторов с углом раствора порядка 90 градусов.

Недостатком ее является наличие излучения (приема) с направлений противоположных обследуемому объекту. От этого недостатка свободна антенна. Антенна выполнена в виде прямоугольного волновода, открытого с одного конца. Волновод заполняют диэлектриком с высоким значением диэлектрической проницаемости.

Например, антенна-аппликатор для неинвазивного определения температурных изменений внутренних тканей биологического объекта, содержащая отрезок волновода, частично или полностью заполненный диэлектриком, имеющий один закрытый конец и противоположный открытый конец, контактирующий с биологическим объектом, систему возбуждения электромагнитных волн, расположенную в волноводе между закрытым концом волновода и диэлектриком, соединенную с входной частью микроволнового радиотермометра, датчик температуры кожи, расположенный у открытого конца волновода,

выполненный с возможностью передачи информации на вычислительное устройство. Это изобретение позволяет одновременно измерять внутреннюю температуру и температуру кожи. Основным недостатком прототипа состоит в том, что заполнение волновода диэлектриком приводит к снижению чувствительности радиотермометра с указанной антенной вследствие тепловых потерь в диэлектрике с высоким значением диэлектрической проницаемости. Кроме того, изготовление волновода, заполненного диэлектриком с высоким значением диэлектрической проницаемости, представляет технологические трудности.

На основе полученных результатов был разработан вариант антенны-аппликатора, которая позволяет повысить чувствительность радиотермометра за счет исключения заполнения резонатора диэлектриком с высоким значением диэлектрической проницаемости и одновременно улучшить технологичность антенны (упрощение изготовления).

Технический результат достигается тем, что в антенне, содержащей отрезок волновода, имеющего один закрытый и противоположный открытый или закрытый конец и систему возбуждения электромагнитных волн, соединенную с входной частью микроволнового радиотермометра, закрытый конец волновода, контактирующий с биологическим объектом, содержит щель, возбуждающее устройство, выполненное в виде коаксиального кабеля, соединенного внешним и внутренним проводниками с противоположными сторонами щели. Отрезок волновода заполнен воздухом. Щель выполнена в виде двух секторов, соединенных вершинами.

Моделировалась антенна со следующими геометрическими размерами, параметрами диэлектрического материала пластины, и параметрами биологической среды:

- Длина антенны: 33.80 мм.
- Диаметр: 40 мм
- Частота моделирования принималась равной от 500 до 1000 МГц.
- Параметр среды:  $\epsilon=53$ ,  $\sigma=0,66$  См/м.

На рис. 5 показана расчетная модель антенны, выполненная в среде электродинамического моделирования.

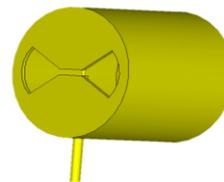


Рис. 5. Антенна-аппликатор для измерения температуры внутренних тканей биологического объекта

Работа представленной антенны-аппликатора осуществляется следующим образом. Антенна-аппликатор устанавливается на теле пациента. Выход антенны-аппликатора присоединен к входу радиотермометра (на чертеже не показан), осуществляющего измерение интенсивности радиотеплового излучения биологического объекта. Электромагнитная энергия, поступающая от

биологического объекта, поступает на щель 3 (рис. 6). Затем электромагнитная энергия поступает в систему возбуждения в виде коаксиального кабеля 4 и далее подается на вход приемной системы радиотермометра для регистрации и измерения интенсивности. Прием внешних излучений волноводом со стороны 5, противоположной торцевой стенке 2 со щелью 3 отсутствует, т.к. волновод имеет размеры поперечного сечения меньше критических значений (например, Марков Г.Т., Петров Б.М., Грудинская Г.П. Электродинамика и распространение радиоволн. М.: Сов. Радио 1979 г).

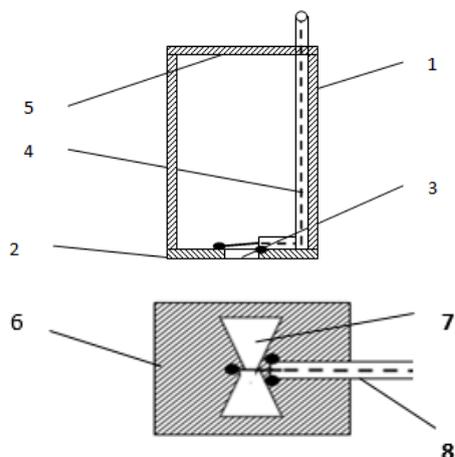


Рис. 6. Антенна-аппликатор для измерения температуры внутренних тканей биологического объекта

Разработанная антенна-аппликатор позволяет повысить чувствительность радиотермометра за счет исключения заполнения диэлектриком с высоким значением диэлектрической проницаемости материала и одновременно улучшает технологичность (за счет упрощения изготовления, вследствие исключения диэлектрика с высокой диэлектрической проницаемости).

## II. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Приведенные в настоящей работе результаты указывают на предпочтительность использования антенн магнитного типа в сравнении с излучателями электрического типа.

Применение антенн магнитного типа создают трудности при согласовании в широкой полосе частот по сравнению с антеннами электрического типа. Поэтому предполагается, что наиболее эффективными и легкими в конструктивном плане являются антенны, сочетающие в себе свойства излучателей как электрического, так и магнитного типов.

Подтверждены результаты, полученные расчетным путем с помощью электродинамического моделирования.

Разработана антенна-аппликатор для измерения температуры внутренних тканей биологического объекта.

Настоящая работа носит оценочный характер и для более точных и правильных результатов необходимо учесть многослойность структуры тканей человеческого организма.

По результатам работы была сформирована заявка на патент на изобретение.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] Barrett A.H., Myers P.C. Subcutaneous temperature: a method of noninvasive sensing // Science. 1975. V. 90. P. 669-671.
- [2] Троицкий В.С. К теории контактных радиометрических измерений внутренней температуры тел // Известия высших учебных заведений. Радиофизика. 1981. Т. 24, № 9. С. 1054-1061.
- [3] Троицкий В. С., Белов И. Ф., Горбачев В. П. и др. О возможности использования собственного теплового СВЧ радиоизлучения тела человека для измерения температуры его внутренних органов. // УФН. 1981. Т.134.
- [4] Гуляев Ю.В., Годик Э.Э. Физические поля биологических объектов // Вестник АН СССР. Серия физическая. 1983. № 8. С. 118-125.
- [5] Веснин С.Г. Микроволновая радиотермометрия – национальное достояние России. Электр. ресурс <http://www.medbusiness.ru/178.php>
- [6] Вайсблат А.В. Медицинский радиотермометр РТМ-01-РЭС // Биомедицинские технологии и радиоэлектроника. 2001. № 8. С. 3-9.
- [7] Седанкин М.К. Антенны-аппликаторы для радиотермометрического исследования тепловых полей внутренних тканей биологического объекта: дисс. канд. техн. наук /МГТУ им. Э. Баумана, М. 2013. 247 с.
- [8] Пат. РФ № 2562025 / Седельников Ю.Е., Никишина Д.В., Халикова К.Н. Антенна-аппликатор для неинвазивного измерения температуры внутренних тканей биологического объекта. Оpubл. 10.09.2015; Бюл. №

# Антенна С-диапазона с переключаемой диаграммой направленности на основе коммутируемых пассивных излучающих элементов

О. П. Егоров<sup>1</sup>, В. М. Тургалиев<sup>2</sup>, А. А. Джичошвили<sup>3</sup>

ООО «Авиателекоминвест»

Санкт-Петербург, Россия

<sup>1</sup>o.egorov@aviatelecominvest.com, <sup>2</sup>v.turgaliev@aviatelecominvest.com,

<sup>3</sup>a.dzhichoshvili@aviatelecominvest.com

**Аннотация.** Представлены результаты разработки антенны С-диапазона вертикальной поляризации с переключаемой в горизонтальной плоскости диаграммой направленности на основе пассивных излучающих элементов, коммутируемых с помощью рpн-диодов. Антенна представляет собой несимметричный вибратор с расположенными вокруг него пассивными излучающими элементами, включение которых с помощью изменения состояния рpн-диодов позволяет формировать диаграмму направленности в требуемом направлении в горизонтальной плоскости для обеспечения кругового обзора. В предлагаемой конструкции антенны часть пассивных элементов расположена на расстоянии менее четверти длины волны от несимметричного вибратора, что позволяет без увеличения габаритов антенны обеспечить уменьшение ширины диаграммы направленности и уровня заднего излучения. Приведены результаты измерений характеристик макета антенны, подтверждающие эффект от предлагаемого технического решения.

**Ключевые слова:** ESPAR антенна; антенна с пассивными излучающими элементами; переключаемая диаграмма направленности; антенна системы контроля и управления БПЛА

## I. ВВЕДЕНИЕ

Антенны с переключаемой диаграммой направленности (ДН) с использованием пассивных элементов, обеспечивающие сканирование в горизонтальной плоскости, широко используются в различных системах связи, где требуется адаптация к направлению прихода и условиям распространения сигнала. В англоязычной литературе для таких антенн используется термин ESPAR (electronically steerable parasitic array radiator) antenna. В работах [1], [2], [3] показаны антенны вертикальной поляризации с переключаемой ДН в горизонтальной плоскости, состоящие из монополя, расположенного в центральной части металлической поверхности, и пассивных элементов, расположенных вокруг него на расстоянии около  $0.25 \lambda$ , где  $\lambda$  – длина волны на центральной частоте рабочего диапазона. Питание подается на вход монополя, при этом за счет изменения реактивных нагрузок пассивных элементов регулируется связь с пассивными элементами и осуществляется формирование ДН в определенном направлении.

Также известны, описанные в работах [4], [5], антенны горизонтальной поляризации с переключаемой ДН в горизонтальной плоскости на основе антенн Уда-Яги. Для питания антенны используются скрещенные вибраторы. Пассивные вибраторы в зависимости от состояния присоединенных к ним реактивных нагрузок выполняют функцию директора или рефлектора. Управление ДН осуществляется путем изменения состояния этих нагрузок.

В предлагаемой конструкции антенны с переключаемой ДН сочетается использование вертикально расположенных монополей для обеспечения вертикальной поляризации и использование принципа функционирования антенны Уда-Яги для уменьшения ширины диаграммы направленности и уровня заднего излучения, а также для создания дополнительных возможностей по управлению ДН без увеличения габаритов антенны.

Предлагаемая антенна разрабатывалась для применения в системе контроля и управления БПЛА. Преимуществами для системы при использовании предложенной антенны является увеличение дальности действия за счет увеличения коэффициента усиления антенны, а также повышение помехоустойчивости за счет сужения ДН и уменьшения уровня заднего излучения в направленном режиме по сравнению с всенаправленными антеннами типа четвертьволновый вибратор.

## II. ОПИСАНИЕ КОНСТРУКЦИИ АНТЕННЫ

Антенна представляет собой антенную решетку, состоящую из активного элемента с расположенными вокруг него 12-ю пассивными элементами, 6 из которых выполняют функцию рефлекторов и 6 – функцию директоров. Общий вид антенны показан на рис. 1. Активный элемент антенной решетки представляет собой несимметричный четвертьволновый вибратор, питаемый коаксиальной линией. Одним плечом вибратора является тонкий металлический штырь высотой около  $0.25 \lambda$ , который является продолжением центрального проводника коаксиальной линии. Вторым плечом вибратора является круглый металлический полигон диаметром около  $0.85 \lambda$ , выполненный на нижней печатной плате и соединенный с внешним проводником коаксиальной линии.

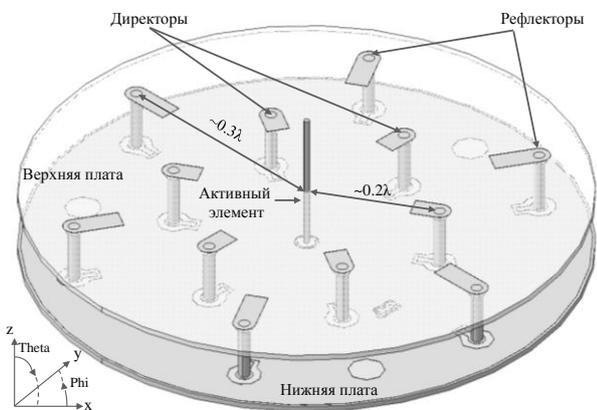


Рис. 1. Общий вид 12-элементной антенны

Шесть пассивных элементов расположены параллельно вибратору на расстоянии от него около  $0.3\lambda$  с шагом  $60$  градусов в горизонтальной плоскости. Пассивные элементы имеют г-образную форму и состоят из тонкого металлического штыря высотой  $0.1\lambda$  и металлической полоски, являющейся частью топологии верхней печатной платы. На нижней печатной плате предусмотрены контактные площадки для включения рin-диодов между полигоном земли и штырем пассивного элемента. При переводе рin-диода в открытое состояние пассивный элемент замыкается на металлический полигон печатной платы и возбуждается полем активного элемента, при этом поля в дальней зоне от пассивного и активного элементов складываются синфазно в направлении активного элемента. Таким образом, короткозамкнутый пассивный элемент выполняет функцию рефлектора.

Другие шесть пассивных элементов расположены на расстоянии около  $0.2\lambda$  от четвертьволнового вибратора с шагом  $60$  градусов в горизонтальной плоскости. Эта группа пассивных элементов расположена относительно группы рефлекторов со сдвигом  $30$  градусов в горизонтальной плоскости, имеет аналогичную конструкцию и отличается меньшей длиной металлической полоски в топологии верхней печатной платы. За счет меньшей длины и меньшего расстояния от вибратора при возбуждении такого пассивного элемента, поля в дальней зоне от пассивного и активного элементов складываются синфазно в направлении пассивного элемента. Соответственно, такой пассивный элемент выполняет функцию директора.

При формировании всенаправленной диаграммы в горизонтальной плоскости все диоды переводятся в закрытое состояние. При формировании направленной ДН используются одновременно два рефлектора и один директор, ориентированный в противоположном от рефлекторов направлении в горизонтальной плоскости. Диоды, соединенные с этими элементами переводятся в открытое состояние, остальные диоды остаются закрытыми. Переключение диаграмм для обеспечения кругового обзора возможно с шагом положения максимума ДН антенны  $60$  град., а ширина ДН по уровню  $3\text{дБ}$  в горизонтальной плоскости составляет около  $130$  град. Возможно также использование других комбинаций пассивных элементов, задействованных для формирования ДН. Например, при использовании четырех рефлекторов и одного директора можно обеспечить уменьшение ширины ДН в горизонтальной плоскости до величины около  $110$  градусов.

Существенным образом влияют на формируемые ДН параметры рin-диодов. Важными требованиями являются низкая емкость и высокое значение действительной части входного сопротивления диода в закрытом состоянии, низкая индуктивность и низкое значение активного сопротивления диода в открытом состоянии в рабочем диапазоне частот. Для применения в составе антенны были выбраны рin-диоды SMP1340-040LF фирмы Skyworks. На частоте  $5050$  МГц в закрытом состоянии диод имеет емкость около  $0.162$  пФ и величину действительной части входного сопротивления около  $852$  Ом, в открытом состоянии индуктивность составляет  $0.419$  нГн и величина активного сопротивления составляет около  $1.13$  Ом. Параметры эквивалентной схемы диодов получены из S-параметров, предоставленных производителем.

Управление переключением ДН происходит через внешний микроконтроллер, который по интерфейсу I2C передает код управления на микросхемы PCA9534ARGTR, расположенные с обратной стороны нижней платы. К портам ввода/вывода микросхем подключены диоды VD через токоограничительные резисторы  $R = 270$  Ом и разделительные индуктивности  $L = 15$  нГн серии LQW18AN фирмы Murata, как показано на рис.2. При подаче  $3.3$  В с порта микросхемы через диод протекает постоянный ток около  $10$  мА, тем самым обеспечивая его открытое состояние на СВЧ и замыкая пассивный элемент на полигон земли на нижней плате. Стоит отметить, что при отключении питания антенна переходит во всенаправленный режим и продолжает функционировать.

### III. РЕЗУЛЬТАТЫ ИЗМЕРЕНИЙ

С целью оценить эффект от введения дополнительных пассивных элементов изготовлено два макета антенны: с 12-ю пассивными элементами, 6 из которых выполняют функцию рефлекторов и 6 – директоров, и с 6-ю пассивными элементами, которые выполняют функцию рефлекторов. В первом случае для формирования ДН одновременно используются три пассивных элемента – два рефлектора и один директор. Во втором случае одновременно используются два пассивных элемента.

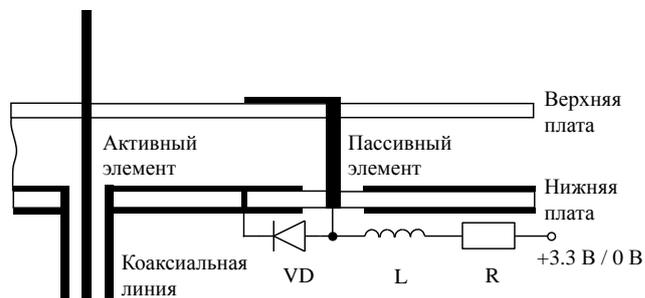


Рис. 2. Схема подключения диода к пассивному элементу

Графики расчетных и измеренных частотной зависимости коэффициентов отражения на входе 6- и 12-элементной антенны во всенаправленном и направленном режимах представлен на рис. 3 и рис. 4 соответственно. Уровень коэффициента отражения в рабочей полосе частот  $5\text{-}5.3$  ГГц для 6-элементной антенны не превышает минус  $8.5$  дБ, а для 12-элементной – минус  $10.5$  дБ.

Расчетные и измеренные ДН 6-элементной и 12-элементной антенны в направленном режиме на частотах  $5.05$  ГГц представлены на рис. 5. Уровень

заднего излучения для измеренных ДН значительно превышает расчетный. Исследование зависимости измеренной ДН от частоты показало, что при сохранении приемлемой формы ДН наилучшие по уровню заднего излучения ДН антенн наблюдаются на частоте 5.2 ГГц. Смещение оптимальных характеристик ДН выше по частоте на величину около 3% от расчетной связано с погрешностью изготовления, разбросом номиналов пассивных SMD компонентов и параметров рpn-диодов. На рис. 6 показаны расчетные ДН 6-элементной и 12-элементной антенны в направленном режиме

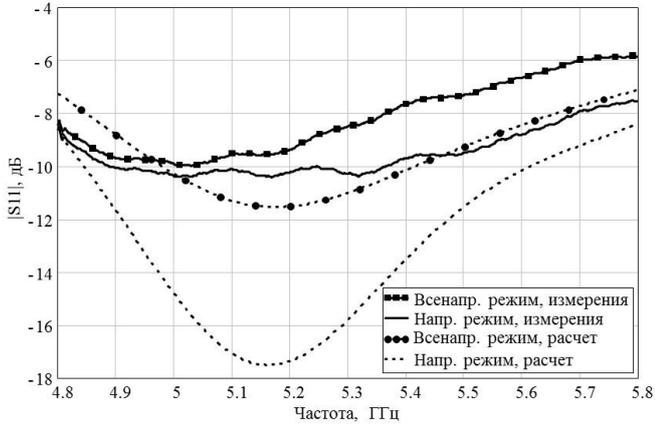


Рис. 3. Коэффициент отражения от входа 6-элементной антенны

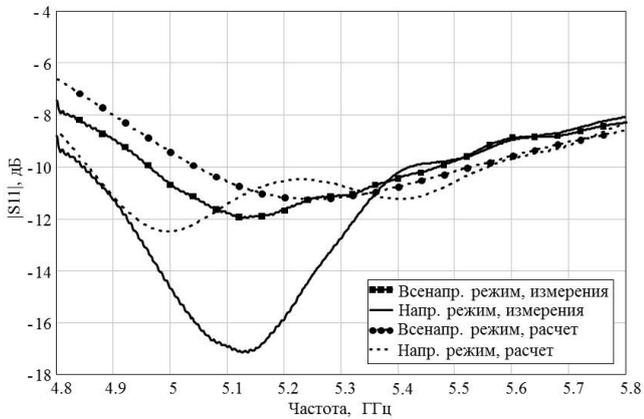


Рис. 4. Коэффициент отражения от входа 12-элементной антенны

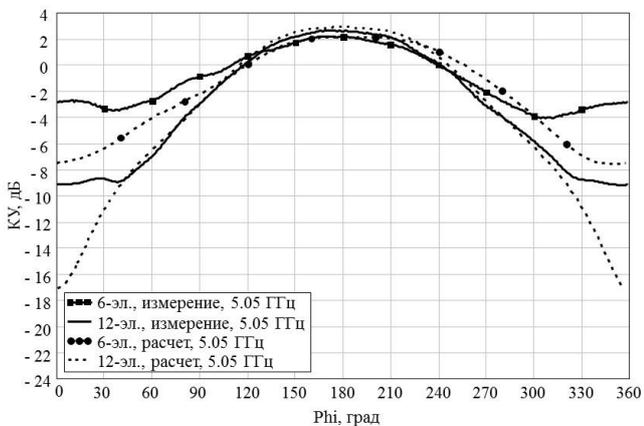


Рис. 5. Расчетные и измеренные ДН в горизонтальной плоскости 6-элементной и 12-элементной антенн в направленном режиме на частоте 5.05 ГГц

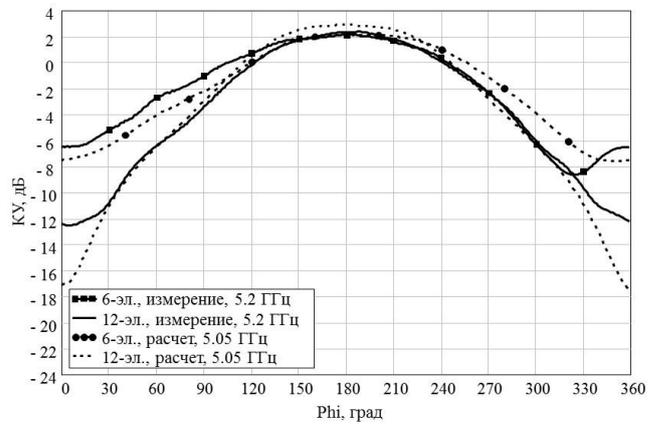


Рис. 6. Расчетные ДН в горизонтальной плоскости 6-элементной и 12-элементной антенн в направленном режиме на частоте 5.05 ГГц и измеренные ДН на частоте 5.2 ГГц

на частоте 5.05 ГГц и измеренные ДН на частоте 5.2 ГГц. С учетом сдвига по частоте наблюдается хорошее совпадение измеренных и расчетных ДН.

По результатам измерений 6-элементной антенны в направленном режиме максимальное значение КУ составляет 2.1 дБ, при этом ширина ДН равна 161 град., а отношение вперед/назад – 8.6 дБ. При этом расчетное значение КУ составляет 2.1 дБ, ширина ДН – 159 град., отношение вперед/назад – 9.6 дБ. Для 12-элементной антенны максимальный КУ составляет 2.3 дБ, при этом ширина ДН равна 134 град., а отношение вперед/назад – 14.6 дБ. При этом расчетное значение КУ составляет – 2.9 дБ, ширина ДН – 136 град., отношение вперед/назад – 20.2 дБ. Несмотря на то, что полученное значение отношения вперед/назад для 12-элементной антенны на 5.6 дБ меньше расчетного, 12-элементная антенна превосходит 6-элементную по отношению вперед/назад на 6 дБ. В таблице приведены измеренные значения параметров ДН 6-элементной и 12-элементной

ПАРАМЕТРЫ ДН В ГОРИЗОНТАЛЬНОЙ ПЛОСКОСТИ.

| Частота, ГГц | КУ в макс., дБ |        | Отношение вперед/назад, дБ |        | Ширина ДН, град. |        |
|--------------|----------------|--------|----------------------------|--------|------------------|--------|
|              | 6-эл.          | 12-эл. | 6-эл.                      | 12-эл. | 6-эл.            | 12-эл. |
| 5            | 1.9            | 2.1    | 3                          | 8      | 155              | 134    |
| 5.05         | 2.3            | 2.5    | 4.8                        | 10.7   | 149              | 132    |
| 5.1          | 2.2            | 2.6    | 4.4                        | 11.5   | 153              | 133    |
| 5.15         | 1.8            | 2.6    | 6.9                        | 15.2   | 166              | 132    |
| 5.2          | 2.1            | 2.3    | 8.6                        | 14.6   | 161              | 134    |
| 5.25         | 2              | 2.2    | 8                          | 11.1   | 177              | 130    |
| 5.3          | 1.7            | 1.8    | 11.4                       | 9.7    | 186              | 119    |

антенн для различных частот. В диапазоне частот от 5.05–5.25 ГГц 12-элементная антенна превосходит 6-элементную по всем параметрам, представленным в таблице. При этом для 6-элементной антенны становятся неприемлемыми на частоте 5 ГГц – отношение вперед/назад, а на частоте 5.3 ГГц – критически увеличивается ширина ДН.

Измеренные ДН 12-элементной антенны на частоте 5.2 ГГц для 6-ти положений ДН в направленном режиме и ДН во всенаправленном режиме приведены на рис. 7. Значение КУ в максимуме ДН в различных положениях варьируется от 2.4 до 2.6 дБ, ширина ДН – от 118 до 140 град. и отношение вперед/назад – от минус 14.1 дБ до минус 15.9 дБ. ДН пересекаются по уровню от минус

0.4 дБ до минус 0.7 дБ от максимума, обеспечивая круговой обзор. КУ во всенаправленном режиме принимает значения от 0 до минус 1 дБ.

Измеренная и расчетная ДН в вертикальной плоскости для 12-элементной антенны в направленном режиме представлены на рис.8. Максимум расчетной ДН смещен из горизонтальной плоскости и достигается при угле места  $\Theta=60$  град. Значение КУ в максимуме расчетной ДН составляет 4 дБ. Максимум измеренной ДН расположен в направлении  $\Theta=88$  град., КУ в максимуме измеренной ДН составляет 2.5 дБ.

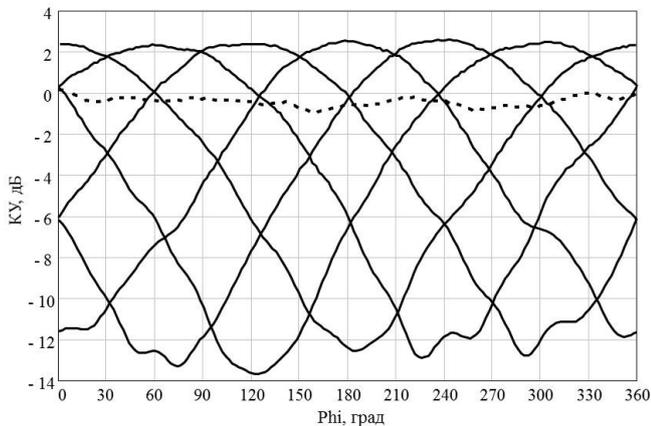


Рис. 7. Измеренные ДН в горизонтальной плоскости 12-элементной антенны для 6-ти положений в направленном режиме (сплошной линией) и во всенаправленном режиме (пунктирной линией) на частоте 5.2 ГГц

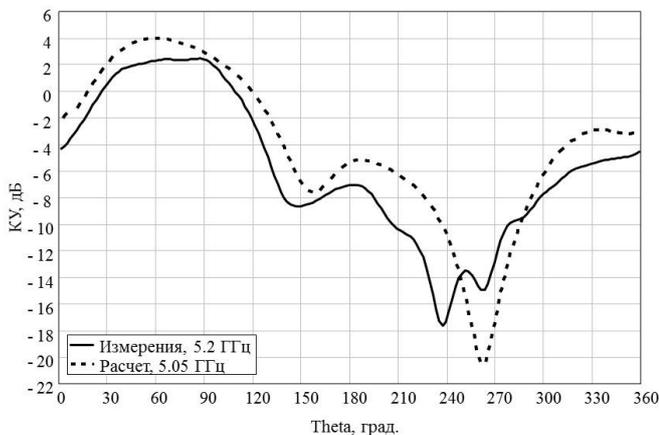


Рис. 8. Расчетная ДН в вертикальной плоскости 12-элементной антенны в направленном режиме на частоте 5.05 ГГц и измеренная ДН на частоте 5.2 ГГц

В целом, измеренная ДН хорошо согласуется с расчетной. Ширина ДН для расчетной и измеренной ДН в вертикальной плоскости по уровню минус 3 дБ от максимума составляет около 90 град.

#### IV. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Разработана антенна С-диапазона с переключаемой ДН на основе коммутируемых пассивных излучающих элементов, которая может применяться в системе контроля и управления БПЛА. Переключение положений ДН антенны осуществляется с помощью изменения состояния рpn-диодов. Введение дополнительных коммутируемых пассивных излучающих элементов позволило в направленном режиме уменьшить ширину ДН и уровень заднего излучения без увеличения габаритов антенны, что подтверждено результатами измерений.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] Schlub R., Lu J., and Ohira T. Seven-element ground skirt monopole ESPAR antenna design from a genetic algorithm and the finite element method // *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. 2003. Vol. 51(11). P. 3033–3039.
- [2] Burtowy M., Rzymowski M., Kulas L. Low-profile ESPAR antenna for RSS-based DoA estimation in IoT applications // *IEEE Access*. 2019. Vol. 7. P. 17403-17411.
- [3] Kausar S., Kausar A. and Mehrpouyan H. Design of Miniaturized ESPAR Antenna for Next Generation Communication Systems // *2019 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation and USNC-URSI Radio Science Meeting*, 7-12 July. Atlanta, 2019.
- [4] Lee S.-J., Kim K., Han S.-M. Planar ESPAR antenna based on Yagi-Uda array design for space diversity applications // *2015 Asia-Pacific Microwave Conference (APMC)*, 6-9 December. Nanjing, 2015.
- [5] Lee S.-J., Yoon W.-S., Han S.-M. Planar beam steerable parasitic array antenna system design based on the Yagi-Uda design method // *International Journal of Antennas and Propagation*. 2019. Vol. 2019. P. 1-9.

# Unit-Cell versus Finite Array Approaches for Antenna Array Design

Vladimir I. Litun  
*Ansys*  
 Moscow, Russia  
 vladimir.litun@ansys.com

Hawal Rashid  
*Ansys*  
 Gothenburg, Sweden  
 hawal.rashid@ansys.com

Elena V. Komissarova  
*Bauman Moscow State Technical  
 University*  
 Moscow, Russia  
 komissarovaev@bmstu.ru

**Abstract**—In this paper, a discussion on modern simulation-based design approaches for antenna arrays is carried out. For both unit-cell (Floquet analysis) and finite array problems, the main advantages and strengths, as well as their limitations, are highlighted. Also, for both simulation methods, their capabilities for direct comparison with measured dataset are evaluated. Some practical considerations and conclusions are illustrated employing classical and real-life cases.

**Keywords**—antenna array, unit-cell, finite array, antenna design

## I. INTRODUCTION

Antenna arrays design is a complicated process, where various numerical techniques can be adopted for analysis and optimization. The choice of workflow and final goals are multifarious, which strongly depends on the application area.

Nevertheless, there are only two general approaches for a radiating element analysis: as a unit-cell (UC) of an infinite array (a Floquet problem, including multiport and multi-element cases) or as a part of a finite antenna array. The first approach is well known. It helps to analyze the dependency of the antenna element's characteristics (including active reflection coefficient or scattering matrix, and radiated fields) versus the beam scanning direction in a frequency range. The main disadvantages of this approach are related to the fact that it is valid only for very large arrays' unit-cells, and these characteristics cannot be directly measured at the experimental stage.

The finite antenna array (FAA) analysis is most flexible simulation technique, which has fewest computational assumptions and allows most complex geometries. The FAA simulations provide the same type of output datasets as in the measurement laboratory, which enables direct comparisons between simulation and measurements. The finite antenna array analysis requires more computational resources in comparison to a single unit cell approximation (no edge effects, identical antenna characteristics for all elements etc.). Several modern numerical techniques, such as the domain decomposition method (DDM), help to reduce the total memory footprint. The DDM is inherently more memory efficient than the direct solver since a series of smaller matrices are needed to be solved compared to a large matrix.

The comparison between datasets obtained using UC (with additional post-processing) and FAA analysis with the measured data for a waveguide array and a low-profile antenna array with integrated band-gap structure together with the post-processing procedure for the UC analysis is discussed in next sections.

## II. REFERENCE ANTENNA ARRAYS

To compare simulated and measured datasets, two antenna array designs have been chosen. Both antenna arrays have skew-angular (triangular) lattice, because this case is more complicated in comparison to planar arrays with rectangular lattice at the analysis stage as well as for the post-processing.

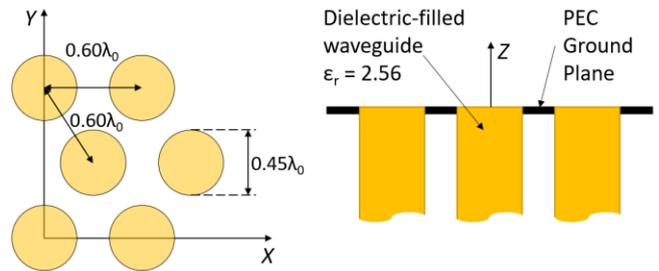


Fig. 1. Waveguide antenna array from [1]

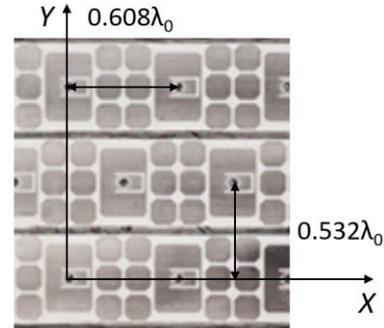


Fig. 2. Low-profile antenna array from [2]

### A. Waveguide Antenna Array

The first antenna array is based on circular waveguides (Fig. 1), has a hexagonal lattice, and taken from the classical paper [1]. This paper is also employed as a reference example in [3], which presents a post-processing procedure for reflection and coupling coefficients extraction from the UC analysis results. The post processing procedure is discussed in the Section III.

### B. Low-Profile Printed Antenna Array

As an example of real-life case, a low-profile cavity-backed antenna array with small-element EBG structure (Fig. 2) has been chosen [2]. Experimental data for this antenna array is available in [4].

### III. POST-PROCESSING FOR A UNIT-CELL ANALYSIS RESULTS

The procedure for the extraction of reflection and coupling coefficients from UC's active scattering coefficients dataset calculated in the sin-space is presented in [3]. To simplify the post-processing, the resulting equation has been derived in the normalized coordinate system. In Fig. 3, one can find a description for the coordinate systems and the definition for geometrical parameters. Also, some coefficients have another naming in comparison to [3].

After the numerical simulation, we are starting with the datasets for active scattering coefficients (reflection and coupling coefficients for multiport, multimode, or multielement UC) obtained as the result of numerical analysis with the beam scanning over the sin-space. At this stage, it should be highlighted that one of the most popular numerical FEM-solvers Ansys HFSS can employ sin-space coordinates directly for the definition of the UC's periodic boundary conditions.

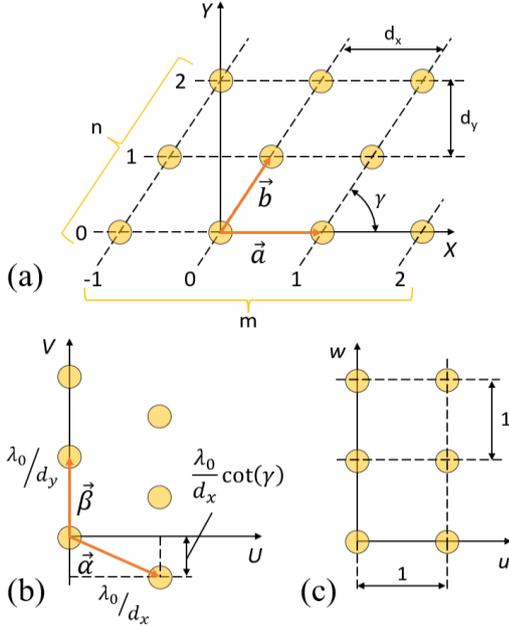


Fig. 3. Lattices: a) antenna array's lattice, 2) the reciprocal skew-angular lattice in the UV-space, c) normalized coordinate system uw

In Fig. 3 and the equations below, the coordinates of the sin-space are named as U and V ( $U = \sin(\theta_{SC})\cos(\varphi_{CS})$  and  $V = \sin(\theta_{SC})\sin(\varphi_{CS})$ , where  $\theta_{SC}$  and  $\varphi_{CS}$  are scan angles in the global spherical coordinate system with the vertical axis).

In the general case of a multiport, multimode or multielement unit-cell design, we can derive UC's scattering coefficients from the scattering matrix of the infinite antenna array as

$$\dot{S}_{ij}^{UC} U, V = \sum_m \sum_n \dot{S}_{(0,0) m, n}^{(i) j} \times \exp jk_0 [Umd_x + Und_y \cot \gamma + Vnd_y] \quad (1)$$

where  $\dot{S}_{ij}^{UC} U, V$  characterizes reflection (if  $i = j$ ) and coupling (if  $i \neq j$ ) coefficients of the UC as a part of the infinite antenna array, and  $\dot{S}_{(0,0) m, n}^{(i) j}$  is the coupling coefficient within the antenna array between the port (mode) 'j' of the UC in the column 'm' and the row 'n' and the port (mode) 'i' of the central (reference) UC '(0,0)'.

Then, according to [3], we can use the substitution  $V = W - U \cot \gamma$  to simplify (1):

$$\dot{S}_{ij}^{UC} U, W = \sum_m \sum_n \dot{S}_{(0,0) m, n}^{(i) j} \exp jk_0 [Umd_x + Wnd_y] \quad (2)$$

Also, we can re-write (2) in the normalized coordinate system uw to minimize the number of geometrical parameters in the resulting equation by substituting

$$U = \frac{\lambda_0}{d_x} u, W = \frac{\lambda_0}{d_y} w, k_0 = \frac{2\pi}{\lambda_0}.$$

The final form of the equation (2) becomes

$$\dot{S}_{ij}^{UC} u, w = \sum_m \sum_n \dot{S}_{(0,0) m, n}^{(i) j} \exp j2\pi um + wn \quad (3)$$

Since the infinite array is a periodic structure, we can extract reflection and coupling coefficients within its finite region by integrating the corresponding UC's scattering coefficients over the complete period of the "reciprocal lattice" in the UV-space, which is simpler to do in the normalized uw-coordinate system:

$$\dot{S}_{(0,0) m, n}^{(i) j} = \int_{-0.5}^{0.5} \int_{-0.5}^{0.5} \dot{S}_{ij}^{UC} u, w \exp -j2\pi um + wn \, dudw \quad (4)$$

Typically, the numerical simulation can provide uniformly spaced discrete dataset for UC's scattering coefficients with sampling steps of  $\Delta_u$  and  $\Delta_w$ . In this case, (4) could be calculated as the discrete Fourier transform:

$$\dot{S}_{(0,0) m, n}^{(i) j} \approx \Delta_u \Delta_w \sum_{p=-M/2}^{M/2} \sum_{q=-N/2}^{N/2} \dot{S}_{ij}^{UC} p \Delta_u, q \Delta_w \times \exp -j2\pi p \Delta_u m + q \Delta_w n \quad (5)$$

The general idea and the resulting equation above are equivalent to that given by McGrath in [3]. The main difference is the normalized coordinate system employed for post-processing to simplify the procedure and exclude all geometrical parameters from the equation.

### IV. FINITE ARRAY ANALYSIS

The full wave finite array approach enables the user for arbitrary analysis that can directly be compared with measured quantities such as reflection, and coupling coefficients, radiation patterns to mention a few. In practice, the explicit analysis of a finite array can become time-consuming for large or complex geometries [5] and typically requires significant computation resources. However, a finite array can be considered as an antenna array of one or more UCs. Ansys has developed a breakthrough technology, known as 3D Component Array (3D-CA), that enables the accurate and efficient simulation of antenna arrays. Whether solving complex, electrically large antenna arrays, or relatively simple antenna arrays, this technology enables fast simulation without compromising on accuracy. 3D-CA enhances the simulation process offering a robust and scalable solution for modeling realistic arrays while capturing finite array truncation effects [6].

## V. ANALYSIS AND POST-PROCESSING RESULTS

In this section, one can find results of the post-processing for the unit-cell analysis and 3D-CA resulting datasets as well. For the UC analysis, the quality of results and the influence of sampling are discussed. UC analysis has been performed considering the symmetry. Basic sampling steps for  $u$  and  $w$  are  $\Delta_u = \Delta_w = 0.01$ .

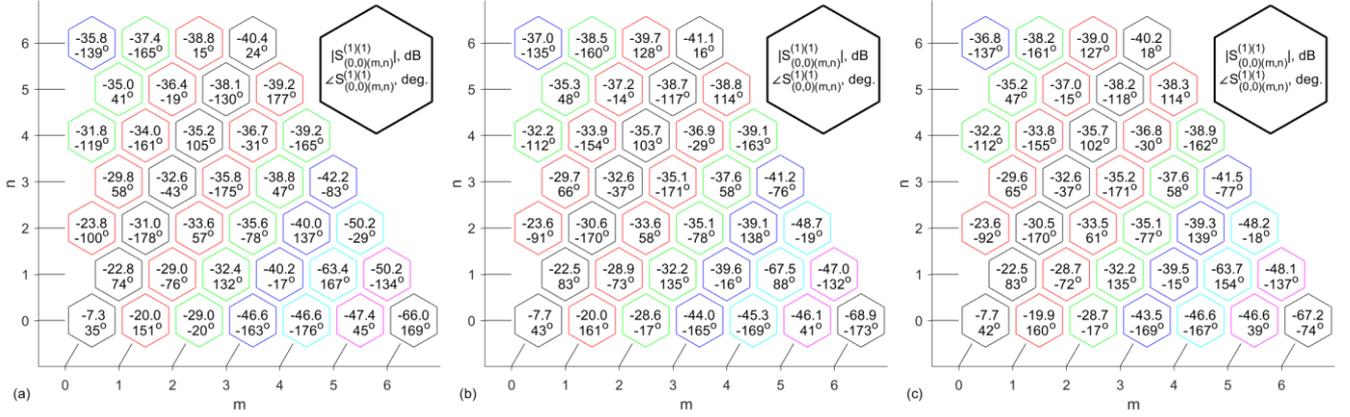


Fig. 4. S-parameters for the waveguide antenna array: a) experimental data from [1], b) UC post-processing, c) 3D-CA

The influence of sampling step for 7 UCs in the central row ( $n = 0$ ) and column ( $m = 0$ ) is shown in the Fig. 5. The sampling steps along  $u$  and  $w$  are equal  $\Delta_u = \Delta_w = \Delta$ .

The UC's post-processing datasets confirm the expected behavior. With the decreasing of sampling steps, the precision of the resulting coefficients grows. Coefficients with smaller magnitudes require denser sampling. Also, we can conclude that with the sampling step above 0.04, the instability of results dramatically increases. Results display fine stability and convergence for  $\Delta = 0.02$  (about 1300 samples). At least more than 300 simulations (considering symmetry) for the UC should be performed to get enough samples ( $\Delta = 0.04$ ).

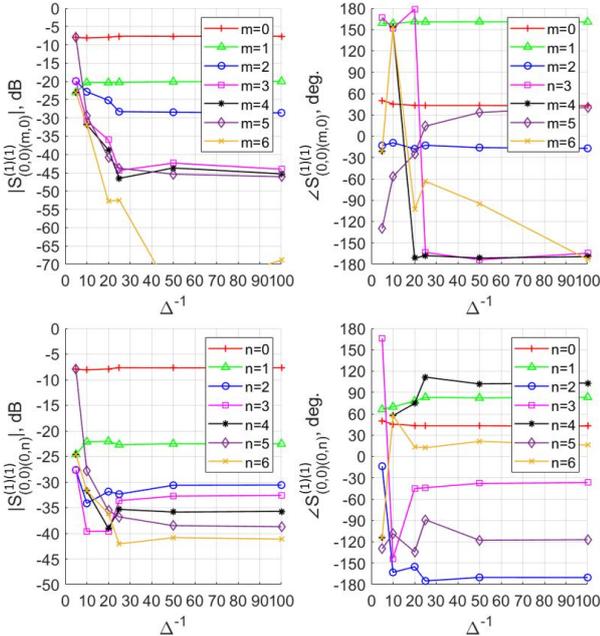


Fig. 5. Magnitudes and phases of coupling coefficients within the row  $n = 0$  and the column  $m = 0$  of the waveguide antenna array

## A. Waveguide Antenna Array

Unfortunately, in the original paper [1], the measured data is presented only for a single mode (along y-axis), while the orthogonal mode and coupling between them are not discussed. The measured S-parameters from [1] are presented in the Fig. 4a. As a result, the comparison with measurements is performed only for one of the modes for the UC (Fig. 4b) and 3D-CA (Fig. 4c). Here, we can see that the results are in a good matching. As expected, the most significant difference, especially for the phase, could be noticed for coefficients with very low magnitudes ( $-45$  dB and below).

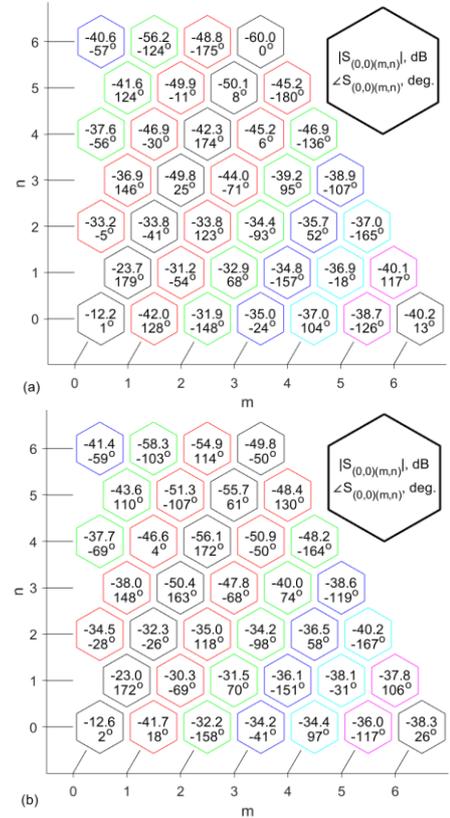


Fig. 6. Resulting S-parameters for the low-profile antenna array: a) UC post-processing, b) 3D-CA

## B. Low-Profile Printed Antenna Array

Since the UC has only a single port in this design, all the superscripts identifying ports are hidden in figures.

The comparison of datasets derived from the UC analysis and 3D-CA simulation is shown in the Fig. 6. Results with the magnitude above  $-35$  dB are mainly in a good matching,

while coefficients with magnitudes below -40 dB in several cases have significant difference. Despite the fact of surface wave existence in printed antenna arrays, the obtained reflection and coupling coefficients with the different techniques are comparable.

The influence of sampling step in the case of the low-profile antenna array for 7 UCs in the central row ( $n = 0$ ) and column ( $m = 0$ ) is shown in the Fig. 7. The sampling steps along  $u$  and  $w$  are equal ( $\Delta_u = \Delta_w = \Delta$ ).

In the case of the printed antenna array, we can see approximately the same behavior of results' stability and convergence as for the waveguide antenna array.

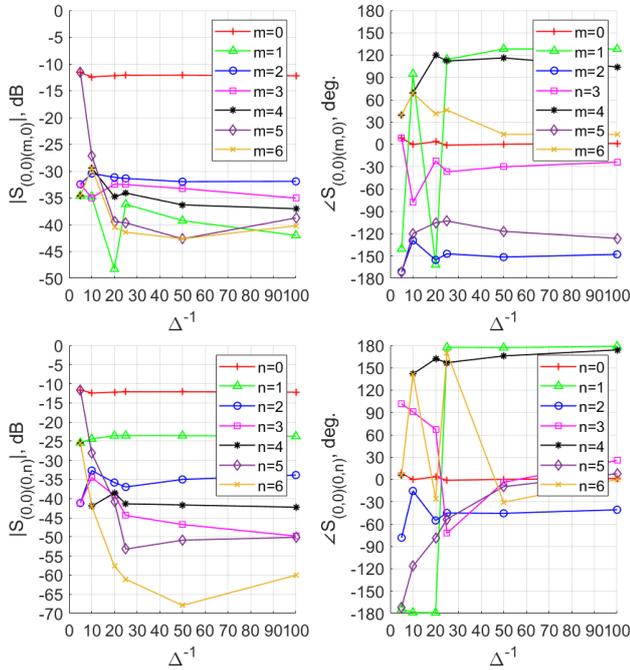


Fig. 7. Magnitudes and phases of coupling coefficients within the row  $n = 0$  and the column  $m = 0$  of the low-profile antenna array

## VI. CONCLUSIONS

Reflection and coupling coefficient for a finite part of the large (or infinite) antenna array could be successfully obtained using UC analysis with post-processing and using 3D-CA.

The UC analysis should be performed for hundreds (or thousands) of beam scanning directions in the UV-space. Each simulation is relatively fast and requires a much lower RAM than for a finite array. However, the total analysis time is long due to the number of UV points. As a result, 3D-CA analysis is faster but requires more RAM.

## REFERENCES

- [1] H. Steyskal, "Mutual coupling analysis of a finite planar waveguide array" *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. AP-22, pp. 594-597, Jul. 1974.
- [2] A. R. Vilenskiy, V. I. Litun and K. V. Lyulyukin, "Wideband Beam Steering Antenna Array of Printed Cavity-Backed Elements With Integrated EBG Structure," in *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 18, no. 2, pp. 245-249, Feb. 2019.
- [3] D. T. McGrath, "Calculation of Coupling Coefficients for Arrays With Skewed Lattices From Infinite Array Scan Reflection Data," in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 55, no. 7, pp. 2116-2119, July 2007.
- [4] V. Litun, K. Lyulyukin, A. Vilenskiy and S. Chernyshev, "Experimental Study of a Low-profile Wideband Antenna Array Unit Cell with Integrated EBG Structure," 2019 *PhotonIcs & Electromagnetics Research Symposium - Spring (PIERS-Spring)*, 2019, pp. 1378-1382.
- [5] M.-J. Jin, *The Finite Element Method in Electromagnetics*, Wiley-IEEE Press, vol. 876, 2014.
- [6] [www.ansys.com](http://www.ansys.com)

# Reflectarray Antenna with Mechanical Beam Steering

Svyatoslav V. Ballandovich

*Saint Petersburg Electrotechnical  
University "LETI"*  
St. Petersburg, Russia  
svballandovich@etu.ru

Mikhail I. Sugak

*Saint Petersburg Electrotechnical  
University "LETI"*  
St. Petersburg, Russia  
misugak@etu.ru

Grigory A. Kostikov

*Saint Petersburg Electrotechnical  
University "LETI"*  
St. Petersburg, Russia

Yuriy G. Antonov

*Saint Petersburg Electrotechnical  
University "LETI"*  
St. Petersburg, Russia

Liubov M. Liubina

*Saint Petersburg Electrotechnical  
University "LETI"*  
St. Petersburg, Russia

**Abstract**—The construction of a reflectarray antenna with mechanical beam steering is considered. Possibility of beam steering is achieved by the use of additional layer. Rotation of this layer provides a required phase distribution along the reflector. Several constructions of the discussed antenna have been studied. Results of the simulation are presented.

**Keywords**—reflectarray antenna, beam steering, phase distribution

## I. INTRODUCTION

Reflectarray antennas are considered as analogues of parabolic aerials. In contrast to the latter they have a flat reflector manufactured by the PCB technique. In the last decades these antennas have become a popular object of studies. This is due to their specific features like the light weight, technological effectiveness and the possibility of creating a special-beam-form radiation pattern.

A reflector of reflectarray antennas consists of a great number of elements. These elements are adjusted to provide the required phase distribution along the reflector. As standard properties of the elements are fixed and, therefore, the radiation pattern cannot be changed. However, configurable reflectarray antennas are of great interest because in this case they get a features of electronically scanned arrays. Such antennas are described in a number of works. As a rule, only a phase distribution is controlled. In [1]–[3] PIN-diodes are integrated in reflective elements to reconfigure their phase shifts. In [4] a tunable varactor is used for the same purposes. In [5]–[8] it is proposed to use liquid crystals (LC) as a substrate. The phase response of each element is controlled by means of tuning the effective dielectric constant of LC. In [9] a more simple construction is described where the beam steering is achieved by switching between multiple feed antennas. Reflectarray antennas in these works enables fast reconfiguration at the expense of simplicity and the cost. However, rapid beam steering is not necessary for certain problems. In this case mechano-electrical steering [10]–[12] can be a good alternative to electrical steering.

The basic idea is described in [10] where two additional layers made of dielectric wedges and placed above an antenna are used to create a linear phase distribution. Rotation of the wedges in the opposite direction around the aperture centre allows to change a gradient of the phase

distribution. In [12] a three-layer dielectric lens with spatial feeding is described. The first layer is a zonal dielectric lens, other two layers provide the linear phase distribution in accordance with the method mentioned above.

In this paper the described idea was adopted for reflectarray antennas. A two-layer structure is proposed for the beam steering.

## II. THEORY

Assuming that the reflectarray produces a collimated beam within an angle range  $0 \dots \theta_0$  ( $\theta_0$  is the angle of the spherical coordinates system) the required phase-shift distribution for the layers must contain a linear combination of the following terms:

$$\varphi_{inc} = -k \sqrt{x_{ij}^2 + y_{ij}^2 + F^2}, \quad (1)$$

$$\varphi_{add} = -k x_{ij} \sin \theta_0, \quad (2)$$

where  $k$  – the wavenumber,  $\lambda$  – the wavelength,  $x_{ij}$  and  $y_{ij}$  – coordinates of the  $ij^{\text{th}}$  element,  $F$  – distance to the focus point,  $\theta_0$  – the maximum scanning angle. Expression (1) is written for the axial feed and represents the incident field of a feed antenna.

The main idea of the method discussed is illustrated in Fig. 1. When layers are positioned one above the other without any rotation around the aperture centre (Fig. 1 (a)) the maximum scanning angle is observed. When the layers are rotated in the opposite direction by an angle  $\alpha$  (Fig. 1 (b)) the scanning angle is decreased and becomes zero when  $\alpha=90^\circ$  (Fig. 1 (c)). This can be achieved if  $\varphi_{inc}$  and  $\varphi_{add}$  are even and odd functions respectively. This is true for reflectarray antennas with the axial feed.

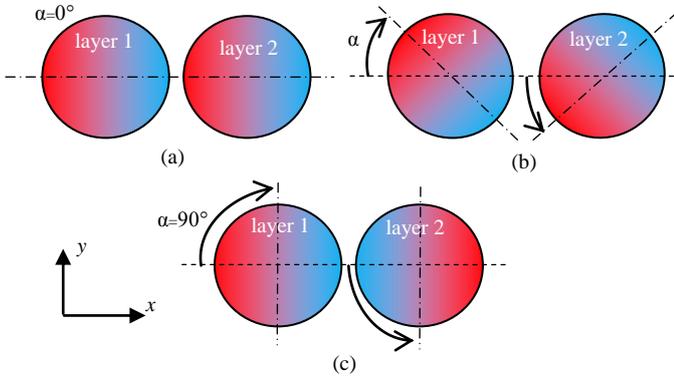


Fig. 1. Basic principle of mechanolectrical beam steering: (a) maximum scanning angle; (b) scanning angle between zero and maximum one; (c) zero scanning angle

The reflectarray antenna may comprise either identical layers or different ones. In the first case the phase-shift dependence on coordinates provided by each layer may be written through (1) and (2) as:

$$\varphi_{1,2} = 0.5 \cdot -\varphi_{inc} + \varphi_{add} \quad (3)$$

When both layers are mounted and rotated by  $\alpha$  the total phase-shift distribution is given by:

$$\varphi_{\Sigma}(\alpha) = \varphi_1(\alpha) + \varphi_2(\alpha) = -\varphi_{inc} + \varphi_{add} \cos \alpha \quad (4)$$

Then the phase distribution of the scattered field along the reflector is:

$$\varphi_{\Sigma}(\alpha) + \varphi_{inc} = \varphi_{add} \cos \alpha \quad (5)$$

It is seen from (5) that when layers are in the initial position corresponding to Fig. 1 (a) ( $\alpha=0^\circ$ ) maximum of the radiation pattern is observed at  $\theta_0$ . When the layers are rotated in the opposite direction by  $0 < \alpha < 90^\circ$  (see Fig. 1 (b)) the scanning angle changes and takes the value of:

$$\theta = \text{asin} \sin \theta_0 \cos \alpha \quad (6)$$

When layers are in the position corresponding to Fig. 1 (c), i.e. layers' axes are counter-directed ( $\alpha=90^\circ$ ), the maximum of the radiation pattern is observed at  $\theta = 0$ .

Expression (3) is written for the reflectarray consisting of the identical (in terms of phase shifts) layers. Both layers are essential for compensation of  $\varphi_{inc}$  and producing the linear phase distribution. Thus, the antenna works properly only when both layers are mounted. However,  $\varphi_1$  and  $\varphi_2$  can be written so that the second layer could be an additional part of the antenna and would be used only when beam steering is required. Without the second layer the reflectarray would have a fixed direction of the radiation-pattern main beam. Such construction is more convenient to operate. In this case  $\varphi_1$  and  $\varphi_2$  are given by:

$$\varphi_1 = -\varphi_{inc} + 0.5\varphi_{add} \quad (7)$$

$$\varphi_2 = 0.5\varphi_{add} \quad (8)$$

It is seen that the total phase-shift distribution is the same as in (4) when both layers are used. When the second layer is removed the phase-shift distribution along the reflector is defined only by (7) and corresponds to the reflectarray antenna with the main beam collimated at  $\theta = \text{asin} \frac{\sin \theta_0}{2}$ .

### III. RESULTS OF THE SIMULATIONS

#### A. Characteristics of the Unit Cell

The standard local-periodicity approach is used in the designing routine. Two types of the unit cell are considered. The first unit cell consists of a perforated dielectric and the second is made of two stacked printed disks. The model of the dielectric unit cell is shown in Fig. 2 (a), in Fig. 2 (b) a dependence of the phase shift on a hole radius is presented.

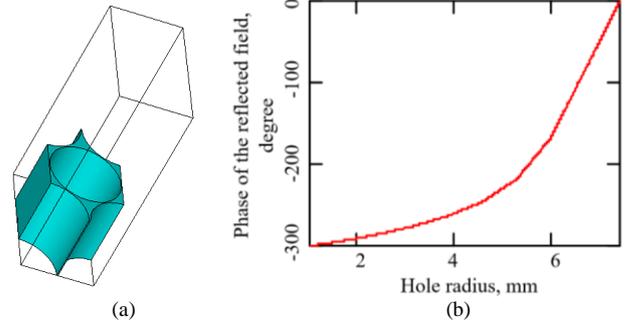


Fig. 2. (a) The dielectric unit cell; (b) the phase-shift dependence on the hole radius for the dielectric unit cell

The thickness of the dielectric layer is 15 mm,  $\epsilon=3.5$ ,  $\tan \delta=0.001$ , the frequency of the simulation is 12 GHz. The element grid is triangular with the interelement spacing of 15 mm, the phase-shifting range is  $300^\circ$ . It is assumed that dielectric layers have no mutual coupling, thus, the dependence shown in Fig. 2 (b) is used for designing both layers.

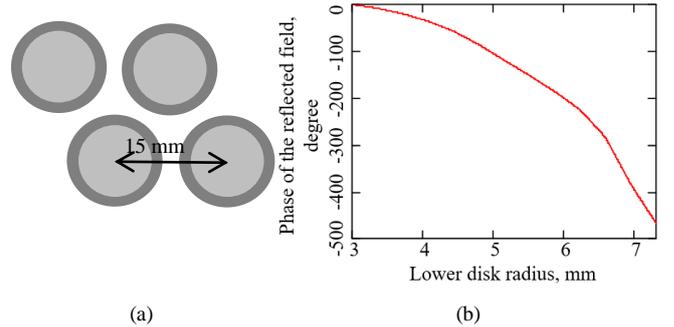


Fig. 3. (a) The printed reflective element; (b) the phase-shift dependence on the disk radius

In Fig. 3 (a) the two-layer printed reflective element consisting of stacked disks is shown. The element grid is the same as in case of the dielectric unit cell. The thickness of each layer is 2 mm, the substrate the air, the ratio of the upper-disk radius to the radius of the lower disk is 0.8. In Fig 3 (b) the phase response of the printed reflective element is given. It is seen from Fig. 3 (b) that the phase-shifting range is  $467^\circ$ .

#### B. Fullwave simulations

Two reflectarray antennas have been developed with the use of the unit cells described in Section III. A. The first one consists of two identical dielectric layers with the phase-shift

distribution given by (3). The second reflectarray consists of a PCB layer and a dielectric layer. The phase-shift distribution of the PCB layer is given by (7), the phase-shift distribution of the dielectric layer is given by (8). The designing frequency is 12 GHz, the reflector diameter is 300 mm, the distance to the focus point is 270 mm. The scanning angle  $\theta_0$  was taken  $20^\circ$  for both antennas. Simulations have been carried out in ANSYS Electronics Desktop.

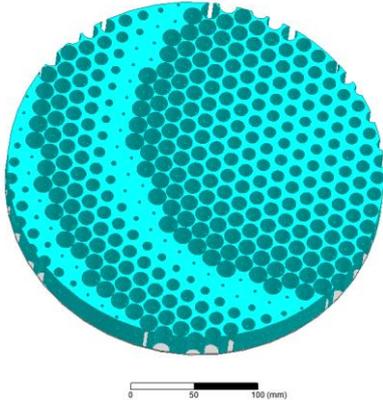


Fig. 4. Dielectric reflectarray ( $\alpha=0^\circ$ ) with the mechanical beam steering consisting of two identical layers

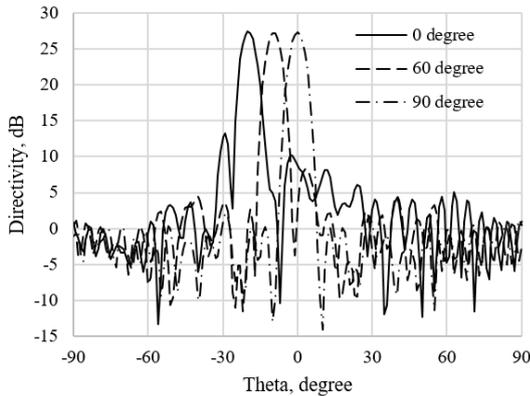


Fig. 5. Radiation pattern of the dielectric reflectarray for different  $\alpha$  ( $0^\circ$ ,  $60^\circ$ ,  $90^\circ$ ) at 12 GHz

The dielectric reflectarray is presented in Fig. 4. Its radiation pattern for different  $\alpha$  ( $0^\circ$ ,  $60^\circ$ ,  $90^\circ$ ) is given in Fig. 5. The peak directivity is observed at  $\alpha=0^\circ$  and takes a value of 27.4 dB. This means that aperture efficiency is  $-4.13$  dB. The side lobe level is  $-15$  dB.

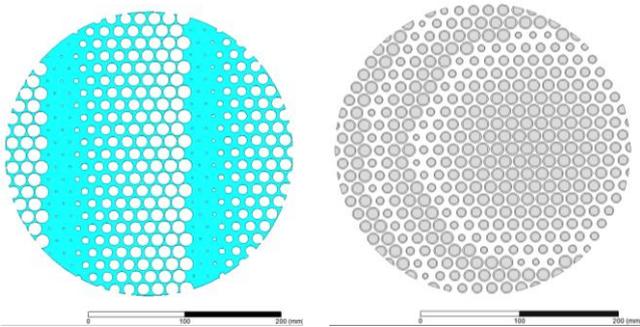


Fig. 6. The upper dielectric layer (on the left hand) and the lower PCB layer (on the right hand) of the reflectarray with the mechanical beam steering ( $\alpha=90^\circ$ )

Layers of the second antenna are shown in Fig. 6 for  $\alpha=90^\circ$ . It is seen that the dielectric layer produces the linear

phase distribution only. Whereas the PCB layer has a typical pattern for an axially-fed reflectarray that produces a collimated beam at a certain angle.

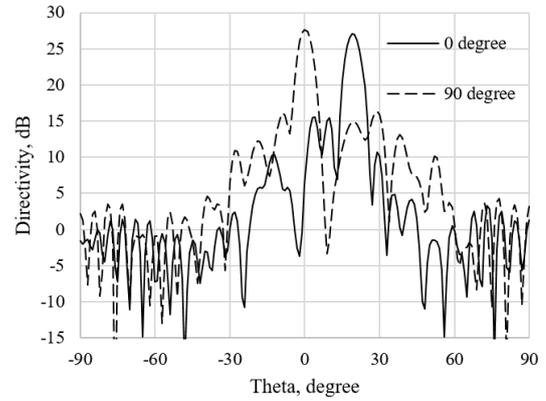


Fig. 7. Radiation pattern of the PCB-dielectric reflectarray for different  $\alpha$  ( $0^\circ$ ,  $90^\circ$ ) at 12 GHz

The radiation pattern of the second antenna for different  $\alpha$  ( $0^\circ$ ,  $90^\circ$ ) is given in Fig. 7. The peak directivity was found to be 27.7 dB, i.e. the aperture efficiency is about the same as in case of the dielectric reflectarray. The side lobe level is higher:  $-11.6$  dB.

As a sum, both antennas have demonstrated satisfactory characteristics. Antenna with different layer seems to be more promising because it can operate without the additional layer as a simple reflectarray.

#### IV. CONCLUSIONS

In this paper reflectarray antennas with mechanical beam steering have been studied. These antennas may be useful in systems where fast scanning is not required. Investigated antennas consisted of two layers. Generally, both layers are used for the correction of the incident on the reflector field and producing the linear phase distribution. However, it is possible to develop the reflectarray so that the second layer could be an additional part of the antenna and would be used only when beam steering is required. Without that additional layer the antenna operates as a simple reflectarray. Both constructions have been simulated and demonstrated satisfactory results. The aperture efficiency of the proposed reflectarrays was found to be lower than the average one – about  $-4$  dB. However, electronically scanned reflectarrays have decreased efficiency as well and are much more expensive. Thus, obtained results are acceptable.

#### REFERENCES

- [1] X. Pan, F. Yang, S. Xu and M. Li, "A 10 240-Element Reconfigurable Reflectarray With Fast Steerable Monopulse Patterns," in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 69, no. 1, pp. 173-181, Jan. 2021, doi: 10.1109/TAP.2020.3008623.
- [2] J. Han, L. Li, G. Liu, Z. Wu and Y. Shi, "A Wideband 1 bit  $12 \times 12$  Reconfigurable Beam-Scanning Reflectarray: Design, Fabrication, and Measurement," in *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 18, no. 6, pp. 1268-1272, June 2019, doi: 10.1109/LAWP.2019.2914399.
- [3] S. Montori et al., "A Transportable Reflectarray Antenna for Satellite Ku-band Emergency Communications," in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 63, no. 4, pp. 1393-1407, April 2015, doi: 10.1109/TAP.2015.2398128.
- [4] O.G. Vendik and M. Parnes, "A phase shifter with one tunable component for a reflectarray antenna," in *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 50, no. 4, pp. 53-65, Aug. 2008, doi: 10.1109/MAP.2008.4653662.

- [5] G. Perez-Palomino et al., "Design and Experimental Validation of Liquid Crystal-Based Reconfigurable Reflectarray Elements With Improved Bandwidth in F-Band," in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 61, no. 4, pp. 1704-1713, April 2013, doi: 10.1109/TAP.2013.2242833.
- [6] W. Hu et al., "Design and Measurement of Reconfigurable Millimeter Wave Reflectarray Cells With Nematic Liquid Crystal," in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 56, no. 10, pp. 3112-3117, Oct. 2008, doi: 10.1109/TAP.2008.929460.
- [7] G. Perez-Palomino et al., "Design and Demonstration of an Electronically Scanned Reflectarray Antenna at 100 GHz Using Multiresonant Cells Based on Liquid Crystals," in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 63, no. 8, pp. 3722-3727, Aug. 2015, doi: 10.1109/TAP.2015.2434421.
- [8] X. Li et al., "Broadband Electronically Scanned Reflectarray Antenna With Liquid Crystals," in *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 20, no. 3, pp. 396-400, March 2021, doi: 10.1109/LAWP.2021.3051797.
- [9] S. Kausar, S. Shad, A. Kausar and H. Mehrpouyan, "Design of High Gain Low Cost Beam-Steering Reflectarray Antenna," *2019 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation and USNC-URSI Radio Science Meeting*, 2019, pp. 315-316, doi: 10.1109/APUSNCURSINRSM.2019.8888928.
- [10] M.R. Khan. A beam steering technique using dielectric wedges II Department of Electronic and Electrical Engineering University College London, December 1985.
- [11] A.V. Stankovsky et al., "A wide-angle mechano-electrical steering antenna system based on multilayer dielectric wedge structure," *2017 Radiation and Scattering of Electromagnetic Waves (RSEMW)*, 2017, pp. 45-48, doi: 10.1109/RSEMW.2017.8103559.
- [12] A.V. Stankovsky, A.D. Nemshon, S.V. Polenga, K.V. Lemberg and Y.P. Salomatov, "Wide-angle mechano-electrical beam steering antenna system," *2014 24th International Crimean Conference Microwave & Telecommunication Technology*, 2014, pp. 467-468, doi: 10.1109/CRMICO.2014.6959482.

# Low-profile Antenna Array Based on Fabry–Perot Cavity with Mechanoelectrical Beam Steering

Yelena A. Litinskaya

*Institute of Engineering Physics  
and Radio Electronics  
Siberian Federal University  
Krasnoyarsk, Russia  
ylitinskaya@gmail.com*

Stanislav V. Polenga

*Institute of Engineering Physics  
and Radio Electronics  
Siberian Federal University  
Krasnoyarsk, Russia  
twinlive@gmail.com*

Yury P. Salomatov

*Institute of Engineering Physics  
and Radio Electronics  
Siberian Federal University  
Krasnoyarsk, Russia  
ysalomatov@sfu-kras.ru*

Anastasia A. Baskova

*Institute of Engineering Physics  
and Radio Electronics  
Siberian Federal University  
Krasnoyarsk, Russia  
abaskova@sfu-kras.ru*

**Abstract**—A research of the directional characteristics of the subarray based on Fabry–Perot cavity and antenna array with mechanoelectrical beam steering is presented. The subarray based on Fabry–Perot cavity for the antenna array with mechanoelectrical is simulated. Efficiency of the subarray based on Fabry–Perot cavity is not less than 65% at frequencies from 11,9 GHz to 12,5 GHz. Gain reduction of the antenna array based on Fabry–Perot cavity is no more than 2,2 dB in the scanning angle range  $0^\circ$ – $70^\circ$ . The advantages of using antenna elements based on Fabry–Perot cavity and development on their basis mobile satellite antenna systems with wide-angle scanning are noted. Using radiator based on Fabry–Perot cavity and development on it basis antenna array with mechanoelectrical beam steering allow to achieve antenna efficiency not less than 50% and gain reduction not more than 2,2 dB in the scanning angle range  $0^\circ$ – $70^\circ$  from 11,9 GHz to 12,5 GHz.

**Keywords**—*antenna array, Fabry–Perot cavity, frequency selective surface, satellite communication, mechanoelectrical beam steering*

## I. INTRODUCTION

Nowadays, providing access to information resources is important and necessary. Satellite communication is the available access method in hard-to-reach and remote areas, both at stationary and mobile objects. Reflector antennas and flat phased antenna arrays, used for satellite connection have some disadvantages. This don't allow providing effective satellite communication on mobile objects in remote, northern areas, where geostationary satellites are visible at low angles. High profile and low speed of a beam steering are disadvantages for reflector antennas [1–3], limited scanning angle range and high cost – for flat phased antenna arrays [4–6]. Research of the mechanoelectrical beam steering method and development on its basis antenna system have shown the prospects of using this method in mobile satellite terminals. The mechanoelectrical beam steering method is to split a flat antenna array into mechanically rotating subarrays. Each subarray controlled by only one phase shifter.

Elevation beam steering is carried out by simultaneously changing the phase delays and rotating the subarrays. Subarrays are placed on common rotating platform, thus is carried out azimuth beam steering. Antenna array with considered mechanoelectrical beam steering has low profile and can provide continuous wide-angle beam steering [7–8].

## II. RADIATOR BASED ON FABRY–PEROT CAVITY

It is proposed a Fabry–Perot cavity as element for development on its basis a low-profile effective antenna array with wide-angle mechanoelectrical beam steering. Classic Fabry–Perot cavity represents two coaxial, parallel and facing mirrors, between which a resonant optical standing wave can be formed [9–10]. One of the mirrors is made partially transparent in order to take energy out in this direction. Distance between two parallel mirrors must correspond to  $\lambda/2$  ( $\lambda$  –wavelength). This is a condition for resonance existing in Fabry–Perot cavity. The resonance will exist only at one frequency, thus the radiating element will be narrowband. One of the reflectors (partially transparent) should have a positive slope of the reflected wave phase for resonance existing in a wide frequency band. This behavior of the phase response allows compensating changing of the resonant wavelength and establishing a constant electrical length, corresponding  $\lambda/2$  between the two reflectors. Partially reflected surface might be created using frequency-selective surface [11]. Element of the partially reflected surface consists of two microstrip radiators and dielectric layer, located between radiators. Element parameters are  $w_1 = 12$ – $13$  mm,  $w_2 = 9.5$  mm,  $h_1 = 12.7$  mm (Fig. 1). Researched element of the partially reflected surface was simulated as part of the Floquet cell, which allows reducing the full-wave simulation time of the element and antenna array based on it.

---

The research was funded by RFBR, Krasnoyarsk Territory and Krasnoyarsk Regional Fund of Science, project number 20-47-243003.

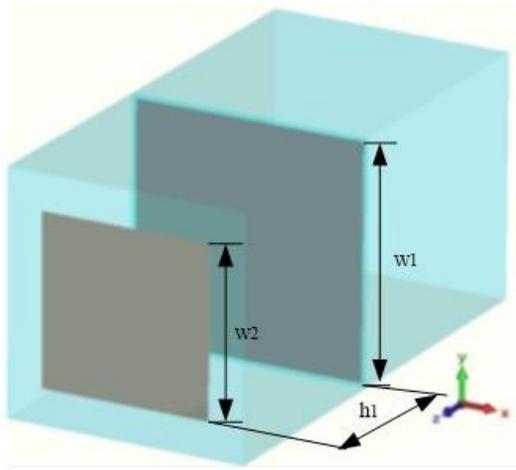


Fig. 1. Single element of partially reflected surface

The characteristic of the reflected wave phase of the element has a positive slope at frequencies 12,8–13,2 GHz. It allows achieving the resonance in this frequency band (Fig. 3). The curves for three different  $w_1$  size are shown in Fig. 2.

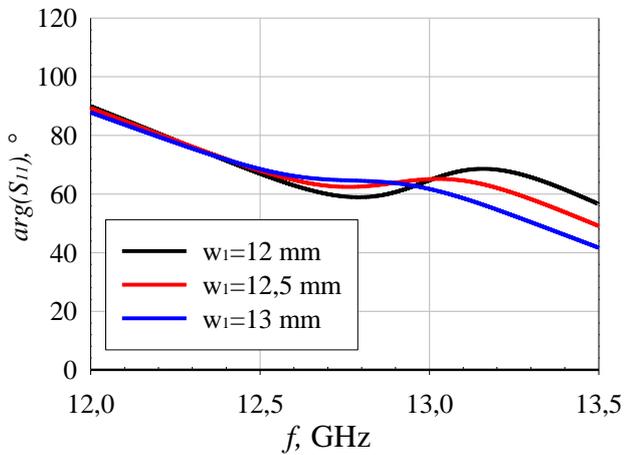


Fig. 2. Reflected wave phase of the single element versus frequency

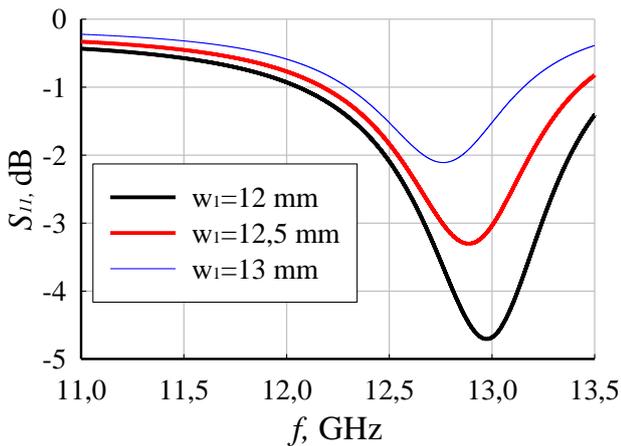


Fig. 3. Reflection coefficient of the single element versus frequency

Radiator based on Fabry–Perot cavity with circularly polarization was researched. Developed feed scheme of radiator based on Fabry–Perot cavity consists in two orthogonal slots in metal screen (Fig. 4).

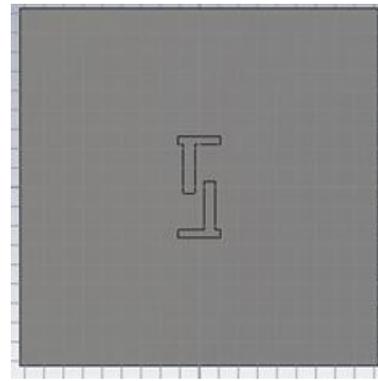


Fig. 4. Feed scheme of the radiator based on Fabry–Perot cavity

Frequency-selective surface's configuration of the radiator based on Fabry–Perot cavity with circular polarization is presented in Fig. 5.

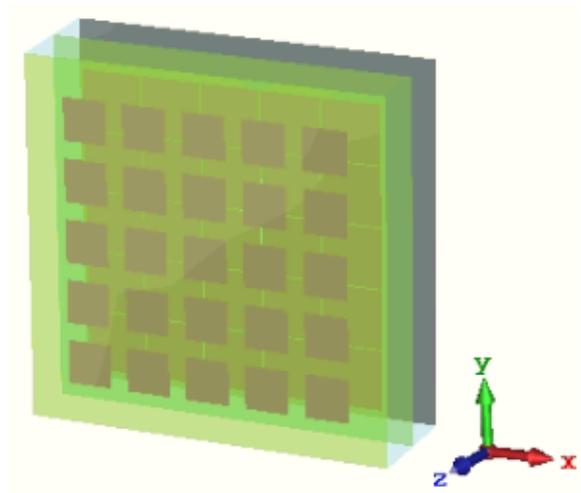


Fig. 5. The frequency-selective surface of the radiator based on Fabry–Perot cavity

Radiation patterns of the developed radiator based on Fabry–Perot cavity with circular polarization are presented in Fig. 6–7.

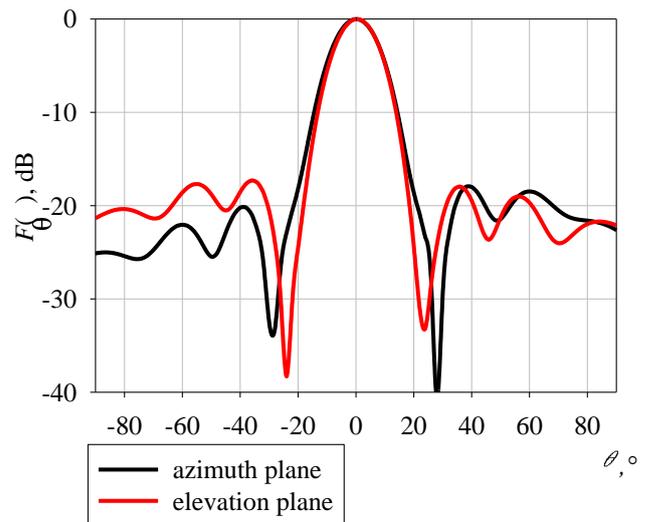


Fig. 6. Radiation pattern of the radiator based on Fabry–Perot cavity at 11,9 GHz

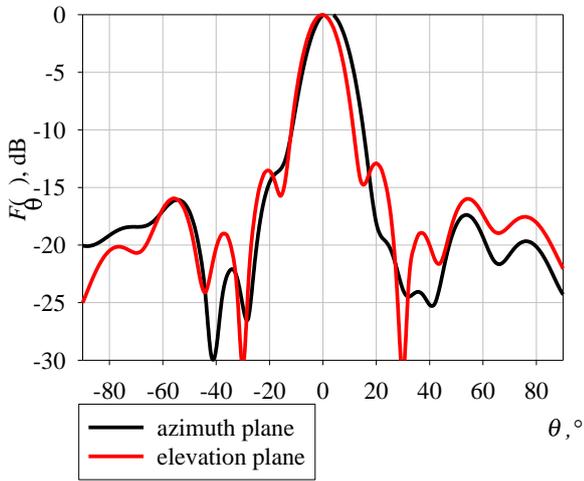


Fig. 7. Radiation pattern of the radiator based on Fabry-Perot cavity at 12,5 GHz

Reflection coefficient of the radiator based on Fabry-Perot is no more  $-10$  dB in frequency band from 11,75 GHz to 12,9 GHz. The operating frequency band shift of the element based on Fabry-Perot cavity in low-frequency band (11,9–12,5 GHz) is associated with the finiteness of the radiator structure. While the single element of the partially reflected surface was simulated as part of the Floquet cell, which is part of infinite structure. The simulated gain of the radiator based on Fabry-Perot cavity is shown in Fig. 8.

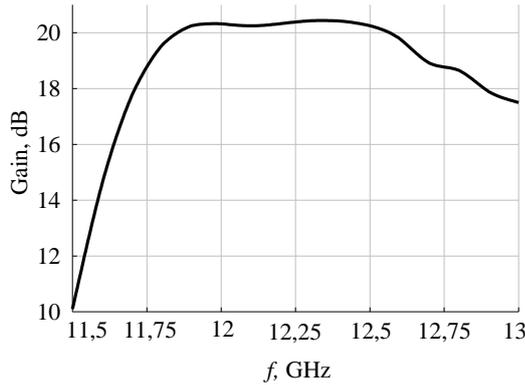


Fig. 8. Simulated gain of the radiator based on Fabry-Perot cavity versus frequency

The gain decrease is observed at frequencies above 12,5 GHz due to first side lobe increasing of the radiation pattern. The simulated axial ratio of the radiator based on Fabry-Perot cavity is presented in Fig. 9.

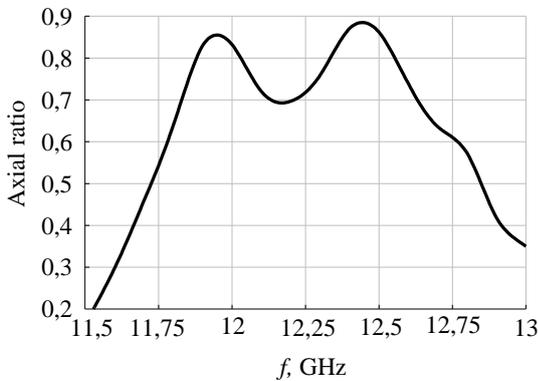


Fig. 9. Simulated axial ratio of the radiator based on Fabry-Perot cavity versus frequency

Axial ratio of the developed radiator based on Fabry-Perot cavity is not less than 0,7 in the operating frequency band, reaching 0,85 in maximum.

### III. ANTENNA ARRAY BASED ON FABRY-PEROT CAVITY WITH MECHANOELECTRICAL BEAM STEERING

The subarray for the antenna array with mechanolectrical beam steering was investigated based on the developed Fabry-Perot element with circular polarization. Subarray beam-forming network was implemented based on thin waveguides (Fig. 10a). It allows to minimize losses in transmission lines and increases the antenna system efficiency while maintaining a small antenna profile (Fig. 10c).

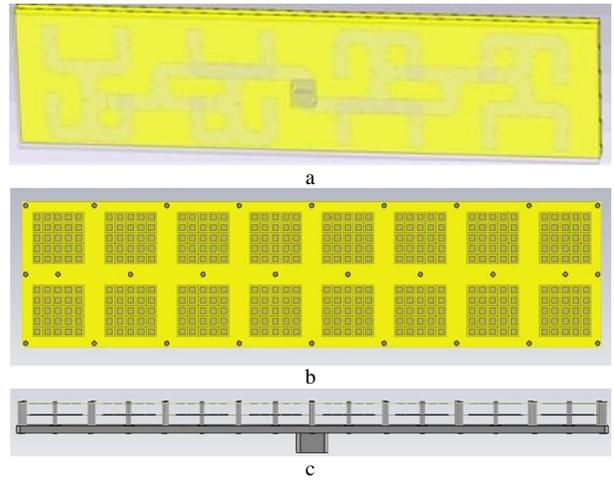


Fig. 10. Power divider of the subarray (a), Subarray based on Fabry-Perot cavity with circularly polarization, top view (b) and side view (c)

Simulated reflection coefficient of the subarray based on Fabry-Perot element is no more  $-10$  dB at frequencies from 11,9 GHz to 12,6 GHz. The subarray gain is not less than 32,5 dB at the same frequencies. Aperture efficiency of the researched subarray based on Fabry-Perot cavity is not less than 65 % in the operating frequency band. The subarray sizes are 740-x 185 x 36 mm.

Antenna array with mechanolectrical scanning was researched based on describe above subarray with circular polarization. The researching antenna array consists of two identical subarrays with dimension 8 x 2 elements. Distance between subarrays is 115 mm, it is chosen for reducing shading of each subarray at the scanning angles of more than  $40^\circ$ . Elevation scanning are mechanically rotating of the subarrays and adding phase line delay in subarrays.

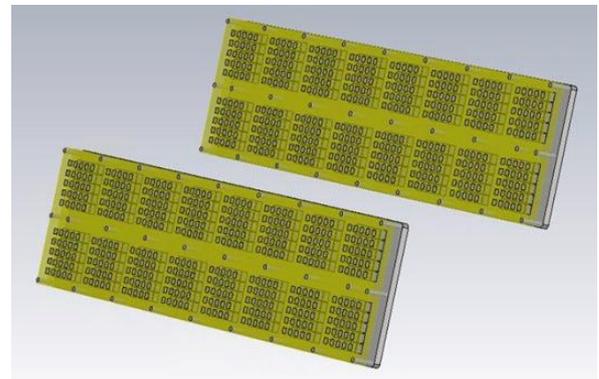


Fig. 11. Model of the antenna array based on Fabry-Perot cavity with mechanolectrical beam steering

Radiation patterns of antenna array based on Fabry–Perot cavity with mechano-electrical beam steering in elevation plane are shown in Fig. 12–13.

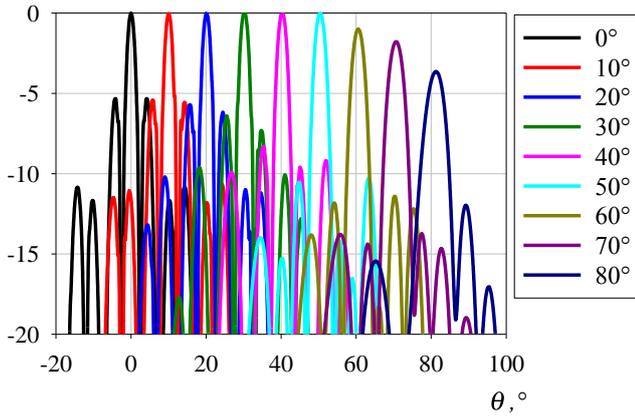


Fig. 12. Radiation pattern of the antenna array based on Fabry–Perot cavity at 11,9 GHz at the different scanning angles

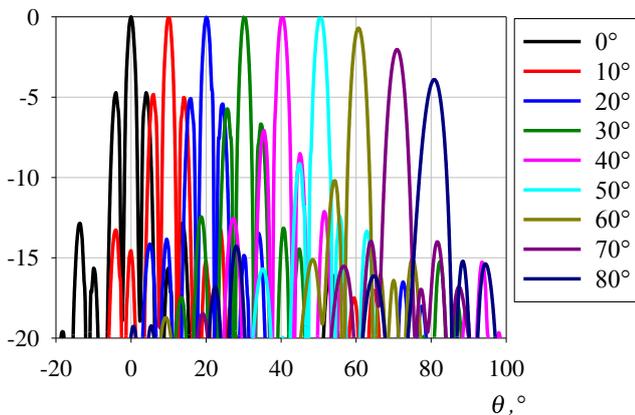


Fig. 13. Radiation pattern of the antenna array based on Fabry–Perot cavity at 12,5 GHz at the different scanning angles

The increased side lobe level of the radiation patterns in the scanning sector  $0^{\circ}$ – $30^{\circ}$  is associated with distance size between the subarrays, exceeding  $\lambda$ . Antenna array gain in the scanning sector  $0^{\circ}$ – $50^{\circ}$  in the operating frequency band was almost unchanged. Gain reduction in the scanning angle  $60^{\circ}$  is not more than 1,5 dB, at scanning angle  $70^{\circ}$ –2,2 dB, at scanning angle  $80^{\circ}$ –4 dB. The directivity reduction of the researched scanning antenna array is associated with shading subarrays each other and high reflection level at the scanning angles more than  $70^{\circ}$ .

#### IV. CONCLUSION

The research results have shown the research of a low-profile high efficiency antenna array based on Fabry–Perot cavity with mechano-electrical beam steering. The efficiency of the researched antenna array is 55 % in the operating frequency band and in the scanning angle sector  $0^{\circ}$ – $70^{\circ}$ . The developed beam-forming network of the antenna array based on Fabry–Perot cavity allows minimizing antenna system

profile and reducing losses in the transmission lines. Mechano-electrical beam steering allows reducing antenna cost in comparison with analogues [12–13].

#### REFERENCES

- [1] Letavin D.A. and Kononov A.L., Antenna for mobile communication of the 5th generatio. 2018 Moscow Workshop on Electronic and Networking Technologies (MWENT), 2018, pp. 1-4. doi: 10.1109/MWENT.2018.8337280.
- [2] Jung Y., Shishlov A.V. and Park S. Cassegrain Antenna With Hybrid Beam Steering Scheme for Mobile Satellite Communications. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 57, no. 5, pp. 1367-1372. May 2009. doi: 10.1109/TAP.2009.2016706.
- [3] Filgueiras H.R.D., Melo M.C., Brandão T.H. and Cerqueira S. Arismar Dual-band Parabolic Antenna for High Capacity Backhauls and Fronthauls. 2019 SBMO/IEEE MTT-S International Microwave and Optoelectronics Conference (IMOC), 2019, pp. 1-3. doi: 10.1109/IMOC43827.2019.9317627.
- [4] Manrique R., Torres R., Domínguez C., Tiezzi F. and Mosig J. R. Design and prototyping of a microstrip transmit-receive array antenna for mobile Ku-band satellite terminals// Proceedings of the Fourth European Conference on Antennas and Propagation, 2010, pp. 1-5.
- [5] Jung Young-Bae, Jeon Soon-Ik and Kim Chang-Joo A APAA system for Ku-band mobile multimedia service via satellite. 2006 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, 2006, pp. 3123-3126. doi: 10.1109/APS.2006.1711271.
- [6] G. Yang, Y. Zhang and S. Zhan Wide-Band and Wide-Angle Scanning Phased Array Antenna for Mobile Communication System. IEEE Open Journal of Antennas and Propagation, vol. 2, pp. 203-212, 2021. doi: 10.1109/OJAP.2021.3057062.
- [7] E.A. Litinskaya, V.S. Panko, S.V. Polenga, Yu.P. Salomatov. Phased antenna array with mechanical and electrical beam steering. Telecommunications and Radio Engineering. №1, 2015, pp. 24-27.
- [8] Litinskaya Y.A., Polenga S.V., Stankovsky A.V. and Salomatov Y.P. A Ku-Band Low-Profile Wide-Angle Scanning Antenna Array with Combined Beam Steering. XIV International Scientific-Technical Conference on Actual Problems of Electronics Instrument Engineering (APEIE). Novosibirsk, Russia. Oct 2-6, 2018. pp. 238-242. doi: 10.1109/APEIE.2018.8546218.
- [9] Konstantinidis K., Feresidis A.P. and Hall P.S. Multilayer Partially Reflective Surfaces for Broadband Fabry-Perot Cavity Antennas. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 62, no. 7, pp. 3474-3481. July 2014. doi: 10.1109/TAP.2014.2320755.
- [10] Ge Y., Esselle K.P. and Bird T.S. The Use of Simple Thin Partially Reflective Surfaces With Positive Reflection Phase Gradients to Design Wideband, Low-Profile EBG Resonator Antennas. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 60, no. 2, pp. 743-750. Feb. 2012. doi: 10.1109/TAP.2011.2173113.
- [11] Alexandrin A. M.et al. Ku-band antenna array element based on Fabry-Perot cavity. 2016 Asia-Pacific Microwave Conference (APMC), 2016, pp. 1-4. doi: 10.1109/APMC.2016.7931338.
- [12] Gachev M., Boyanov V., Kamenopolsky S., Peshlov V., Marinov B. and Dankov P. On-the-move antenna systems for broad-band satellite communications. The 8th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP 2014), 2014, pp. 2445-2449. doi: 10.1109/EuCAP.2014.6902312.
- [13] Stevenson R.A., Fotheringham D., Freeman T., Noel T., Mason T. and Shafie S. High- Throughput Satellite Connectivity for the Constant Contact Vehicle. 2018 48th European Microwave Conference (EuMC), 2018, pp. 316-319. doi: 10.23919/EuMC.2018.8541456.

# Разработка многолучевой антенной системы на базе диэлектрической линзы с использованием метода квазиконформных оптических преобразований

А. В. Лазарев<sup>1</sup>, А. Ю. Киселев<sup>2</sup>, А. М. Бобрешов<sup>3</sup>, Г. К. Усков<sup>4</sup>

*Воронежский государственный университет*

<sup>1</sup> an.lasarev@gmail.com, <sup>2</sup> kise.andrey2011@yandex.ru,

<sup>3</sup> bobreshov@phys.vsu.ru, <sup>4</sup> uskov@phys.vsu.ru

**Аннотация.** В современных системах радиолокации, навигации и связи зачастую возникает потребность в многолучевых антеннах - таких антеннах, которые способны формировать несколько диаграмм направленности (лучей). При этом важным качеством современных антенн является возможность работать в широком диапазоне частот. Антенны, удовлетворяющие подобным требованиям, могут быть построены с использованием диэлектрических структур, формирующих диаграмму направленности. В данной работе предложен вариант синтеза подобной структуры на основе линзы Лüneберга с использованием метода квазиконформных оптических преобразований. Полученная структура обладает плоской поверхностью, что облегчает построение апертурной многолучевой системы благодаря линейному расположению излучателей, но при этом сохраняет основные свойства линзы Лüneберга. В работе также представлены результаты математического моделирования подобной многолучевой антенной системы. Результаты показывают, что система способна формировать множество диаграмм направленности в широком диапазоне углов.

**Ключевые слова:** СВЧ, антенны, многолучевые системы

## I. МЕТОД КВАЗИКОНФОРМНЫХ ОПТИЧЕСКИХ ПРЕОБРАЗОВАНИЙ

Для синтеза структуры, формирующей диаграмму направленности антенны, на основании линзы Лüneберга был использован метод квазиконформных оптических преобразований (QСТО).

Метод квазиконформных оптических преобразований основывается на переходе от одной системы координат к другой таким образом, чтобы диэлектрическая структура, размещенная в исходном пространстве (которое принято называть «виртуальным»), при переходе в новое пространство (которое принято называть «реальным») приобрела необходимые свойства. При этом диэлектрическая проницаемость структуры, полученной в результате преобразований, требует пересчета.

Согласно методу квазиконформных оптических преобразований [1] распределение диэлектрической проницаемости  $\varepsilon$  в реальном пространстве для

преобразования  $x'_i = x'_i(x_i)$  будут рассчитываться по формуле

$$\varepsilon^{i'j'} = \varepsilon^{ij} \Lambda_i^i \Lambda_j^j \det \Lambda_i^i{}^{-1} \quad (1)$$

где  $\Lambda_i^i$  – оператор преобразования. Если основания, обозначенные индексами  $i$  и  $i'$ , являются координатным базисом, оператор преобразования будет выглядеть как:

$$\Lambda_i^i = \frac{\partial x'_i}{\partial x_i} \quad (2)$$

Исходя из (1) и (2) диэлектрическую проницаемость в «реальном» пространстве в тензорном виде можно выразить как

$$\hat{\varepsilon}^i = \varepsilon \frac{\hat{\Lambda}^T \hat{\Lambda}}{\det \hat{\Lambda}} \quad (3)$$

Легко заметить, что в общем виде диэлектрическая проницаемость, полученная по формуле (3) является анизотропной. Физическая же реализация материалов с анизотропной диэлектрической проницаемостью вызывает затруднения.

Данная проблема была решена с использованием методов оптимизации с введением в изначальные преобразования свободных параметров:

$$x'_i = x'_i(x_i) + a_i(x_i)b(x_i) \quad (4)$$

где  $a_i(x_i)$  – свободные параметры,  $b(x_i)$  – граничная функция, которая принимает нулевые значения на границе диэлектрической структуры.

Используя (4) в качестве начального координатного преобразования и оптимизируя свободные параметры можно добиться практически полного отсутствия анизотропии диэлектрического материала.

## II. СИНТЕЗ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ СТРУКТУРЫ, ФОРМИРУЮЩЕЙ ДИАГРАММУ НАПРАВЛЕННОСТИ АНТЕННЫ

Синтез структуры, формирующей диаграмму направленности антенны, был произведен на основании классической линзы Лüneберга. Данная линза имеет распределение диэлектрической проницаемости,

Работа выполнена при поддержке Министерства науки и высшего образования РФ в рамках государственного задания ВУЗам в сфере научной деятельности на 2020-2022

описываемое формулой  $\varepsilon_L(r) = 2 - \left(\frac{r}{R}\right)^2$ , где  $r$  – расстояние до центра линзы;  $R$  – радиус линзы [2].

Линза Люнеберга позволяет преобразовывать излучение от точечного источника, находящегося у ее поверхности, в направленное излучение [3].

Главным недостатком классической линзы Люнеберга является ее сферическая поверхность, затрудняющая расположение вдоль нее излучателей.

Для превращения одной из сторон сферы в плоскую поверхность было применено координатное преобразование:

$$\begin{cases} x' = kx \\ y' = ky, \\ z' = kz \end{cases} \quad (5)$$

где  $k = \frac{\cos \phi_m}{\cos \phi}$ ,  $\phi_m$  – максимальный угол, изменяя который мы можем варьировать глубину «среза» классической линзы Люнеберга.

С использованием метода квазиконформных оптических преобразований для преобразования (5) примененного к классической линзе Люнеберга было получено распределение диэлектрической проницаемости:

$$\varepsilon' = \varepsilon \frac{\cos^2 \phi}{\cos^2 \phi_m}. \quad (6)$$

Данное распределение изотропно и на основании него можно построить физическую модель.

### III. МОДЕЛИРОВАНИЕ МНОГОЛУЧЕВОЙ АНТЕННОЙ СИСТЕМЫ НА БАЗЕ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ЛИНЗЫ

На основании распределения (6) была построена модель, представленная на рис. 1.

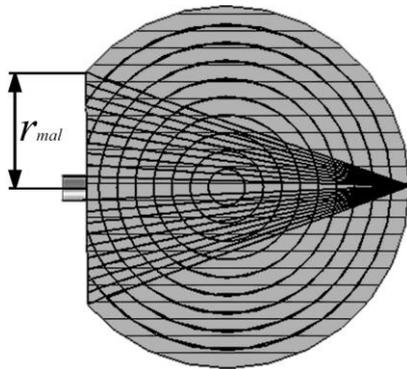


Рис. 1. Модель многолучевой антенной системы на базе диэлектрической линзы

Радиус диэлектрической линзы в модели равен 300 мм и выбран исходя из рабочей частоты в 8 ГГц. Линза в модели имеет слоистую структуру, на основании предыдущих исследований [4] количество слоев было выбрано равным 10.

В построенной модели возможно изменение угла  $\phi_m$  для изменения «угла среза» линзы. В дальнейших

экспериментах был выбран угол среза равный 20 градусам.

Вдоль «плоской» поверхности диэлектрической линзы расположен массив излучателей. Управление лучом происходит путем переключения на соответствующий излучатель.

На рис. 2, 3 представлены полученные в результате моделирования диаграммы направленности для различных положений излучателя на плоской поверхности диэлектрической линзы.

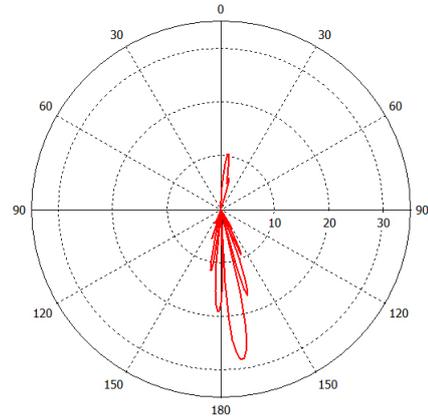


Рис. 2. Диаграмма направленности линзовой антенны для случаев возбуждения волноводом, расположенным на расстоянии  $1/6\Gamma_{mal}$  относительно центра

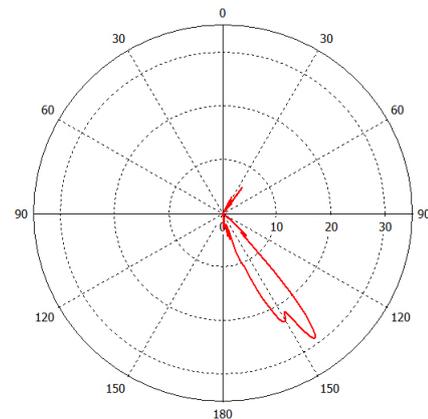


Рис. 3. Диаграмма направленности линзовой антенны для случаев возбуждения волноводом, расположенным на расстоянии  $5/6\Gamma_{mal}$  относительно центра

На рис. 3 видно, что полученный диапазон сканирования достигает  $\pm 36^\circ$  при угле среза линзы  $\phi_m = 20^\circ$ . Ключевым результатом стоит отметить низкий уровень боковых лепестков по сравнению с главным, а также отсутствие граничных эффектов на краях линзы. Помимо того, это также свидетельствует о том, что угол среза линзы может быть увеличен, что приведет к увеличению диапазона сканирования.

### IV. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В ходе работы была синтезирована диэлектрическая структура, формирующая диаграмму направленности антенны, построенная на основании линзы Люнеберга. Синтез был проведен с использованием метода квазиконформных оптических преобразований. Была смоделирована многолучевая антенная система на базе диэлектрической линзы. Углы сканирования данной системы ограничены геометрическими особенностями диэлектрической структуры, формирующей диаграмму

направленности. Чем больший максимальный угол сканирования мы выбираем, тем существеннее становится влияние боковых лепестков.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] Li J., Pendry J.B. Hiding under the carpet: A new strategy for cloaking // *Phys. Rev. Lett.* 2008. Vol. 101, No. 20. P. 203901. DOI: <https://doi.org/10.1103/PhysRevLett.101.203901>.
- [2] Luneburg R.K., Herzberger M. *Mathematical theory of optics*. Oakland: University of California Press, 1964. 484 p.
- [3] Зелкин Е.Г., Петрова Р.А. *Линзовые антенны*. М.: Советское радио, 1974. 280 с.
- [4] Лазарев А.В., Усков Г.К., Кретов П.А. Оценка количества слоев дискретной линзы Лунеберга для случая ее малого относительного диаметра // XXIV Международная научно-техническая конференция «Радиолокация, навигация, связь» (RLNC\*2018). 2018. С. 227–231.

# Сравнительное моделирование антенн КВ-диапазона

А. Ю. Дорогов

Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет  
«ЛЭТИ» им. В.И. Ульянова (Ленина)  
Vaksa2006@yandex.ru

**Аннотация.** Рассмотрены принципы проектирования КВ антенн для ионосферной связи на основе комплексного использования различных средств моделирования. Описан пользовательский интерфейс программы Дизайнера предназначенной для агрегирования и унификации средств модельного проектирования проводных антенн КВ-диапазона. Рассмотрен контрольный пример комплексного проектирования антенны.

**Ключевые слова:** ионосфера, проводные антенны, КВ-диапазон, Матлаб-интерфейс

## I. ПРИНЦИПЫ МОДЕЛИРОВАНИЯ АНТЕНН КВ-ДИАПАЗОНА

В КВ диапазоне дальняя связь осуществляется через ионосферу за счёт отражения радиоволн от ионизированных слоёв расположенных на высоте 100–120 км. Требования к антеннам для КВ-радиосвязи ионосферными волнами в основном определяются дальностью связи и диапазоном рабочих частот [1]. Чем больше протяжённость радиолинии, тем под меньшим углом к горизонту должен быть направлен максимум диаграммы направленности (ДН) антенны.

В этом диапазоне наибольшее применение нашли проводные антенны. Элементы антенн выполняются из провода диаметром 2–6 мм. К настоящему времени разработано большое количество теоретических моделей для расчёта характеристик проводных антенн различных конструкций. Если в библиотеке антенн можно найти требуемую конструкцию, то проектирование антенны сводится к выбору конструктивных размеров, материала проводов, размещению антенны над уровнем земли и характеристик земной поверхности. Однако при разработке новых антенн, не представленных в библиотеках, используется непосредственное моделирование электромагнитного поля антенны в дальней и ближней зонах. В этом случае моделирующие программы должны обладать развитыми средствами проектирования конструкций антенн, встроенными моделями источников излучения и нагрузок антенных элементов.

Оба подхода дополняют друг друга и часто используются для верификации построенных моделей. К моделирующим пакетам предъявляют требования по наглядному отображению результатов расчёта и возможности экспорта данных для последующего использования. При разработке антенных систем проектировщик использует одновременно несколько моделирующих программ, поэтому возникает задача унификации расчётных данных полученных от различных средств моделирования, как на этапе отображения результатов, так и представления данных для последующего применения. Целью данной статьи является описание принципов построения Дизайнера

антенн предназначенного для решения задачи агрегирования различных средств моделирования проводных антенн.

## II. АГРЕГИРУЮЩИЙ МАТЛАБ ИНТЕРФЕЙС

Дизайнер антенн представляет собой МАТЛАБ интерфейс, позволяющий агрегировать данные различных средств моделирования антенн с целью использования результатов в программном комплексе [2] расчёта радиолиний Международного Союза Электросвязи ITU, а также в проприетарном моделирующем комплексе радиосетей КВ-диапазона [3]. Пользовательский интерфейс разработанной программы показан на рис. 1.

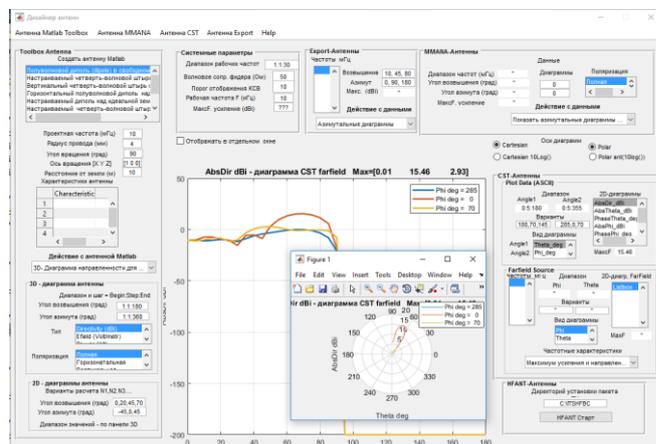


Рис. 1. Пользовательский интерфейс программы Дизайнер Антенн

Программа Дизайнер может работать с модельными данными антенн следующих средств проектирования:

Antenna Toolbox Matlab – средства проектирования антенн в составе моделирующей среды Matlab. Набор типов антенн фиксирован. Метод проектирования – аналитические модели. Пользователь может изменять параметры антенн, выполнять расчёт характеристик, электромагнитного поля, диаграмм направленности антенн в 2D и 3D проекциях. Экспорт модельных данных обеспечивается средствами среды Matlab. Пакет Antenna ориентирован на разработку полосковых антенн СВЧ диапазона, но с некоторыми ограничениями может быть использован для расчёта проводных КВ-антенн. Ограничения касаются типов антенн и конструктивных особенностей (в частности ограничен минимальный диаметр провода антенны, нельзя подключить нагрузочные резисторы, нельзя создать антенну пользователя).

Программа MNA – средство проектирования проводных антенн КВ-диапазона [4]. Содержит конструктор антенн. Метод проектирования – метод моментов при расчёте электромагнитного поля.

Пользователь может создавать модели собственной конструкции, выполнять расчёт характеристик, диаграмм направленности антенн в 2D и 3D проекциях. Экспорт модельных данных поддерживается встроенными средствами.

CST MICROWAVE STUDIO – программа трёхмерного моделирования электромагнитного поля [5]. Содержит конструктор антенн. Программа использует различные методы расчёта (расчёт переходного процесса во временной области, анализ в частотной области, метод нахождения собственных частот). Основной метод – расчёт переходного процесса – решает задачи возбуждения СВЧ структуры радиоимпульсами, что отличает её от большинства других программных продуктов. Пользователь может создавать модели собственной конструкции и выполнять расчёт диаграмм направленности антенн в 2D и 3D проекциях и других характеристик антенны. Экспорт модельных данных поддерживается встроенными средствами.

Программа HFANT входит в состав комплекса расчёта радиолиний Международного института телекоммуникаций ITU [2], но может также использоваться автономно, независимо от комплекса. Набор типов антенн ограничен. Метод проектирования – аналитические модели. Пользователь может изменять параметры антенн и выполнять расчёт их электромагнитного поля и основных характеристик. Конструкция антенн не отображается. Экспорт данных не поддерживается. Файлы моделей антенн могут непосредственно использоваться в Моделирующем комплексе [3].

### III. ХАРАКТЕРИСТИКИ АНТЕНН

1. *Амплитудная характеристика направленности (directivity)*. Определяется как зависимость амплитуды напряжённости излучаемого антенной поля от направления в пространстве при неизменном расстоянии до точки наблюдения. Графическим образом направленности является диаграмма направленности (ДН) в 2D или 3D представлении.
2. *Эффективность антенны (efficiency)* это отношение мощности излучаемой антенной, к мощности, доставляемой к антенне. Это число между нулём и единицей по смыслу эквивалентное коэффициенту полезного действия. Высокоэффективная антенна излучает почти всю мощность, которая доставляется. Низкоэффективная антенна имеет большие потери в антенне или вследствие несогласованности входного импеданса.
3. *Усиление антенны (Antenna Gain)* описывает как много энергии передаётся в пиковом направлении главного лепестка антенны по сравнению с изотропным источником. Для пространственной оценки коэффициента усиления, используются диаграммы подобные ДН амплитудной характеристики. Коэффициент усиления антенны в отличие от направленности учитывает фактические существующие потери.

4. *Входное сопротивление антенны (импеданс)*. Комплексная величина, состоящая из вещественной и мнимой части. Измеряется в Омах. Зависит от частоты возбуждения. Резонанс в антенне наступает на частоте, при которой мнимая часть входного сопротивления равна нулю. Для приёмника или передатчика для того чтобы доставить мощность к антенне импеданс фидера должен быть согласован с импедансом антенны. По определению:

$$Z_{ex} = \dot{U} / \dot{I},$$

где  $\dot{U} = \dot{U}_{nao} + \dot{U}_{omp}$  напряжение на зажимах антенны, состоящее из напряжений падающей и отражённой волны,  $\dot{I}$  – ток через антенну.

5. *Коэффициент отражения по напряжению,  $\Gamma$*  – отношение комплексных амплитуд напряжений отражённой и падающей волн.

$$\Gamma = \dot{U}_{omp} / \dot{U}_{nao}$$

6. *Коэффициент стоячей волны по напряжению* (возможные обозначения: KCB, KCBH, SWR, VSWR) – отношение наибольшего значения амплитуды напряжения стоячей волны к наименьшему.

$$KCB = \frac{U_{max}}{U_{min}} = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|}.$$

7. *Возвратные потери (обратные потери, return loss)* – это потери мощности в сигнале, возвращённом / отражённом от антенны. Данная величина, как правило, выражается в децибелах (дБ):

$$RL = -20 \lg |\Gamma|.$$

### IV. КОНТРОЛЬНЫЙ ПРИМЕР

Контрольный пример предназначен для сравнения средств моделирования антенн. Объектом сравнения выбран горизонтальный полуволновой диполь с характеристиками:

- Длина диполя 15 м.
- Радиус провода 4 мм.
- Диполь расположен горизонтально над идеальной землёй на высоте 10 м.
- Идеальная земля соответствует параметрам: по диэлектрической проницаемости и электропроводности.  $\epsilon = 81$ ,  $\sigma = 5000 \text{ мС/м}$
- Питание диполя – по центру.
- Рабочая частота 10 мГц.

Моделирование антенны выполнялось различными средствами, но в настоящей статье детально описаны только результаты, полученные с помощью программы CST. Конструкция антенны в представлении программы CST показана на рис. 2.

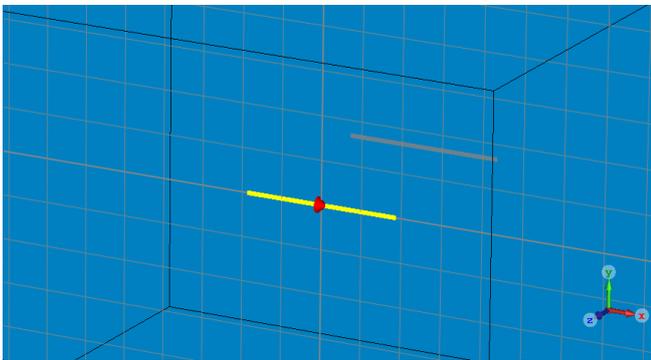


Рис. 2. Конструкция горизонтального полуволнового диполя в представлении программы CST

Диполь размещён вдоль оси X. Питание диполя производится через порт с импедансом 50 Ом, расположенный в центре полотна антенны. Антенное полотно выполнено из меди с проводимостью Electric cond. =  $5.8e+007$  [S/m]. 3D-диаграмма направленности антенны показана на рис. 3.

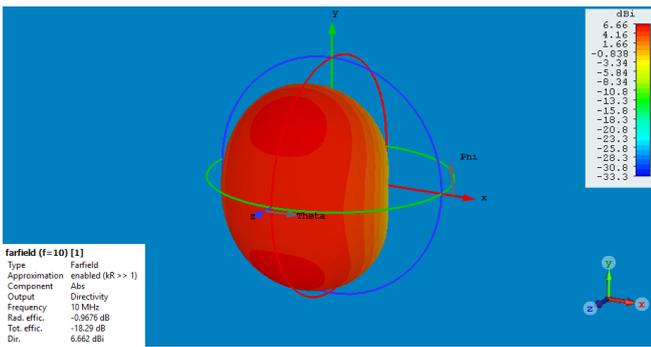


Рис. 3. Расчётная диаграмма направленности антенны

Максимальное усиление на частоте 10 мГц составляет 6.682 dBi. Потери в полотне антенны и земле равны 0.97dB. На рис. 4 показана меридиональная 2D-диаграмма антенны.

Зенитный угол максимума излучения равен 42 градуса (угол возвышения равен:  $90-42=48$  градусов). На рис. 5 показана зависимость мнимой части входного сопротивления от частоты. Наблюдается один резонанс на частоте 18.69 мГц. В точке резонанса активная часть входного сопротивления равна 58.29 Ом.

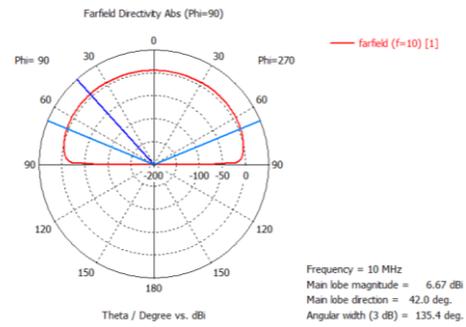


Рис. 4. Меридиональная диаграмма направленности CST модели

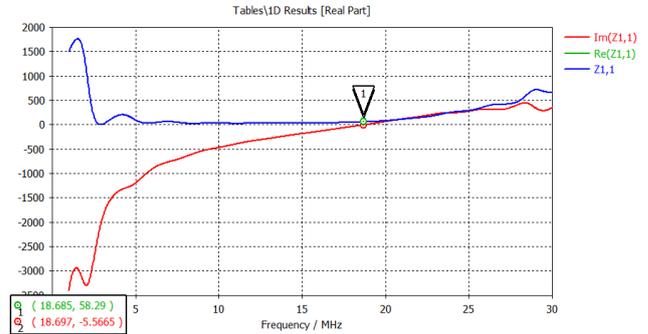


Рис. 5. Зависимость вещественной и мнимой части входного импеданса модели CST от частоты

Существенное уменьшение расчётного времени (до нескольких минут) достигается при выборе материала граничного слоя в виде идеального проводника (ПЕС – Perfect Electrically Conducting – идеальный электрический проводник), а граничного условия в виде проводящей поверхности с тангенциальной составляющей электрического поля равной нулю.

## V. СРАВНЕНИЕ ПРОГРАММНЫХ СРЕДСТВ

Сравнение показывает (таблица 1), что модели антенн рассмотренных программных средства позволяют получить достаточно близкие расчётные характеристики.

Пропуск в таблице означает, что указанная функциональность не поддерживается программным средством. Из рассмотренных программных средств наибольшей функциональностью обладает программа CST, а наиболее удобна в использовании (при хорошем уровне функциональности) – программа MMANA

ТАБЛИЦА I СРАВНИТЕЛЬНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИК МОДЕЛЕЙ АНТЕННЫ ГОРИЗОНТАЛЬНОГО ДИПОЛЯ

| Характеристика  | Matlab модель    | MMANA модель     | HFANT модель | CST модель (Идеальная земля) | CST модель (ПЕС) |
|---|------------------|------------------|--------------|------------------------------|------------------|
| Максимальное усиление на частоте 10 мГц (dBi)   | 6.87             | 6.89             | 6.9          | 6.67                         | 6.89             |
| Угол азимута направления максимального усиления (град)                                | 0, 180           | 0, 180           | 0, 180       | 0, 180                       | 0, 180           |
| Угол возвышения направления максимального усиления (град)                             | 49               | 48.5             | 56           | 48                           | 53               |
| Резонансные частоты (мГц)   | 9.59, 18.0, 29.5 | 9.61, 18.4, 29.5 | -/-          | 18.69                        | 18.64, 28.66     |
| Резистивное сопротивление на первом резонансе (Ом)                                    | 97.1             | 96.8             | -/-          | 58.29                        | 61.5             |
| Коэффициент стоячей волны на первом резонансе при волновом сопротивлении фидера 50 Ом | 2.77             | 2.72             | -/-          | 1.2                          | 1.2              |

## VI. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Унификация расчётных данных различных средств модельного проектирования КВ-антенн является необходимым условием обеспечения достоверных характеристик антенн для последующего применения при комплексном моделировании радиолиний и радиосетей. Среда проектирования МАТЛАБ позволяет в короткие сроки разработать программные средства, решающие задачу унификации, отображения и агрегирования расчётных данных. При создании программного продукта были использованы типовые средства визуального отображения МАТЛАБ, операций ввода/вывода файлов и пакета toolbox Antenna, адаптированного для расчёта проводных антенн.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] Каменев В.В., Сосунов Б.В., Проценко М.С., Щербаков Д.С. Распространение радиоволн и антенно-фидерные устройства: Учеб. для вузов связи / Под ред. В.В. Каменева. СПб.: ВАС, 2007. 252 с.
- [2] Institute for Telecommunication Sciences / Resources / Radio Propagation Software /High Frequency/ REC533 Propagation Model, <https://its.bldrdoc.gov/resources>
- [3] Дорогов А.Ю., Яшин А.И. Программный комплекс моделирования пакетных радиосетей КВ-диапазона // Научноёмкие технологии в космических исследованиях Земли. 2020. Т. 12. № 6. С. 26–37. doi: 10.36724/2409-5419-2020-12-6-26-37.
- [4] Гончаренко И.В. Компьютерное моделирование антенн. Все о программе MMANA // Журнал «Радио». 2002. 80 с.: ил. М.: ИП РадиоСофт, ISBN 5-93037-092-3.
- [5] Курушин А.А., Пластиков А.Н. Проектирование СВЧ устройств в среде CST Microwave Studio. М.: Издательство МЭИ, 2011, 155 с.

# Структура магнитной составляющей крайне низкочастотного электромагнитного поля в волновой зоне

П. Е. Терещенко

Санкт-Петербургский филиал ИЗМИРАН  
tereshchenko@gmail.com

**Аннотация.** Приведены результаты эксперимента по генерации и приему магнитного поля в низкочастотном диапазоне (0.3–90 Гц). Впервые в волновой зоне статистически достоверно измерены три компоненты магнитного поля в сверхнизкочастотном, крайненизкочастотном и более низко частотном диапазоне. Показано, что вертикальная составляющая магнитного поля мала относительно горизонтальных составляющих, что дает возможность использовать в этой зоне теоретические представления с предположением о поперечности поля.

**Ключевые слова:** КНЧ; СНЧ; распространение радиоволн; магнитное поле

## I. ВВЕДЕНИЕ

Для изучения поведения магнитного поля сверхнизкочастотного (СНЧ, 30–300 Гц), крайненизкочастотного диапазона (КНЧ, 3–30 Гц) и более низкочастотного диапазона в волновой зоне (на расстояниях от источника больше двух эквивалентных высот волнового канала Земля-ионосфера) удобно пренебречь вертикальной составляющей поля и использовать приближение поперечности поля в этой зоне. Это позволяет разделить переменные в уравнениях Максвелла, что облегчает построение аналитических решений для горизонтальных компонент и упрощает модельные расчеты. К настоящему времени имеются многочисленные работы в этой области, одной из наиболее значимых является [1], обобщающая импедансный подход к моделированию распространения СНЧ волн в волновой зоне, а также теория телеграфного уравнения [2], развитая и в КНЧ диапазоне [3].

Тем не менее, вертикальная составляющая низкочастотного магнитного поля может вносить значимый вклад в полное поле [4]. Поэтому рассмотрим результаты эксперимента по регистрации низкочастотного магнитного поля в волновой зоне в СНЧ, КНЧ и более низкочастотном диапазоне.

## II. ЭКСПЕРИМЕНТ

В сентябре 2019 года на Кольском полуострове был проведен эксперимент международный FENICS-2019 [5]. В том числе, в его рамках исследовалось влияние ионосферы на распространение волн СНЧ, КНЧ, 3–30 Гц и более низкочастотного диапазона.

В качестве передающей антенны использовалась заземленная на концах промышленная высоковольтная линия длиной около 100 км, ориентированная вдоль географической параллели (рис. 1).

Формирование монохромного сигнала в частотном диапазоне 0,382–194,2 Гц производилось с помощью мобильного генератора мощностью 200 кВт. Сила тока в антенне на самой низкой частоте составляла около 200 А и понижалась до 20 А на самой высокой частоте в силу конструктивных особенностей передающей системы. Регистрация магнитного поля производилась калиброванными индукционными датчиками вблизи села Варзуга на юго-востоке Кольского полуострова на расстоянии в 314 км и 370 км от концов излучающей антенны. Два горизонтальных датчика ориентировались ортогонально в двух направлениях –  $H_{SN}$  – в направлении на магнитный север,  $H_{EW}$  – на запад. Третий датчик  $H_z$  устанавливался вертикально. Также измерялось и электрическое поле ортогональными линиями длиной около 80 м с заземлением в центре и на концах. Контроль стабильности излучателя проводился аналогичным магнитометром в ближней зоне вблизи поселка Верхнетуломский.

В ходе эксперимента с 11 по 15 сентября было проведено 4 сеанса генерации поля на 11 частотах: 0.382 Гц, 0.642 Гц, 0.942 Гц, 1.942 Гц, 3.822 Гц, 6.422 Гц, 9.422 Гц, 19.42 Гц, 38.22 Гц, 64.22 Гц и 94.22 Гц в период с 22:21 UT по 02:59 UT (МСК= UT+3). Время генерации на фиксированной частоте в нижней части частотного диапазона составляло приблизительно 15 минут, за исключением крайней верхней частоты, где в силу малости тока в антенне было увеличено время генерации до получаса.



Рис. 1. Схема эксперимента. L-1 – передающая антенна, Varzuga – точка приема, Verhnetulomsky – контрольная точка в ближней зоне

Амплитуда монохроматического сигнала определялась с помощью оценки средней спектральной плотности мощности в окрестности рабочей

измеряемой частоты и выполнялась методом усредненных пересекающихся периодограмм Уэлча с окном Хэмминга [6].

### III. РЕЗУЛЬТАТЫ

На рис. 2 приведена сонограмма компоненты магнитного поля  $H_{SN}$ , начиная с 22:00 UT во время сеанса 12–13 сентября. На ней видно, что принимаемые сигналы превышают уровень ионосферного шума (включая первый и второй Шумановские резонансы), низкочастотная помеха, возникшая на частоте 0.2–0.6 Гц спустя 1:15 после начала записи, не помешала зарегистрировать низкочастотную часть излучения. В целом, во время регистрации ионосферный шум менялся незначительно, поэтому рассмотрим более подробно временную область во время излучения на частоте 3.822 Гц, ограниченную на 2 вертикальными линиями.

Из спектрограмм для компонент магнитного поля, приведенных на рис. 3, видно, что горизонтальные компоненты более чем в десять раз превышают уровень естественного шума, вертикальная компонента на порядок меньше и заметна только по причине низкого ионосферного шума.

Теперь рассмотрим более подробно величину компонент магнитного поля, нормированных на ток в антенне. На рис. 4 приведены нормированные амплитуды всех зарегистрированных 12.09.2019 сигналов. Вертикальная компонента  $H_z$  на частотах 0.382 Гц и 0.642 Гц меньше естественного шума и не выделяется. Во всем остальном диапазоне она в десять и более раз меньше горизонтальных компонент.

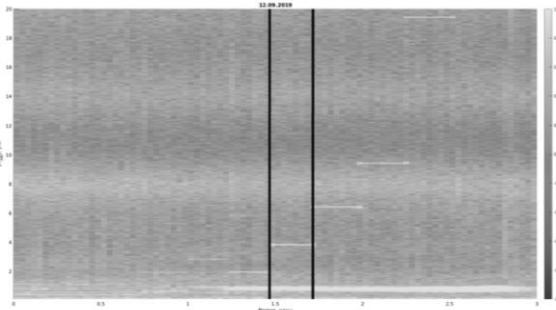


Рис. 2. Сонограмма компоненты магнитного поля  $H_{SN}$ . На оси  $x$  отсчет времени в часах с 22:00 UT, вертикальными линиями ограничена временная область во время излучения на частоте 3.822 Гц

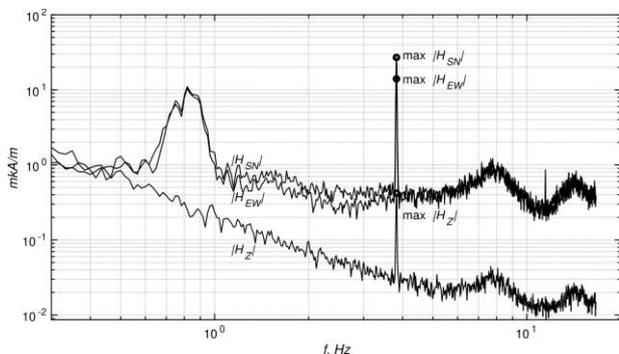


Рис. 3. Спектры амплитуд компонент магнитного поля во временном диапазоне 0:28–0:42 UT 13.09.19

### IV. ВЫВОДЫ

Впервые в волновой зоне проведены измерения трех компонент магнитного поля в СНЧ, КНЧ и более низком частотном диапазоне. Благодаря выбору места наблюдения с низким уровнем вертикального ионосферного шума были измерены амплитуды не только горизонтальных компонент магнитного поля, но и вертикальной. Экспериментально установлена возможность статистически надежных измерений вертикальной составляющей поля на фоне естественного шума. При этом вертикальная составляющая магнитного поля  $H_z$  на порядок меньше горизонтальных компонент, что позволяет считать поле в волновой зоне поперечным.

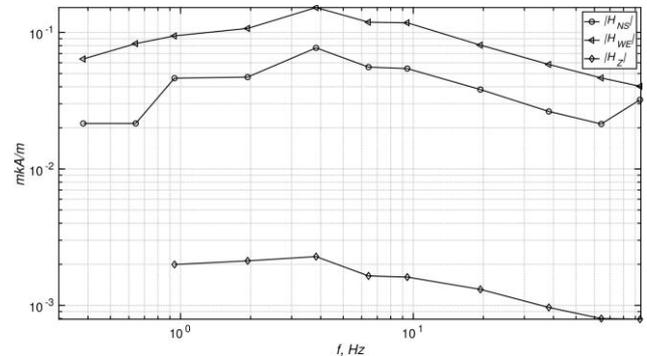


Рис. 4. Амплитуды компонент магнитного поля, нормированные на ток в антенне

### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] Casey J.P. Extremely Low Frequency (ELF) Propagation Formulas for Dipole Sources Radiating in a Spherical Earth-Ionosphere Waveguide. NUWC-NPT Technical Report 11, 369, Naval Undersea Warfare Center Newport Division. RI, USA: Naval Undersea Warfare Center Newport Division, 2002.
- [2] Кириллов В.В. Параметры волновода Земля–ионосфера на СНЧ // Проблемы дифракции и распространения радиоволн. 1993. № 25. С. 35–52.
- [3] Кириллов В.В., Копейкин В.Н. Решение двухмерного телеграфного уравнения с анизотропными параметрами // Изв. ВУЗов. Радиофизика. 2002. Т. 45, № 12. С. 1011.
- [4] Терешенко П.Е. Влияние ионосферы на вертикальную составляющую магнитного поля, возбуждаемого горизонтальным электрическим диполем // Техника радиосвязи. 2020. № 4. С. 68–76.
- [5] Терешенко П.Е. Оценка эффективной проводимости подстилающей поверхности волновода Земля–ионосфера по результатам приема электромагнитных полей в средней зоне активного источника // Наука и технологические разработки. 2019. № 4. С. 34–42.
- [6] Blanchet G., Charbit M. Digital Signal and Image Processing using MATLAB®: Second Edition. ISTE Ltd / London John Wiley & Sons. Inc. Hoboken, 2015. P. 327.

# Моделирующий комплекс пакетных радиосетей КВ-диапазона

А. Ю. Дорогов

Санкт-Петербургский государственный  
электротехнический университет  
«ЛЭТИ» им. В.И. Ульянова (Ленина)  
vaksa2006@yandex.ru

Е. П. Подранюк

ПАО «Интелтех»  
PodranyukEP@inteltech.ru

**Аннотация.** В работе рассмотрен моделирующий комплекс для пакетных радиосетей передачи данных КВ-диапазона с изменяющимися условиями связи. Комплекс состоит из совокупности взаимодействующих моделей, реализованных в программной среде Matlab. Функционал разработанных моделей позволяет оценить вероятностно-временные характеристики радиолиний и зонового радио-покрытия в зависимости от географических координат, времени, месяца, солнечной активности и выбранных системных параметров на период до одного года. Приведены примеры использования моделирующего комплекса для расчёта протяжённых радиолиний сети КВ-диапазона.

**Ключевые слова:** ионосферная связь; прогноз условий связи; моделирующий комплекс; пакетная радиосеть; КВ-диапазон

## I. ВВЕДЕНИЕ

Ионосферная радиосвязь в КВ диапазоне (3÷30 МГц) является экономически эффективной средой для многих видов телекоммуникационных услуг, требующих передачи данных за пределы прямой видимости. Для Российской Федерации высоконадёжная сеть КВ-диапазона масштаба страны представляется недорогой альтернативой спутниковым системам связи при предоставлении телекоммуникационных услуг службам МЧС, РЖД, силовым ведомствам, а также региональным администрациям и многочисленным хозяйственно-экономическим структурам.

## II. СТРУКТУРА МОДЕЛИРУЮЩЕГО КОМПЛЕКСА

Моделирующий комплекс [1] радиосетей КВ-диапазона состоит из совокупности взаимодействующих моделей, реализованных в программной среде Matlab. Структура комплекса представлена на рис. 1. Программные модели комплекса имеют следующее назначение:

1. Модель структурного проектирования радиосети. Модель предназначена для синтеза структуры сети по степени связанности узлов и устойчивости радиосвязи по направлениям. Синтез выполняется по координатной базе узлов сети, с учетом предпочтений. Модель позволяет выполнить оценку функциональной живучести сети.
2. Модель прогнозирования условий связи в радиосети. Модель предназначена для оценки характеристик сигнал/шум в зависимости от координат размещения радиоцентров, времени суток, месяца года и солнечной активности.

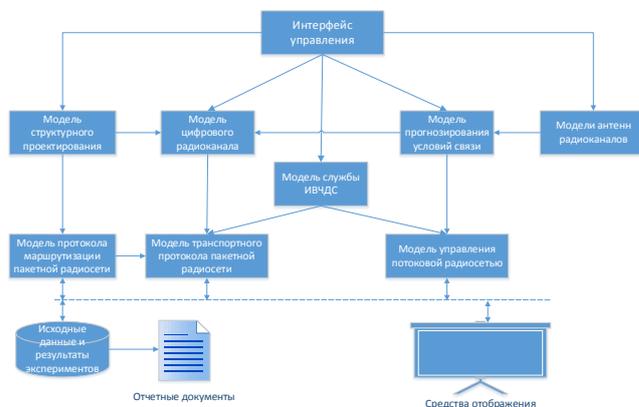


Fig. 1. Структура моделирующего комплекса

3. Модель прогнозирования условий связи в радиозоне. Модель предназначена для прогнозирования распространения сигнала в радиозоне. Зона задаётся относительно выбранного центра в градусах или в километрах по направлениям «на Восток», «на Запад», «на Север» и «на Юг».
4. Модель цифрового радиоканала. Модель предназначена для расчета битовых ошибок в радиолиниях сети, в зависимости от используемого типа модуляции и вероятностных характеристик радиоканалов.
5. Модель протокола маршрутизации пакетной радиосети. Модель предназначена для оценки вероятностно-временных характеристик протокола маршрутизации в сети пакетной передачи данных.
6. Модель транспортного протокола. Модель предназначена для оценки вероятностно-временных характеристик транспортного протокола передачи данных в пакетной радиосети.
7. Модель службы ИВЧДС (Информационно-волновой частотно диспетчерской службы). Модель предназначена для формирования суточного волнового расписания на радиолиниях сети в зависимости от условий связи.
8. Модель антенн радиоцентров. Модель предназначена для расчета диаграмм направленности передающих и приемных антенн по их конструктивным характеристикам.
9. Модель управления потоковой радиосетью. Модель предназначена для оценки пропускной способности радиосети с коммутацией каналов при организации потоковой передачи данных.

На рис. 2 представлен вариант топологии тестовой радиосети. Узлы сети привязаны к географическим координатам.

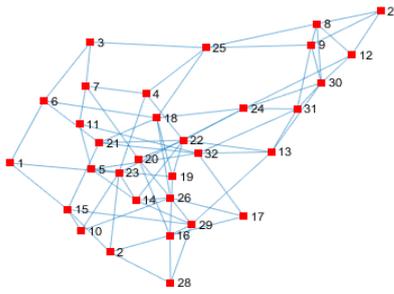


Fig. 2. Топология тестовой радиосети

### III. МОДЕЛЬ ПРОГНОЗИРОВАНИЯ УСЛОВИЙ СВЯЗИ В РАДИОСЕТИ

Данная программная модель представляет собой доработанную модель Прогнозирования рабочих характеристик ВЧ-линий Международного Союза Электросвязи (ITU REC533). В модель были внесены изменения с учётом требований расчёта характеристик всех радиолиний сети на временном интервале длительностью один год. Исходными данными программной модели Прогнозирования условий связи являются:

- координаты размещения приёмника и передатчика;
- характеристики приёмной и передающей антенны;
- мощность передатчика;
- время (1-24 час); месяц (1-12); год;
- расчётные частоты (до 10);
- солнечная активность.

Расчёт прогнозируемых характеристик радиолиний выполняется по всем заданным частотам, месяцам года и для каждого часа суток. Солнечная активность определяется числом солнечных пятен и устанавливается по номеру года из хранимого файла данных. Программа имеет возможность обновить файл данных солнечной активности через сеть Интернет. В соответствии с рекомендацией МСЭ-R P.533-13 программа позволяет вычислить медианные оценки следующих характеристик:

- 'DBU' – dB(1uV/m) – медиана напряженности поля, ожидаемая в месте приема, взятая по выборке для всех дней месяца (в децибелах относительно микро-вольта на метр).
- dBpW' (dBpW) – медиана мощности сигнала, взятая по выборке для всех дней месяца, ожидаемая в месте приема (в децибелах относительно пиковатта).
- 'S/N' (dB) – месячная медиана отношения сигнал/шум (S/N) для ожидаемой моды в полосе частот.
- 'FS/N' – расчетная надежность. Диапазон [0–0.99]. Вероятность того, что отношение сигнал/шум (SNR) превысит требуемое значение (Req. SNR).
- 'SNxx' (dB) – отношение сигнал/шум для требуемой надежности.

На рис. 3 показаны ожидаемые моды ионосферного распространения радиоволн по расчётным частотам на июнь 2018 г. для одной из радиолиний сети. Возможны также многоскачковые трассы, позволяющие радиоволне обогнуть земной шар. Результаты расчётов характеристик радиолиний также могут быть представлены в шкале локального времени или универсального времени (UT), отсчитываемого на долготе Гринвичского меридиана. На рис. 4 показано отношение сигнал/шум для этой же радиолинии.

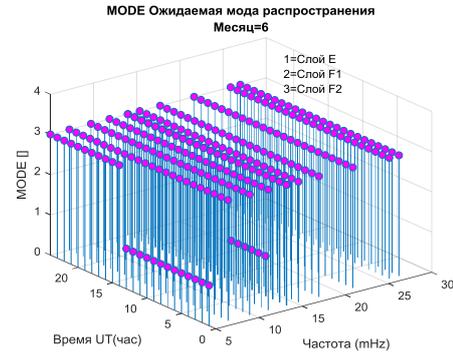


Fig. 3. Ожидаемые моды распространения по расчетным частотам

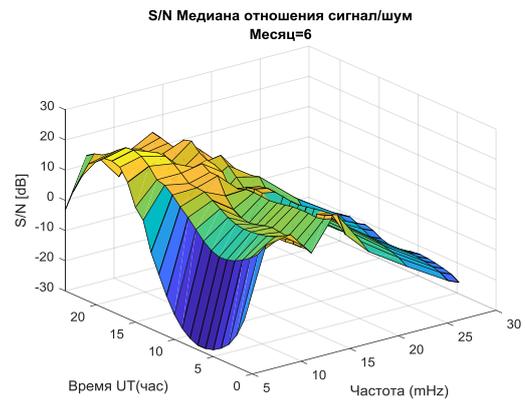


Fig. 4. Результаты расчёты отношения сигнал/шум

### IV. МОДЕЛЬ ПРОГНОЗИРОВАНИЯ УСЛОВИЙ СВЯЗИ В РАДИОЗОНЕ

Программная модель предназначена для прогнозирования ионосферного распространения сигнала в радиозоне. Зона задаётся относительно выбранного центра зоны в градусах или в километрах по направлениям «на Восток», «на Запад», «на Север», «на Юг». Отдельно указывается место размещения передатчика, мощность передатчика и характеристики передающей антенны. Зона покрывается равномерной сеткой, в узлах которой находятся приёмники. Минимальный размер сетки 5×5, максимальный 999×999. Все приёмники имеют совпадающие характеристики антенн, ориентированных на передатчик. Расчёт производится для 1–9 возможных вариантов. Варианты отличаются по частоте, номеру месяца, часу суток и солнечной активности. Солнечная активность определяется числом солнечных пятен и устанавливается по номеру года.

На рис. 5 показан 3D-график изменения отношения сигнал/шум в зоне размером 1000×1000 км, центром которой является вершина исследуемой сети. Передатчик размещён в центре зоны, покрытой сеткой размером 71×71.

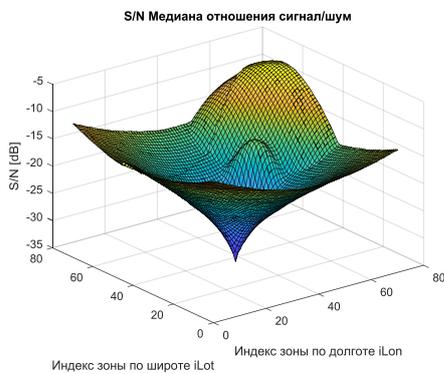


Fig. 5. Изменение отношения сигнал/шум в радиозоне

Радиозона может быть отображена на географической карте в цветовой палитре по значениям исследуемой характеристики. Интерактивный маркер позволяет определить координаты желаемой точки на карте (рис. 6).

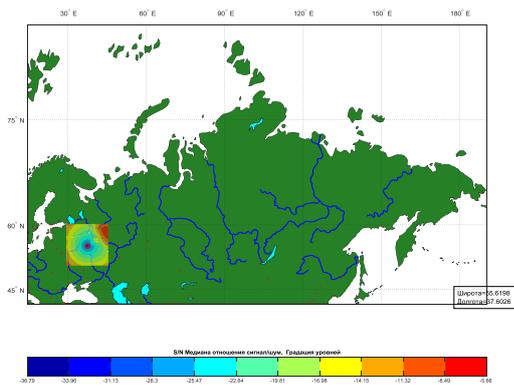


Fig. 6. Отображение радиозоны на географической карте

## V. МОДЕЛЬ ЦИФРОВОГО РАДИОКАНАЛА

Программная модель радиоканала предназначена для расчёта битовых ошибок и ошибок передачи пакетов по радиолиниям сети при заданных условиях связи. Программа использует модели модемов из Matlab пакета Communications System Toolbox. Модемы различаются по типам модуляции, размеру алфавита и типам канала.

Поддерживаются два типа каналов: AWGN – канал с Гауссовским белым шумом; и Rayleigh and Rician fading – канал с замираниями. Входными данными программы моделирования является таблица отношений сигнал/шум для радиолиний, развёрнутая по времени суток и месячным датам.

Для каждой радиолинии можно задать свой модем или использовать один тип модема для всех радиолиний сети. Выходными данными являются таблицы, содержащие битовые или пакетные ошибки для радиолиний на рабочих частотах. Размер пакета задаётся в пользовательском интерфейсе. В цифровых системах передачи принято использовать вместо отношения сигнал/шум связанное с ним нормированное отношение средней энергии на бит информации к спектральной плотности мощности шума  $E_b/N_0$ . Это отношение, выраженное в децибелах, используется в функциях пакета Communications System Toolbox при расчете битовых ошибок. График зависимости битовой ошибки от значения  $E_b/N_0$  при работе с модуляцией 'gam' и алфавитом  $k = 4$  в канале AWGN показан на рис. 7.

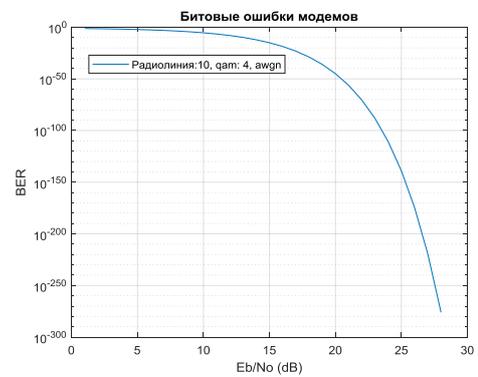


Fig. 7. Битовые ошибки для модема с модуляцией 'gam' и алфавитом в канале AWGN

## VI. МОДЕЛЬ ПРОТОКОЛА МАРШРУТИЗАЦИИ ПАКЕТНОЙ РАДИОСЕТИ

Модель [2] позволяет оценить время сходимости пускового режима алгоритма маршрутизации O2M, наполненность служебных таблиц протокола и таблиц маршрутизации, а также размеры очередей в буферах маршрутизаторов. Модель также позволяет оценить помехоустойчивость протокола маршрутизации O2M и его динамические свойства при изменении структуры сети. Входными данными для модели являются топология сети, список узлов, скорость передачи данных в каналах связи. На рис. 8 представлен график, отражающий динамику трафика служебных пакетов для пускового режима тестовой сети (рис. 2).

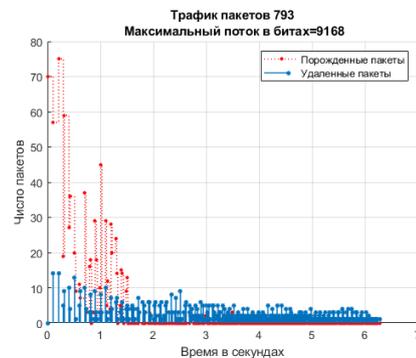


Fig. 8. Динамика служебного трафика сети в пусковом режиме протокола маршрутизации

На рис. 9 представлены максимальные значения очередей для наиболее загруженных портов тестовой сети в пусковом режиме.

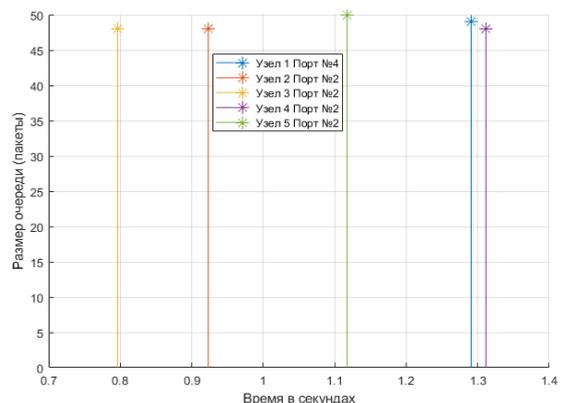


Fig. 9. Максимальные значения очередей служебных пакетов в пусковом режиме протокола маршрутизации

## VII. МОДЕЛЬ ТРАНСПОРТНОГО ПРОТОКОЛА

Программная модель транспортного протокола О2П [3] позволяет оценить время доставки сообщения, время доступа к услуге передачи данных, вероятность доставки и доступа к услуге в нормативное время, устойчивость протокола к воздействию помех.

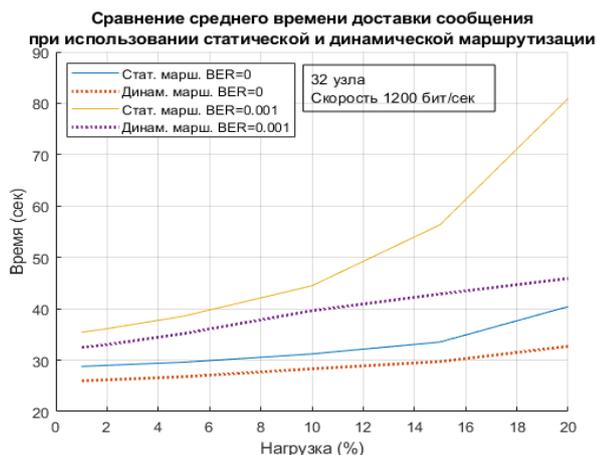


Fig. 10. Среднее время доставки сообщения транспортного протокола

Входными данными для модели являются: топология сети, маршрутные таблицы протокола О2М, скорость передачи данных, вероятность возникновения битовой ошибки, интенсивность потока сообщений, размер передаваемых сообщений. На рис. 10 представлен график среднего времени доставки сообщения длиной 1500 байт в зависимости от используемого типа маршрутизации (статическая или динамическая) при фиксированных значениях BER.

## VIII. МОДЕЛЬ СЛУЖБЫ ИВЧДС

Служба предназначена для построения волнового расписания всех радиолиний радиосети КВ-диапазона по данным радиопрогноза условий связи. Программная модель позволяет выполнить построение двух типов волнового расписания: многочастотного и двухчастотного. При многочастотном расписании изменение рабочей частоты происходит каждый час. Частота выбирается из списка рабочих частот, на которых уровень битовой ошибки не превышает допустимый. При двухчастотном расписании используются две рабочие частоты: дневная и ночная. Смена частот происходит на границе между днём и ночью. На временных интервалах дня и ночи выбирается частота, на которой уровень ошибки не превышает допустимый.

На рис. 11 показано волновое двухчастотное расписание для радиолинии тестовой сети (рис. 2) на октябрь 2018 г. При отображении, размер маркеров на графике указывает уровень сигнала на рабочих частотах на приёмной стороне радиолинии.

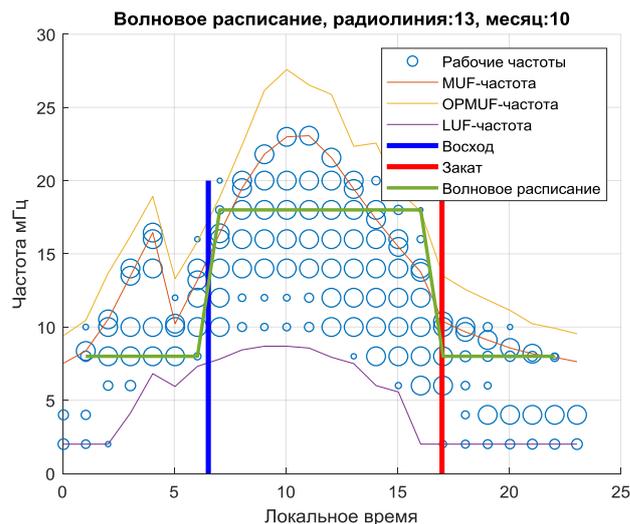


Fig. 11. Двухчастотное волновое расписание

## IX. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Моделирующий комплекс позволяет получить оценки вероятностно-временных характеристик радиосетей с глубиной моделирования до одного года. Состав моделей достаточен для решения задачи проектирования радиосетей КВ-диапазона с учетом изменяющихся условий ионосферной радиосвязи. Методы моделирования соответствуют рекомендациям Международного союза электросвязи (ITU).

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] Дорогов А.Ю., Яшин А.И. Программный комплекс моделирования пакетных радиосетей КВ-диапазона // Научно-технические исследования в космических исследованиях Земли. 2020. Т. 12. № 6. С. 26-37. doi: 10.36724/2409-5419-2020-12-6-26-37.
- [2] Дорогов А.Ю., Подранок Е.П. Имитационная модель и результаты моделирования протокола маршрутизации О2М для низкоскоростных мобильных радиосетей // Техника средств связи, №4(152), 2020. С. 51-59.
- [3] Егоров А.А. Протоколы О2П и О2М для переноса IP-трафика в низкоскоростных сетях с высоким коэффициентом ошибок // Техника средств связи. 2020, Т.11. №2. С. 32-50.

# Eigenmode Analysis for Periodic Transmission Lines Characterization

Vladimir I. Litun  
*Ansys*  
 Moscow, Russia  
 vladimir.litun@ansys.com

Jeffrey Tharp  
*Ansys*  
 Statesville NC, USA  
 jeffrey.tharp@ansys.com

Sergey L. Chernyshev  
*Bauman Moscow State Technical  
 University*  
 Moscow, Russia  
 chernshv@bmstu.ru

**Abstract**—This paper discusses some features of 3D eigenmode analysis based on the Finite Element Method for an investigation into Periodic Transmission Lines. The main research focus is on planar waveguiding structures. The characterization approach combining post-processing of the resulting complex eigenfrequencies and eigenmode field structures is presented. The discussion is complemented with several examples, including meshed microstrip and spoof surface plasmon polariton transmission lines.

**Keywords**—*eigenmode analysis, periodic structures, transmission lines, characterization, finite element method*

## I. INTRODUCTION

During the last decades, the area of printed transmission lines based on periodic or periodically loaded structures, also known as metalines, has been rapidly developing in the microwave community. A general overview of printed periodic transmission lines (PTL) could be found in [1]. The building blocks of these structures are commonly referred to as unit-cells (UC).

One of the most popular ways to extract the periodic transmission line characteristics is to apply the S-parameter retrieval technique [2]. This method is especially helpful for experimental research, but at the design stage it requires to analyze models containing several PTL UCs and “measurement” fixtures (i.e., regular transmission lines of the finite length). The disadvantage of the extraction technique is the edge effect affecting to characteristics of periodic elements close to the transition area. The influence of the edge effect could be reduced by analyzing PTL of the finite length with relatively large number of UCs but the required RAM and time expenses for analysis will grow with the number of elements.

On other hand, PTL characteristics could be evaluated within UC analysis employing Floquet-Bloch theorem. For a general case of UC’s structure, one can solve this type of problems with rigorous methods of computational electromagnetics. Resulting complex eigenfrequencies [3] then could be employed to compute propagation and attenuation [4] constants. Characteristic impedance (or Bloch impedance of UCs) could be derived only from the field data. Since we are interested in both complex eigenfrequencies and precise field distribution for post-processing, the finite-element method (FEM) is the best option because of the ability to provide 3D piece-wise non-linear vector approximation of the field within UC’s volume [5].

Below, one can find a discussion on the post-processing procedure for comprehensive characterization of the PTL based on the UC analysis as a part of the infinite structure. Finally, the post-processing results for two real-life cases are presented.

## II. POST-PROCESSING FOR UC ANALYSIS RESULTS

### A. Computation of the Complex Propagation Constant

The phase constant ( $\beta$ ) along the PTL is straight-forward to extract if the UC is much shorter than a wavelength. In this case, it depends only on the phase shift between periodic boundaries ( $\varphi_s$ ) of the UC and its length ( $D$ ):

$$\beta = \frac{\varphi_s}{D}. \quad (1)$$

A dependency of the complex eigenfrequency ( $f_c = f_{re} + jf_{im}$ ) on the propagation constant is the dispersive relation  $f_c(\beta)$ .

The attenuation constant ( $\alpha$ ) could be calculated from the dispersive curve and the eigenfrequency data [4, 3]:

$$\alpha = f_{re} \left( \frac{\partial f_{re}}{\partial \beta} \right)^{-1} \frac{1}{2Q} = f_{im} \left( \frac{\partial f_{re}}{\partial \beta} \right)^{-1}, \quad (2)$$

where  $Q$  is the Q-factor of the mode,  $f_{re}$  and  $f_{im}$  are real and imaginary components of the complex eigenfrequency  $f_c$ .

Since this post-processing procedure includes derivation, one should perform a simulation for a sufficient number of points over the dispersive curve. Then one can employ a numerical derivative or approximate the discrete dataset by a suitable smooth function, if applicable for the particular PTL type, to work with an analytical derivative.

### B. Extraction of the Characteristic (Bloch) Impedance

As mentioned above, this procedure is based on a post-processing of the resulting field, i.e., the eigenmode data. The discussion of the field data post-processing in this paper is based on the capability of the commercial FEM-based electromagnetic solver Ansys HFSS to apply mathematical operations, including smoothing, various operators and integration, to the resulting approximated field distribution. Related principles of the UC eigenmode results processing are discussed in [6].

Within the post processing of the field data, one can calculate the characteristic impedance ( $Z_{PI}$ ) as:

$$Z_{PI} = \frac{2P}{|I|^2}, \quad (3)$$

where

$$P = \frac{1}{2} \iint_S [\vec{E}, \vec{H}^*] d\vec{s} \quad (4)$$

is a power flow along the transmission line calculated over the cross-section  $S$  of the UC (e.g., one of the faces assigned as periodic boundaries), and

$$I = \iint_L \vec{H} d\vec{l} \quad (5)$$

is a full current in the transmission line. The integration contour  $L$  should enclose the conductor's cross-section.

For transmission lines with non-homogeneous field distribution between conductors (or in the case of multiple conductors), computation via power flow and current  $Z_{PI}$  is more stable and versatile than the formulation via voltage and current ( $Z_{VI}$ ), also applicable for eigenmode problems.

All these computations could be performed directly in Ansys HFSS using the *Field Calculator* tool.

### III. EXAMPLES OF PTL CHARACTERIZATION

#### A. Spoof Surface Plasmon-Polariton Transmission Line

One of the emerging PTL structures is the so-called spoof surface plasmon-polariton transmission lines (SSPP) based on various corrugated printed structures: single stripes, slot lines, microstrip lines (MSL), grounded coplanar waveguides, and double-sided parallel strip lines (DSPLS). An overview of this topic could be found in [7].

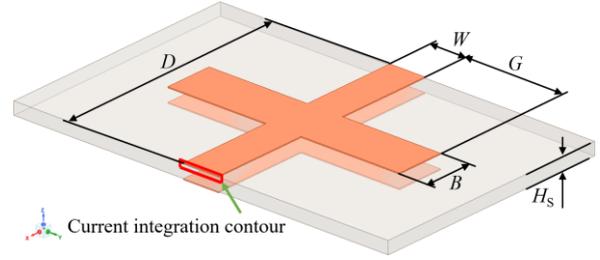


Fig. 1. UC of the DSPLS-based SSPP transmission line

As an application example, the UC design inspired by [8] is employed (Fig. 1). The geometrical parameters in Fig. 1 are  $D = 5$  mm (UC's length),  $W = 0.75$  mm (width of the DSPLS),  $G = 2.1$  mm,  $B = 1$  mm,  $H_s = 0.254$  mm. The substrate is Rogers RT 5880 ( $\epsilon_r = 2.2$ ,  $\tan\delta_\epsilon = 0.0009$ ) with a copper foil thickness of  $18 \mu\text{m}$ .

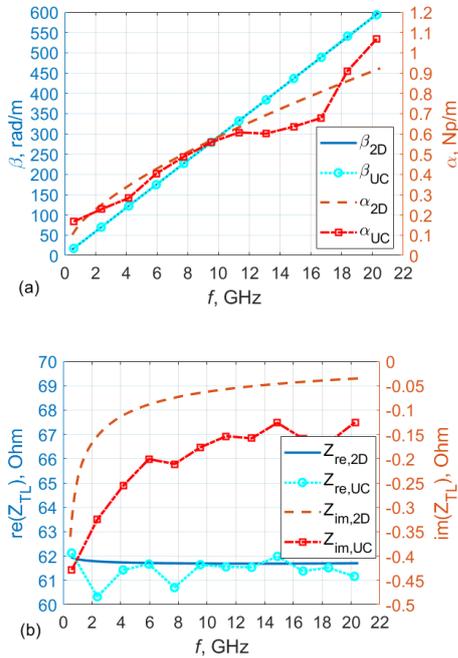


Fig. 2. Results for the DSPLS: a) propagation constants; b) characteristic impedance

At the first step, the 3D UC post-processing results for the DSPLS itself are compared with the results of classical 2D eigenmode analysis for this regular transmission line (Fig. 2). Both the complex propagation constant and the characteristic impedance components are in a good agreement. The expected observation is that the solution of the 2D eigenmode problem is more precise and stable.

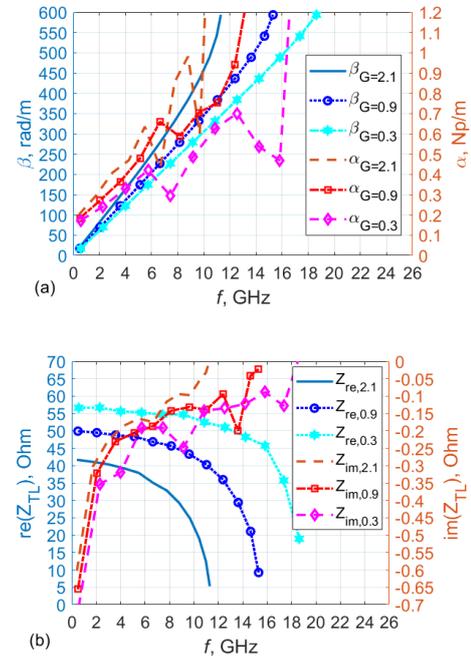


Fig. 3. Results for the SSPP: a) propagation constants; b) characteristic impedance

Eigenmode datasets post-processing results for the SSPP UC are shown in Fig. 3 for several values of the parameter  $G$ : 0.3 mm, 0.9 mm and 2.1 mm. All the curves are in a good agreement with the results from [8] obtained using the S-parameters retrieval technique [2]. This confirms the applicability of the eigenmode-based approach for the PTL characterization.

## B. Meshed Microstrip Transmission Lines

A meshed microstrip transmission line (MMTL) is based on a UC shown in Fig. 4. Properties of such transmission lines are discussed in [9]. PTL characteristics extracted using the described technique are shown in Fig. 5 for the following MMTL configuration:  $W = 80 \mu\text{m}$ ,  $G = 300 \mu\text{m}$ ,  $D = W + G = 380 \mu\text{m}$ ,  $H_s = 254 \mu\text{m}$ ; the substrate is Rogers RT 5880 –  $\epsilon_r = 2.2$ ,  $\tan\delta_e = 0.0009$ ; the copper foil thickness  $T = 18 \mu\text{m}$ . In Fig. 5, the results for the regular MSL of the same width ( $760 \mu\text{m}$ ) are also presented in comparison with a classical 2D eigenmode problem solution for its cross-section.

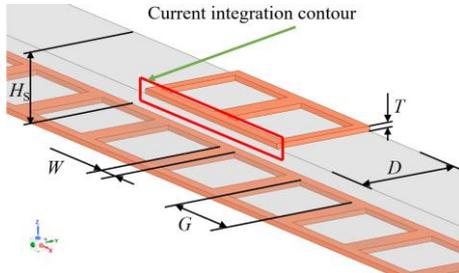


Fig. 4. UC of the MMTL

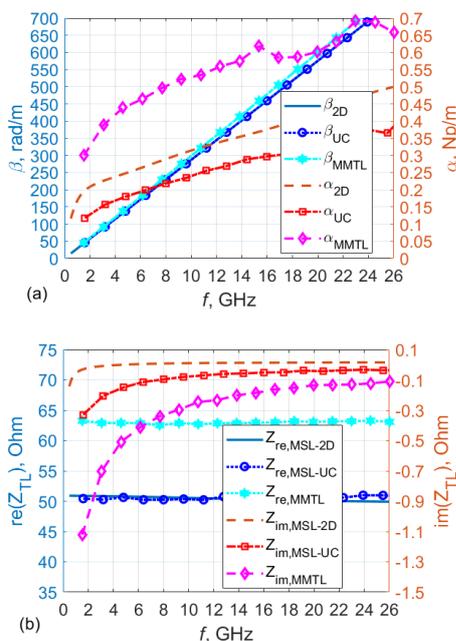


Fig. 5. Results for MSL and MMTL: a) propagation constants; b) characteristic impedance

Here one can see a good agreement between the post-processing results and the 2D eigenmode problem solution. The MMTL shows the expected difference from the regular line, as discussed in [9].

## IV. CONCLUSIONS

The general post-processing methodology for the 3D eigenmode analysis of PTL UCs is presented and demonstrated for a couple of real-life cases.

The post-processing of the dispersion curve and the 3D eigenmode field distribution allows getting the complex propagation constant and characteristic impedance of the PTL.

As expected, for regular transmission lines, this approach is less effective and precise in comparison to the solution of the classical 2D eigenmode problem. Nevertheless, this approach is versatile and applicable for various types of PTL UCs. Also, its results are in good agreement with other parameter extraction techniques.

The UC eigenmode analysis requires less RAM in comparison with the simulation of the design containing several UCs and “measurement” fixtures (appropriate regular transmission lines of a finite length) utilized for a scattering matrix-based retrieval.

## REFERENCES

- [1] A.K. Verma, Introduction To Modern Planar Transmission Lines: Physical, Analytical, and Circuit Models Approach, Wiley-IEEE Press, 2021, 944 p.
- [2] D.R. Smith, D.C. Vier, T. Koschny and C.M. Soukoulis, "Electromagnetic parameter retrieval from inhomogeneous metamaterials", Phys. Rev. E, vol. 71, no. 3, 036617, pp. 1-11, Mar. 2005.
- [3] J.G.N. Rahmeier, V. Tiukuvaara and S. Gupta, "Complex Eigenmodes and Eigenfrequencies in Electromagnetics," in IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 69, no. 8, pp. 4644-4656, Aug. 2021.
- [4] H.P. Hsu, "On The General Relation Between alpha and Q (Correspondence)," in IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 11, no. 4, pp. 258-258, July 1963.
- [5] M.-J. Jin, The Finite Element Method in Electromagnetics, Wiley-IEEE Press, 2014, 876 p.
- [6] S. Otto, A. Rennings, T. Liebig, C. Caloz and K. Solbach, "An energy-based circuit parameter extraction method for CRLH leaky wave antennas," Proceedings of the Fourth European Conference on Antennas and Propagation, 2010, pp. 1-5.
- [7] W.X. Tang, H.C. Zhang, H.F. Ma, W.X. Jiang and T.J. Cui, "Concept theory design and applications of spoof surface plasmon polaritons at microwave frequencies", Adv. Opt. Mater., vol. 7, no. 1, Jan. 2019.
- [8] L. Liu, Z. Li, B. Z. Xu, J. Xu, C. Chen and C. Gu, "Fishbone-like high-efficiency low-pass plasmonic filter based on double-layered conformal surface plasmons", Plasmonics, vol. 12, no. 2, pp. 439-444, Jun. 2017.
- [9] Z.J. Silva, C.R. Valenta and G.D. Durgin, "Design and Characterization of Meshed Microstrip Transmission Lines," 2019 IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS), 2019, pp. 811-814.

# Patch Antennas Characteristics Design Using RWG Functions

Aleksandr A. Bezgin  
Sevastopol State University  
Sevastopol, Russia  
bezghinaa@gmail.com

Aleksandr A. Savochkin  
Sevastopol State University  
Sevastopol, Russia  
savochkin\_mail@mail.ru

**Abstract**—The patch antennas characteristics calculating method, based on the numerical solution of integral equation by the method of moments using the RWG functions was considered. Based on this method, a model of a two-level antenna with square radiators was developed. Surface current distribution, radiation patterns and matching of a square patch antenna were calculated. Comparison of the obtained calculation results with the simulation results in CAD FEKO was carried out.

**Keywords**—patch antenna, method of moments, RWG functions, integral equations

## I. INTRODUCTION

The problem of finding antennas radiation field and input characteristics is often reduced to the problem of finding surface currents by the method of integral equations for the electric field [1]. In most cases, a solution cannot be found analytically. Therefore, it is necessary to apply numerical solution methods.

Most modern CAD systems use three methods for solving electrodynamics problems:

- Method of Moments – MoM;
- Finite Difference Time Domain – FDTD;
- Finite Element Method – FEM.

These modeling techniques use a similar approach to solving electrodynamics problems. The modeling process includes the following main steps:

- creation physical structure model of the antenna;
- determines the modeling area and boundary conditions;
- physical model is sampled by gridding into cells. Then, a local (basis) function is used to approximate the field / current within the cell;
- calculation of radiation patterns and input characteristics.

The method of moments (MoM) was chosen as a method for solving electrodynamics problems, in which the formation of an integral equation for finding currents is reduced to solving a linear algebraic equations system [2–4]. When using the method of moments, two problems are solved: the internal one, which includes finding the currents distribution on the surface of the antenna, and the external one, determining the radiation field from the found currents distribution.

## II. CALCULATION METHOD

Consider the method of determining surface currents. The currents at antenna surface can be found through the matrix equation:

$$I = V / K, \quad (1)$$

where:  $V$  – forcing vector;  $K$  – impedance matrix.

At the first solution stage, antenna structure is divided into elementary radiating cells (Fig. 1, a). The RWG functions derived by Rao, Wilton and Glisson are used as basic functions [3, 4]. In this method, antenna surface is divided into triangles, with each pair of triangles having a common edge forming a corresponding RWG pair [5]. This pair is a dipole with a linear current distribution (Fig. 1, b). The arrows in figure show the current direction flow in triangular cells. Each of the triangles is assigned a positive or negative charge.

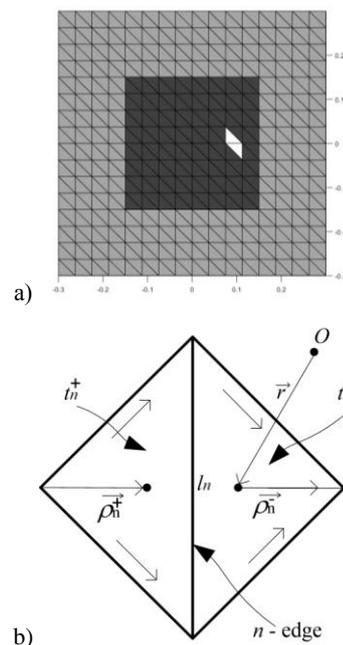


Fig. 1. Dividing antenna structure into elements (a) and RWG pair (b)

For every pair of triangles  $t_n^+$  и  $t_n^-$  with area  $A_n^+$  and  $A_n^-$  and common edge  $ln$  basic function is an expression (2).

$$f_n(r) = \begin{cases} l_n / 2A_n^+ \rho_n^+(r), & \text{at } r \in t_n^+ \\ l_n / 2A_n^- \rho_n^-(r), & \text{at } r \in t_n^- \\ 0, & \text{in other cases.} \end{cases} \quad (2)$$

where:  $\rho_n^+ = r - r_n$  – vector with the beginning at free vertex positive triangle and end at observation point  $r$ ;  $\rho_n^- = r - r_n$  –



Fig. 5 shows radiation patterns calculated by proposed method at frequencies of 380 MHz (a) and 440 MHz (b), and in the CAD FEKO (c, d) in the  $xOz$  and  $yOz$  planes. Radiation pattern shape and the gain level obtained by calculation are in good agreement with simulation in CAD FEKO.

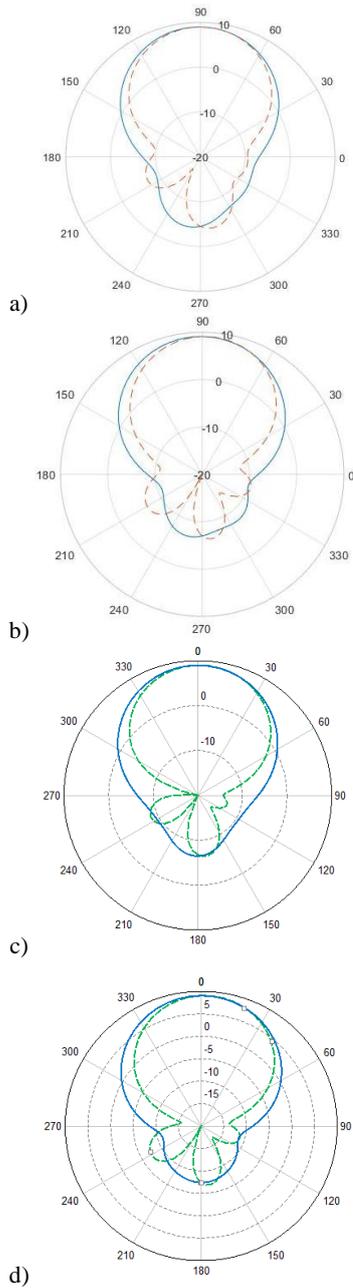


Fig. 5. Radiating patterns in plane  $xOz$  and  $yOz$  at 380 MHz and 440 MHz calculated by the proposed method (a, b) and in CAD FEKO (c, d)

#### IV. CONCLUSION

Presented method allows one to calculate antennas characteristics without involving expensive and demanding to personal computer CAD systems. Calculated current distribution on antenna surface makes it possible to calculate the radiation characteristics and matching. Standard calculation method (MoM) used allows simulation of antennas of any shape, including multi-level multi-frequency printed antennas.

In order to increase the calculation accuracy and improve the calculation methodology, it is proposed to further use a nonlinear division of the antenna structure into elementary radiators near feeding point and at edges of the radiator.

#### REFERENCES

- [1] Bezgin A.A., Savochkin A.A. *Raschet poverhnostnyh tokov pechatnyh antenn metodom momentov* [Determination of patch antennas surface currents by the method of moments]. *Sovremennye problemy radioelektroniki i telekommunikacij: sb. nauch. tr.* [Modern problems of radio electronics and telecommunications]. Moscow-Sevastopol, SevSU. 2020. no 3. pp. 120. (in Russian)
- [2] Mittra R. *Vychislitel'nye metody v elektrodinamike* [Computer techniques for electromagnetics]. Moscow, Mir Publ. 1977. Vol. 7. 485 p. (in Russian)
- [3] Rao S. M., Wilton D. R., Glisson A. W. Electromagnetic by surfaces of arbitrary shape. *IEEE Trans. Antennas and Propagation*. 1982. vol. 30. no. 3. pp. 409-418.
- [4] Makarov S. Antenna and EM modeling with MATLAB. *John Wiley and Sons, Inc., New York*. 2002. 288 p.
- [5] Belov V.F., Butkina A.A., Kostrov S.O., Shamaev A.V. Development of an algorithm and a program for calculating the parameters of the electromagnetic emission of a flat conductor. *Matematicheskoe modelirovanie, chislennyye metody i kompleksy programm imeni E.V. Voskresenskogo: VIII Mezhdunarodnaya nauchnaya molodezhnaya shkola-seminar* [Mathematical modeling, numerical methods and program complexes named after E.V. Voskresensky: VIII International Scientific Youth School-Seminar]. 2018. pp. 126-133. (in Russian)
- [6] Peng X.F., Zhong S.S., Xu S.Q., Wu Q. Compact dual-band GPS microstrip antenna. *Microw. Opt. Technol. Lett.*. 2005. vol. 44. no. 1. pp. 58-61.
- [7] Bezgin A.A., Savochkin A.A. Patch Antenna for Satellite System Gonets. *2018 IEEE Conference of Russian Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering, ElConRus 2018*. 2018. pp. 459-460.
- [8] Bezgin A.A., Savochkin A.A. Two-band circular polarization antenna for Argos-3. *11th International Conference on Antenna Theory and Techniques, ICATT 2017*. 2017. pp. 267-269.
- [9] Yurtsev O.A., Ulanovsky A.V., Zanevsky D.V., Bobkov Yu.Yu. *Chislennoe modelirovanie provolochnyh antenn* [Numerical simulation of wire antennas]. Minsk, BGUIR Publ. 2002. 78 p. (in Russian)
- [10] Nudga A.A., Savochkin A.A. *Mnogodiapazonnyye anteny na osnove fraktal'nyh struktur* [Multiband antennas based on fractal structures]. 2016. 125 p. (in Russian)

# Влияние размеров плоского образца на методическую погрешность измерения зеркального коэффициента отражения

Н. П. Балабуха<sup>1</sup>, Н. Л. Меньших<sup>2</sup>,  
С. А. Федоров<sup>3</sup>, Д. В. Сапожников<sup>4</sup>

*Институт теоретической и прикладной  
электродинамики РАН*

<sup>1</sup> n\_bala@mail.ru, <sup>2</sup> n.menshikh@gmail.com,  
<sup>3</sup> fys99@mail.ru, <sup>4</sup> dvsapoznik@mail.ru

Р. В. Гильмутдинов

*Московский физико-технический институт (НИИУ)*  
gilmutdinov.rv@phystech.edu

**Аннотация.** Настоящая работа посвящена определению погрешностей измерения коэффициента зеркального отражения от образца магнитодиэлектрика в зависимости от его геометрических размеров. Эти погрешности возникают из-за дифракции на краях образца. Поэтому исследуется влияние этих эффектов на точность измерения характеристик бистатического рассеяния образцов материалов в зависимости от их размеров. Для этого создана математическая модель измерения рассеивающих свойств магнитодиэлектрика с частотно-независимыми параметрами среды. Характеристики таких образцов материалов исследовались строгим методом моментов и сравнивались с аналитическими расчетами по формулам Френеля для бесконечного плоского материала. Путем численного моделирования показано, что на значении коэффициента зеркального отражения влияет не только длина (вдоль плоскости падения волны), но и ширина образца. Наибольшее влияние дифракции на кромке образца наблюдается в области толщинного резонанса.

**Ключевые слова:** бистатические измерения; коэффициент отражения; методические погрешности; метод моментов

## I. ВВЕДЕНИЕ

В последнее время в литературе наметилась четкая тенденция увеличения числа исследований, посвященных бистатическим измерениям. Все чаще обсуждаются достоинства применения двухпозиционной радиолокации [1]. Особый интерес вызывает исследование бистатических радиолокационных свойств рассеяния типовых целей и различных стелс объектов [2–4]. Современные методы позволяют проводить численное моделирование и экспериментальное исследование характеристик рассеяния объектов. Для измерений свойств объектов создаются все новые бистатические стенды [5–6], имеющие актуальные возможности для проведения экспериментов на достойном уровне. Большой интерес вызывает исследование характеристик рассеяния плоских магнитодиэлектриков при падении плоской волны под углами, отличными от нормального. В работе [7] представлен стенд для бистатических исследований и разработана специальная методика калибровки при измерении коэффициента отражения плоских образцов материалов. В работе [8] исследованы различные виды методических погрешностей измерения зеркального коэффициента отражения. Сегодня особенно актуальна задача по исследованию бистатических свойств рассеяния образцов композитных радиопоглощающих материалов (РПМ). Поглощающие свойства таких

материалов на основе ячеистых метаповерхностей исследовались в работах [9–10]. Авторы также провели численный расчет характеристик рассеяния данных метаповерхностей.

При проведении экспериментальных исследований характеристик материалов возникает множество трудностей, не позволяющих получить высокую точность результатов измерений. В частности, существует значительная погрешность измерения характеристик рассеяния образцов, связанная с конечностью их размеров.

Целью настоящей работы является исследование погрешностей, возникающих за счет краевых эффектов от линейных размеров плоских образцов при измерении модуля коэффициента отражения (МКО) материала.

## II. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Коэффициент отражения является важной характеристикой материала, которую необходимо знать для решения вопросов его практического применения. К сожалению, экспериментальные исследования дают характеристики рассеяния конкретного образца из-за влияния дифракционных эффектов на краях. Известно, что размеры и форма образца сильно влияют на его моностатические характеристики рассеяния [11].

В работе [12] нами была исследована зависимость краевых эффектов от ориентации квадратного образца относительно вектора  $\mathbf{E}$  падающей на образец плоской волны. На стенде [13–15] для измерения двухпозиционной диаграммы рассеяния (ДДР) были проведены экспериментальные исследования МКО при зеркальном отражении от плоского образца, в зависимости от угла падения плоской волны на материал. Эти результаты были сопоставлены с соответствующими численными расчетами методом моментов в электродинамическом пакете FEKO. Отличия между результатами численного моделирования и расчетами по формулам Френеля [16] определяются методическими погрешностями измерения, вызванными конечностью размеров образца.

На рис. 1 представлены графики зависимости МКО от угла падения при частоте 12 ГГц для Н-поляризации (вектор  $\mathbf{E}$  лежит в плоскости падения). При углах падения меньше  $40^\circ$ , результаты вычислений, проведенных методом моментов, согласуются с аналитическими кривыми, полученными по формулам Френеля. При углах больше  $40^\circ$  расчетные значения, полученные методом моментов, на несколько децибел

меньше, чем значения, полученные аналитическим путем. При этом поведение кривых в целом повторяет друг друга. С ростом частоты погрешности определения МКО немного уменьшаются. При этом необходимо учитывать тот факт, что на разных частотах уровень значений МКО отличается, соответственно разным будет и величина погрешностей, и их уменьшение относительно роста частоты будет немонотонным.

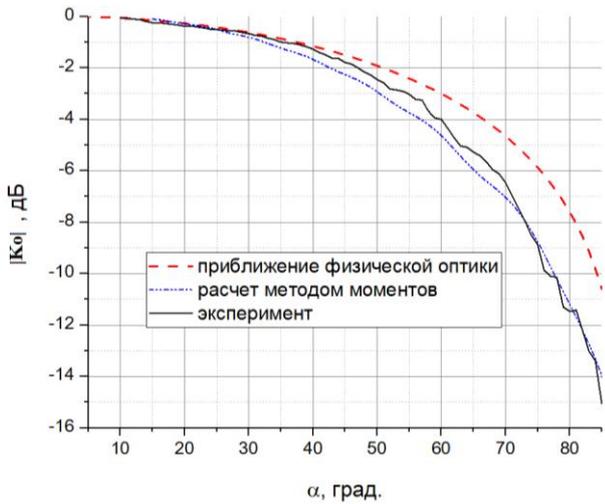


Рис. 1. Зависимость амплитуды зеркально отраженного сигнала от угла падения для металлической пластины размером  $200 \times 200$  мм, полученные в эксперименте, численно методом моментов и методом физической оптики на частоте 12 ГГц

В данной работе влияние краевых эффектов на характеристики рассеяния объектов при бистатических измерениях исследовалось в серии численных экспериментов. Для этого были рассмотрены зависимости МКО для разных образцов модельного материала. Эти результаты сравнивались с соответствующими численными расчетами строгим методом в электродинамическом пакете FEKO. Полученные данные сравнивались с аналитическими.

Проведем расчеты характеристик рассеяния для материала, чьи параметры не зависят от частоты. Для исследования зависимости МКО от угла падения и частоты, была создана компьютерная модель в программном пакете FEKO со следующими параметрами материала. Слой магнитодиэлектрика с диэлектрической проницаемостью  $\epsilon=10+i0,25$  и магнитной проницаемостью  $\mu=2+i1,4$ , толщиной 2,4 мм, находится на подложке из идеального проводника толщиной 2 мм. В этом случае толщинный резонанс лежит вблизи 6 ГГц. Плоские образцы представляют собой прямоугольники со следующими размерами (ширина и длина):  $10 \times 10$  см,  $10 \times 20$  см,  $10 \times 30$  см,  $20 \times 20$  см,  $20 \times 30$  см. Во всех случаях вектор  $\mathbf{E}$  параллелен сторонами прямоугольного параллелепипеда.

### III. МОДЕЛИРОВАНИЕ НА FEKO

Моделирование проводится следующим образом. Исследуются образец магнитодиэлектрика и калибровочная металлическая пластина такого же размера для нормировки полученного сигнала. На исследуемый объект падает плоская линейно-поляризованная волна (вектор  $\mathbf{E}$  лежит в плоскости падения). На поверхности образца задается условие непрерывности тангенциальных компонент поля:

$$E_t|_{\text{cond}} = 0,$$

для металлической пластины, а в случае материала граничные условия модифицируются

$$\begin{aligned} E_t^{\text{in}}|_{\text{cond}} &= 0, \\ E_t^{\text{in}}|_{\text{sample}} &= E_t^{\text{ex}}|_{\text{sample}}, \end{aligned}$$

где верхние индексы означают область, в которой рассматриваются поля (in – внутри материала, ex – в свободном пространстве), cond – означает проводящую поверхность, а sample – поверхность материала.

Использование представления поля во внутренней области (внутри материала) и внешнем пространстве (вне материала), удовлетворяющие уравнениям Максвелла, получаем систему уравнений, в которых правых частях каждого уравнения можно выделить поле плоской волны, а в левых частях интегралы по поверхности. В методе моментов вводят электрические и магнитные поверхностные токи через тангенциальные компоненты поля. Относительно этих токов получаемая система становится линейной. Решая СЛАУ, получаем распределение токов на поверхности и восстанавливаем поле в дальней зоне образца.

Для каждого угла падения волны рассчитывается поле в дальней зоне, зеркально отраженное от объекта. На рис. 2 показано положение образца относительно поляризации падающей волны.

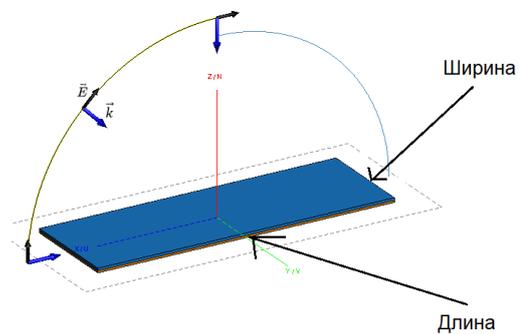


Рис. 2. Вид модели в численном эксперименте

Численное моделирование характеристик рассеяния проводилось в диапазоне частот 3 – 10 ГГц с шагом 500 МГц и при углах падения и отражения в диапазоне  $0 - 75^\circ$  от нормали с шагом  $1^\circ$ . Из полученных данных выбирались те, в которых угол падения был равен углу отражения. МКО (в децибелах) представлен следующей формулой

$$|K_0(f, \varphi)| = 20 \lg \left| \frac{E_{\text{SUT}}(f, \varphi)}{E_{\text{norm}}(f, \varphi)} \right|,$$

где  $E_{\text{norm}}(f, \varphi)$  – поле, отраженное от нормировочной металлической пластины,  $E_{\text{SUT}}(f, \varphi)$  – поле, отраженное от исследуемого образца. В нашем случае коэффициент отражения зависит от угла падения  $\varphi$  (который равен углу отражения) и частоты  $f$ .

### IV. АНАЛИТИЧЕСКИЕ РАСЧЕТЫ

Для оценки влияния линейных размеров образца на коэффициент отражения, результаты моделирования сравнивались с аналитическими расчетами по формулам Френеля [16] для плоского бесконечного слоя материала, расположенного на проводящей подложке. На рис. 3 изображен ход лучей и основные параметры

необходимые для расчета. Введем понятие входного импеданса  $z_{in} = \frac{z_2 - iz_0 \operatorname{tg}(k_{1z} d)}{z_0 - iz_2 \operatorname{tg}(k_{1z} d)} z_1$ , где  $k_{1z}$  проекция волнового вектора в материале на ось z. МКО считается по формулам

$$K_V = \frac{\left| \frac{z_{in}/\cos(\varphi_1) - z_0/\cos(\varphi)}{z_{in}/\cos(\varphi_1) + z_0/\cos(\varphi)} \right|}{\left| \frac{z_{in}/\cos(\varphi_1) - z_0/\cos(\varphi)}{z_{in}/\cos(\varphi_1) + z_0/\cos(\varphi)} \right|},$$

$$K_H = \frac{\left| \frac{z_{in} \cos(\varphi_1) - z_0 \cos(\varphi)}{z_{in} \cos(\varphi_1) + z_0 \cos(\varphi)} \right|}{\left| \frac{z_{in} \cos(\varphi_1) - z_0 \cos(\varphi)}{z_{in} \cos(\varphi_1) + z_0 \cos(\varphi)} \right|}.$$

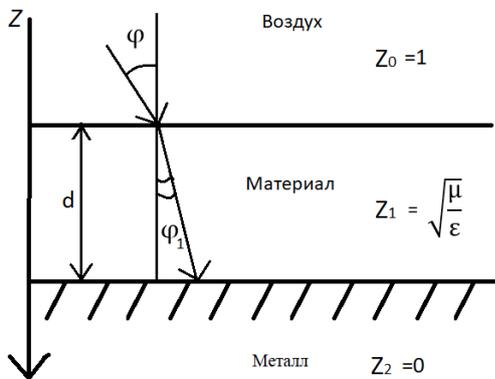


Рис. 3. Схема аналитического расчета по формулам Френеля МКО от слоя магнитодиэлектрика толщиной d

## V. РЕЗУЛЬТАТЫ РАСЧЕТОВ

На рис. 4 показаны графики МКО различных образцов в зависимости от угла падения для разных частот (вектор E лежит в плоскости падения) и кривая аналитического расчета по формулам Френеля. Графики визуально похожи. В дорезонансной области кривые численного расчета лежат выше аналитического расчета, а в области частот выше резонанса – ниже. В области углов 0–35° положение кривых определяется шириной образца, и чем шире образец, тем ближе кривая к аналитическому расчету. Длина образца практически не влияет на значения МКО в области малых углов. В области углов более 50° положение кривых определяется длиной образца: чем длиннее образец, тем ближе кривая к аналитическому расчету. Характеристики образцов одинаковой ширины близки между собой. На графиках видно, что значения МКО, полученные методом моментов, совершают медленные флуктуации в зависимости от угла падения. С увеличением длины образца амплитуда и период флуктуаций уменьшается для фиксированной частоты.

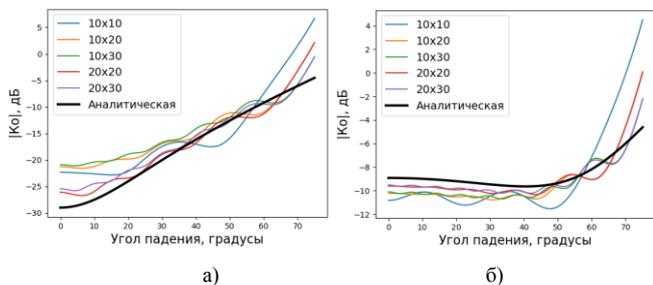


Рис. 4. Графики зависимостей значений МКО от угла падения на частотах а) 6 ГГц и б) 8 ГГц (Н-поляризация), где числа – это размеры различных прямоугольников (ширина и длина), аналитический - аналитический расчет по формуле Френеля

В табл. 1 представлены значения погрешностей в диапазоне углов 0–35° в зависимости от разных уровней МКО. Выбраны наиболее характерные уровни для исследуемого материала. Погрешность определяется как максимальная разница между результатами аналитического расчета и расчетов FEKO для каждого уровня значений МКО. На уровне -10 дБ образцы данных размеров можно использовать для измерения МКО. Видно, что на уровнях -20 и -30 дБ следует использовать образцы шириной 20 см.

ТАБЛИЦА I Значения погрешностей МКО при углах падения 0-35° (Н-поляризация)

| Уровень МКО, дБ | Погрешности значений МКО, дБ |       |       |       |       |
|-----------------|------------------------------|-------|-------|-------|-------|
|                 | 10×10                        | 10×20 | 10×30 | 20×20 | 20×30 |
| -10             | 2,5                          | 1,9   | 2,1   | 1,0   | 0,9   |
| -20             | 5,3                          | 4,7   | 4,8   | 2,6   | 2,6   |
| -30             | 6,7                          | 7,8   | 8,1   | 2,9   | 3,6   |

В табл. 2 приведены значения погрешностей в диапазоне углов 50–70° для разных образцов в зависимости от уровня МКО. Видно, что использование пластин 10 × 10 в этом диапазоне нецелесообразно. Результаты расчетов для образцов 10 × 30 и 20 × 30 наиболее близки к аналитическому расчету.

ТАБЛИЦА II Значения погрешностей МКО при углах падения 50-70° (Н-поляризация)

| Уровень МКО, дБ | Погрешности значений МКО, дБ |       |       |       |       |
|-----------------|------------------------------|-------|-------|-------|-------|
|                 | 10×10                        | 10×20 | 10×30 | 20×20 | 20×30 |
| -10             | 8,5                          | 4,2   | 2,2   | 3,9   | 2,8   |

## VI. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Результаты расчетов, проведенных методом моментов, согласуются с аналитическими данными для всех образцов. Электродинамические расчеты показали, что линейные размеры образца влияют на результаты измерений МКО. При этом в области малых углов (до 35 градусов) определяющим фактором является ширина, в области больших углов – длина. Также можно отметить, что на частотах ниже резонанса измеренные значения МКО меньше аналитических, на высоких частотах значения МКО больше аналитического. Проведенные исследования позволяют утверждать, что крайними эффектами нельзя пренебрегать при измерении МКО.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] Bezoušek P., Schejbal V. Bistatic and Multistatic Radar Systems // Radio engineering, V. 17, N. 3, September 2008.
- [2] Gurel L., Bagci H., Castelli J.C., Cheraly A. and Tardivel F. Validation through comparison: Measurement and calculation of the bistatic radar cross section of a stealth target // Radio Science, V. 38, N. 3, 2003.
- [3] Pienaar M., Odendaal J. W., Joubert J., Cilliers J.E. and Smit J.C. Active calibration target for bistatic radar cross-section measurements // Radio Sci., V. 51, pp. 515–523, 2016. doi:10.1002/2015RS005931.
- [4] Potgieter M., Odendaal J. W., Blaauw C. and Joubert J. Bistatic RCS Measurements of Large Targets in a Compact Range // IEEE Trans. on Antennas and Propagation, V.67, N.4, P.2847. 2019. DOI: 10.1109/TAP.2019.2894328
- [5] Eyraud C., Geffrin J.-M., Sabouroux P., Chaumet P.C., Torteil H., Giovannini H., and Litman A. Validation of a 3D bistatic microwave scattering measurement setup // Radio Science, V. 43, P. 4018. 2008.
- [6] Röding M., Sommerkorn G., Häfner S., Ihlow A., Jovanoska S., Thomä R.S. A Double-Arch Positioner for Bistatic RCS Measurements with Four Degrees of Freedom // Proc. of the 47th European Microwave conf. Oct. 2017.

- [7] Umari M.H., Ghodgaonkar D.K., Varadan V.V., and Varadan V.K. A free-space bistatic calibration technique for the measurement of parallel and perpendicular reflection coefficients of planar samples // *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 40, no. 1, pp. 19-24, Feb. 1991.
- [8] Gilmutdinov R.V., Menshikh N.L., Fedorov S.A., Solosin V.S. "Comparison of the Measurement Accuracy of Material Sample Specular Reflection Coefficient for Two Types of Measuring Facilities" // *2021 Radiation and Scattering of Electromagnetic Waves (RSEMW)* DOI: 10.1109/RSEMW52378.2021.9494032
- [9] Masaki T., Ishii Y., Michishita N., Morishita H., and Hada H. Monostatic and Bistatic RCS Measurements for Thin Metasurfaces // *Proceedings of 2017 IEEE CAMA, Tsukuba, Japan*. DOI: 10.1109/CAMA.2017.8273448
- [10] Álvarez H.F., de Cos M.E. and Las-Heras F. Monostatic and Bistatic Measurements of Metasurfaces on Anechoic Chamber and a Comparison with Electromagnetic Simulations // *13th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP 2019)*.
- [11] Knott E.F., Shaeffer J.F., Tuley M.T. *Radar cross section*. Boston: SciTech Publishing, 1993, second edition, 477 p.
- [12] Гильмутдинов Р.В., Меньших Н.Л., Федоров С.А. Краевые эффекты в бистатических измерениях характеристик рассеяния образцов материалов // *Журнал радиоэлектроники [электронный журнал]*. 2020. № 10. <https://doi.org/10.30898/1684-1719.2020.10.6>
- [13] Федоров С.А., Меньших Н.Л., Солосин В.С. Стенд для измерений бистатических параметров рассеяния малоразмерных объектов // *XI Всероссийская научно-техническая конференция «Метрология в радиоэлектронике», Менделеево, Московская обл., 19–21 июня 2018 г. Менделеево: ВНИИФТРИ, 2018.*
- [14] Fedorov S.A., Gilmutdinov R.V., Menshikh N.L. "Reducing Error of Position When Measuring the Bistatic Reflection Coefficient," // *Reports of 2020 7th All-Russian Microwave Conference (RMC)*, pp. 276-278. DOI: 10.1109/RMC50626.2020.9312243
- [15] Федоров С.А., Меньших Н.Л. Измерительный комплекс для определения параметров двухпозиционного рассеяния ЭМВ // *VI Микроволновая конференция, Москва, 27–29 ноября 2018. М.: ИРЭ РАН, с. 109*
- [16] Бреховских Л.М. *Волны в слоистых средах*. М.: Наука, 1973. 503 с.

# Методы исследования системы «антенна-обтекатель» с помощью сферического сканера

А. В. Кирпанев  
АО «НПП «Радар ммс»  
Санкт-Петербург, Россия  
kirpanevav@mail.ru

Н. А. Кирпанев  
СПбГПУ им. Петра Великого  
Санкт-Петербург, Россия  
nkirpanev@mail.ru

**Аннотация.** В работе приводится метод исследования антенны с обтекателем по амплифазометрическим измерениям сферическим сканером в дальней зоне. Для оценки влияния обтекателя на характеристики антенны предложено использовать спектральный тензор прохождения обтекателя. Показана возможность оценки диэлектрической проницаемости однослойного обтекателя регулярной формы. Рассмотрен один из путей коррекции амплитудно-фазового распределения на излучателях антенной решетки с помощью спектрального тензора прохождения обтекателя.

**Ключевые слова:** антенна; антенная решетка; радиопрозрачный обтекатель; ближняя и дальняя зоны; диэлектрическая проницаемость

## I. ВВЕДЕНИЕ

Применяемые в составе радиосистем антенны, как правило, приходится защищать от внешних воздействий ветра и осадков радиопрозрачными обтекателями или укрытиями. Методам построения обтекателей, а также анализу их влияния на характеристики антенн посвящено немало публикаций [1–5]. Влияние обтекателя на размещенную под ним антенну обычно рассматривают на предварительной стадии проектирования антенны, выполняя вычисления характеристик системы «антенна-обтекатель» с помощью современных программных приложений электродинамического моделирования. После изготовления экспериментальных образцов антенн выполняют натурные исследования с целью определения их характеристик как отдельно, так и в составе системы «антенна-обтекатель». Обтекатель одинаковой формы, материала и толщины может применяться с различными антеннами, как по назначению, так и по виду исполнения при условии одинакового частотного диапазона. Обтекатели влияют на все характеристики антенны, включая даже поляризацию. Последнее может наблюдаться при использовании обтекателей нерегулярной формы гиперзвуковых летательных аппаратов. Существенное влияние обтекателя может оказывать на характеристики сверхширокополосных антенн, так как при одинаковой толщине стенки обтекателя потери сильно зависят от частоты возбуждения. Все эти обстоятельства побуждают искать наиболее информативные характеристики обтекателя и, желательно, инвариантные по отношению к размещаемым под ним антеннам.

## II. ПРИМЕНЕНИЕ СФЕРИЧЕСКОГО СКАНЕРА

Экспериментальное исследование антенн больших волновых размеров по измерениям распределения ближнего поля вошло в практику с середины 60-х годов минувшего века [6–9]. В наши дни, в зависимости от направленных характеристик испытываемых антенн, применяют планарный, цилиндрический или сферический сканеры. Если антенна имеет сравнительно

небольшой вес и габариты, то вне зависимости от её направленных характеристик удобнее применять сферический сканер, например с кинематической схемой «крен-над-азимутом» [9], приведенной ниже на рис. 1.

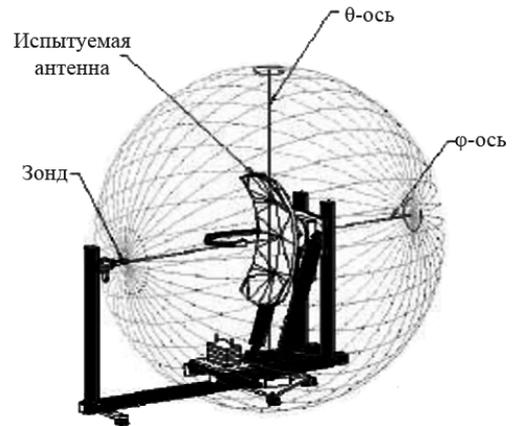


Рис. 1. Сферический сканер с кинематической схемой «крен-над-азимутом»

Сферический сканер удобно применять при измерении характеристик системы «антенна-обтекатель» в ближней зоне, так как при этом в отличие от планарного и цилиндрического случаев не уменьшается область достоверного определения характеристик излучения в пространстве [9]. Кроме того, с помощью сферического сканера можно выполнять амплифазометрические измерения как в дальней, так и в ближней зонах, в зависимости от размера апертуры испытываемой антенны.

## III. СПЕКТРАЛЬНЫЙ ТЕНЗОР ПРОХОЖДЕНИЯ И ЕГО ОПРЕДЕЛЕНИЕ ПО ИЗМЕРЕНИЯМ НА СФЕРЕ

Предположим, что апертура излучения испытываемой антенны, расположена так, как показано на рис. 2 и соответствует кинематической схеме, показанной на рис. 1.

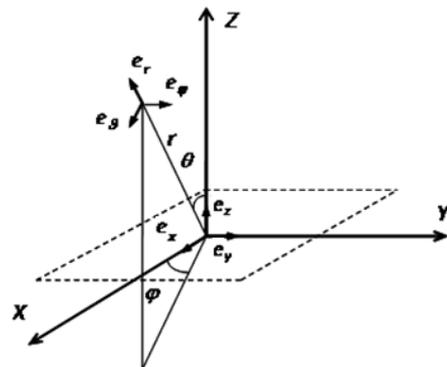


Рис. 2. Расположение апертуры и систем координат в схеме «крен-над-азимутом»

На рис. 2:  $x, y, z$  – декартовы координаты,  $r, \theta, \varphi$  – сферические координаты,  $\mathbf{e}_x, \mathbf{e}_y, \mathbf{e}_z$  – единичные векторы декартовой системы координат,  $\mathbf{e}_r, \mathbf{e}_\theta, \mathbf{e}_\varphi$  – единичные векторы сферической системы координат, штриховой линией условно обозначены границы апертуры антенны.

На практике сначала выполняют исследование антенны, а затем – антенны совместно с обтекателем. Если направленные свойства исследуемых антенн и систем «антенна-обтекатель» позволяют ограничить в пространстве область определения характеристик излучения передней полусферой (например, областью полупространства в направлении оси  $OZ$ ), то напряженности электрического поля антенн и системы «антенна-обтекатель» в дальней зоне можно определить равенствами [10]

$$\begin{cases} \mathbf{E}_a(\mathbf{r}) = i \frac{2\pi}{r} k_z \mathbf{A}(k_x, k_y) e^{-ikr}, \\ \mathbf{E}_{a-o}(\mathbf{r}) = i \frac{2\pi}{r} k_z \mathbf{F}(k_x, k_y) e^{-ikr}, \end{cases} \quad (1)$$

где  $\mathbf{A}(k_x, k_y)$  и  $\mathbf{F}(k_x, k_y)$  – векторные амплитудные спектры однородных плоских волн антенны и системы «антенна-обтекатель»,  $k_x = k \sin \theta \cos \varphi$ ,  $k_y = k \sin \theta \sin \varphi$ ,

$k_z = k \cos \theta = \sqrt{k^2 - k_x^2 - k_y^2}$  – составляющие векторного волнового числа, иначе называемые пространственными частотами,  $k = 2\pi/\lambda$  – волновое число,  $\lambda$  – длина волны. Равенства (1) справедливы, если выполняются условия дальней зоны

$$r \leq 2D^2/\lambda, \quad (2)$$

где  $D$  – наибольший геометрический размер излучающей поверхности антенны или обтекателя. Для антенны без обтекателя из первого равенства системы (1), учитывая связь между декартовыми и сферическими координатами, легко получить равенства

$$\begin{cases} A_x(k_x, k_y) = \frac{1}{2\pi k} \frac{i}{k_z \sqrt{k^2 - k_x^2 - k_y^2}} (kk_y \hat{E}_\varphi(r_0, \theta, \varphi) - \\ - k_z k_x \hat{E}_\theta(r_0, \theta, \varphi)), \\ A_y(k_x, k_y) = -\frac{1}{2\pi k} \frac{i}{k_z \sqrt{k^2 - k_x^2 - k_y^2}} (kk_x \hat{E}_\varphi(r_0, \theta, \varphi) - \\ - k_z k_y \hat{E}_\theta(r_0, \theta, \varphi)), \end{cases} \quad (3)$$

где  $\hat{E}_{a\varphi}(r_0, \theta, \varphi) = E_{a\varphi}(r_0, \theta, \varphi) r_0 e^{ikr_0}$ ,

$\hat{E}_{a\theta}(r_0, \theta, \varphi) = E_{a\theta}(r_0, \theta, \varphi) r_0 e^{ikr_0}$ , а  $E_{a\varphi}(r_0, \theta, \varphi)$  и  $E_{a\theta}(r_0, \theta, \varphi)$  – составляющие, измеренные на сфере радиуса  $r_0$ , которые, после несложной обработки, позволяют определить амплитудные и фазовые диаграммы направленности антенны. В свободной среде составляющая  $A_z(k_x, k_y)$  определяется равенством

$$A_z(k_x, k_y) = -\frac{1}{k_z} (k_x A_x(k_x, k_y) + k_y A_y(k_x, k_y)). \quad (4)$$

Подобным образом определяются составляющие  $\mathbf{F}(k_x, k_y)$ , но уже по измерениям  $E_{a-o\varphi}(r_0, \theta, \varphi)$  и  $E_{a\theta}(r_0, \theta, \varphi)$  системы «антенна-обтекатель».

Поле в ближней зоне антенны, включая апертуру, определяется на основе принципа суперпозиции однородных плоских волн [10] равенством

$$E_{a\nu}(x, y, z) = \int_{-k}^k \int_{-k}^k A_\nu(k_x, k_y) e^{-ik_x x - ik_y y - i\sqrt{k^2 - k_x^2 - k_y^2} z} dk_x dk_y, \quad (5)$$

где  $\nu = x, y$  или  $z$ .

На основе (5) при определенном  $\mathbf{F}(k_x, k_y)$  вычисляются составляющие  $E_{a-o\nu}(x, y, z)$  поля системы «антенна-обтекатель» в ближней зоне, включая, например, область фиктивной апертуры при вершине обтекателя.

В обобщенном виде связь между  $\mathbf{A}(k_x, k_y)$  и  $\mathbf{F}(k_x, k_y)$  определим с помощью спектрального тензора прохождения обтекателя  $\mathbf{T}(k_x, k_y)$  [11]

$$\mathbf{F}(k_x, k_y) = \mathbf{T}(k_x, k_y) \mathbf{A}(k_x, k_y), \quad (6)$$

где спектральный тензор прохождения

$$\mathbf{T}(k_x, k_y) = \begin{pmatrix} T_{xx}(k_x, k_y) & T_{xy}(k_x, k_y) & T_{xz}(k_x, k_y) \\ T_{yx}(k_x, k_y) & T_{yy}(k_x, k_y) & T_{yz}(k_x, k_y) \\ T_{zx}(k_x, k_y) & T_{zy}(k_x, k_y) & T_{zz}(k_x, k_y) \end{pmatrix}.$$

Если обтекатель не влияет на поляризацию поля размещенной под ним антенны, то  $\mathbf{T}(k_x, k_y)$  представляет собой диагональную матрицу

$$\mathbf{T}(k_x, k_y) = \begin{pmatrix} T_{xx}(k_x, k_y) & 0 & 0 \\ 0 & T_{yy}(k_x, k_y) & 0 \\ 0 & 0 & T_{zz}(k_x, k_y) \end{pmatrix}.$$

В качестве одного из путей определения проходного спектрального тензора  $\mathbf{T}(k_x, k_y)$  в случае выполнения условий дальней зоны можно предложить на основе приведенного выше метода определять  $\mathbf{A}(k_x, k_y)$  и  $\mathbf{F}(k_x, k_y)$  для слабонаправленной антенны с линейной поляризацией при её взаимноортогональных положениях относительно оси  $OZ$  (рис. 3).

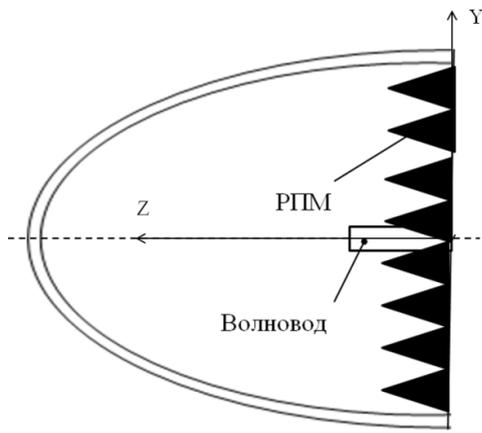


Рис. 3. Применение слабонаправленной антенны с линейной поляризацией

Упростить определение  $\mathbf{T}(k_x, k_y)$  можно за счет свойства (4), примененного к  $\mathbf{A}(k_x, k_y)$  и  $\mathbf{F}(k_x, k_y)$ .

В тех случаях, когда в качестве антенны применяются антенные решетки с возможностью управления амплитудой и фазой на излучателях, определенный тензор  $\mathbf{T}(k_x, k_y)$  позволяет выполнить предварительную коррекцию амплитудно-фазового распределения по следующему алгоритму:

1. выполняются измерения в дальней зоне без обтекателя и определяется  $\mathbf{A}(k_x, k_y)$  для заданного АФР на излучателях (положения и формы главного лепестка ДН);
2. с помощью  $\mathbf{A}(k_x, k_y)$  определяются характеристики решетки в дальней зоне и АФР на излучателях, а также в плоскости фиктивной апертуры за обтекателем до его установки;
3. выполняются измерения в дальней зоне с обтекателем и определяется  $\mathbf{F}(k_x, k_y)$  для заданного АФР на излучателях решетки (положения и формы главного лепестка ДН);
4. с помощью  $\mathbf{F}(k_x, k_y)$  определяются характеристики решетки в дальней зоне и в плоскости фиктивной апертуры за обтекателем;
5. учитывая, что  $\mathbf{F}(k_x, k_y) = \mathbf{T}(k_x, k_y)\mathbf{A}(k_x, k_y)$ , определяется  $\mathbf{A}_{\text{корр}}(k_x, k_y) = \mathbf{T}^{-1}(k_x, k_y)\mathbf{A}(k_x, k_y)$  и по  $\mathbf{A}_{\text{корр}}(k_x, k_y)$  определяется АФР на излучателях решетки;
6. для скорректированного АФР решетки определяется по измерениям с обтекателем  $\mathbf{F}_{\text{корр}}(k_x, k_y)$  поле в плоскости фиктивной апертуры обтекателя и поле в дальней зоне;
7. сравниваются распределения полей в плоскости фиктивной апертуры обтекателя и дальней зоне, полученного на шаге 2) и 6), принимается решение об эффективности корректировки АФР на элементах с целью ослабления влияния обтекателя.

Рассмотренный выше метод применим также для оценки диэлектрической проницаемости однослойного обтекателя регулярной формы (рис. 4)

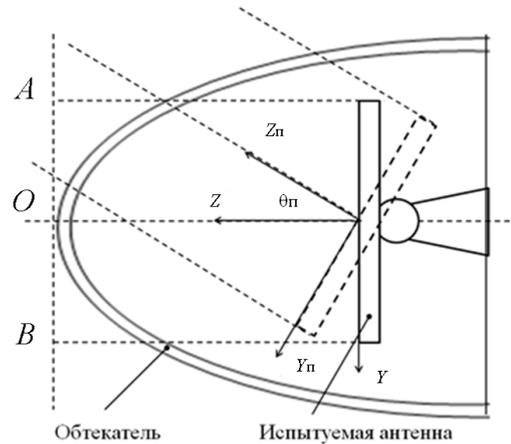


Рис. 4. К оценке диэлектрической проницаемости

Предположим, что основная поляризация испытуемой антенны – линейная, направленная вдоль оси  $OY$  (рис. 4). Напряженность электрического поля системы «антенна-РПО» на фиктивной апертуре  $AOB$  определяется равенством, аналогичным (5):

$$E_{a-o,y}(x, y, d_n) = \int_{-k}^k \int_{-k}^k F_y(k_x, k_y) e^{-ik_x x - ik_y y - i\sqrt{k^2 - k_x^2 - k_y^2} d_n} dk_x dk_y,$$

где  $d_n$  – расстояние от начала координат до точки  $O$ . В точке  $O$  (вершине обтекателя)

$$E_{a-o,y}(0, 0, d_n) = \int_{-k}^k \int_{-k}^k F_y(\hat{k}_x, \hat{k}_y) e^{-i\sqrt{k^2 - k_x^2 - k_y^2} d_n} dk_x dk_y.$$

Поле антенны без РПО в точке с координатами внутренней стенки

$$E_{a,y}(0, 0, d_{\text{вн}}) = \int_{-k}^k \int_{-k}^k A_y(k_x, k_y) e^{-ik\sqrt{k^2 - k_x^2 - k_y^2} (d_n - \Delta)} dk_x dk_y,$$

где  $\Delta$  – толщина стенки обтекателя. Комплексный коэффициент прохождения в точке  $O$  через стенку обтекателя определится равенством:

$$T_{\text{ст}}(0, 0, d_{\text{нар}}) = E_{a-o,y}(0, 0, d_{\text{нар}}) / E_{a,y}(0, 0, d_{\text{вн}}),$$

где  $d_{\text{вн}} = d_n - \Delta$ .

После вычисления  $T_{\text{ст}}(0, 0, d_{\text{нар}})$  диэлектрическая проницаемость  $\varepsilon$  однослойного обтекателя с толщиной стенки  $\Delta$  в точке  $O$  определяется с помощью итерационной процедуры из следующего уравнения [12]:

$$T_{\text{ст}}(0, 0, d_{\text{нар}}) = \frac{1 - R^2}{1 - R^2 \xi^2} \xi,$$

где  $R = \frac{1 - \sqrt{\varepsilon}}{1 + \sqrt{\varepsilon}}$  – коэффициент отражения от границы

«воздух-диэлектрик» в точке  $O$ ;  $\xi = e^{-ik\sqrt{\varepsilon} \Delta}$ .

#### IV. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Приведенные выше решения позволяют с помощью слабонаправленной антенны с линейной поляризацией и

сферического сканера определить спектральный тензор прохождения обтекателя в передней полусфере. При этом не учитывалось поле, отраженное от внутренней стенки обтекателя и переизлученное антенной во внешнее пространство. Спектральный тензор прохождения в первом приближении можно использовать для оценки влияния обтекателя на характеристики укрытой им антенны и выбора способа ослабления влияния обтекателя на антенну.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] Каплун В.Л. Обтекатели антенн СВЧ. М.: Советское радио, 1974. 239 с.
- [2] Пригода В.А., Кокунько В.С. Обтекатели антенн летательных аппаратов. М.: Машиностроение, 1978. 288 с.
- [3] Гуртовник И.Г., Соколов В.И. и др. Радиопрозрачные изделия из стеклопластиков. М.: Мир, 2002. 368 с.
- [4] Макушкин И.Е., Дорофеев А.Е., Грибанов А.Н. и др. Метод измерения угловых ошибок пеленга в системе «антенна-обтекатель» в области сканирования луча ФАР // Вестник Концерна ВКО «Алмаз-Антей». 2019. № 2. С. 7–24.
- [5] Колосов Ю.А., Левков Ф.Е. Об использовании метода стационарной фазы в экспресс-оценке влияния обтекателя на параметры антенны // Антенны. 2012. № 1. С. 23–26.
- [6] Бахрах Л.Д., Кременецкий С.Д. и др. Методы измерения параметров излучающих систем в ближней зоне. Л.: Наука, 1985. 272 с.
- [7] Hollis J.S., Lyon T.J., Clayton L. Microwave antenna measurements. 3<sup>rd</sup> ed. Scientific-Atlanta, 1985.
- [8] Yaghjian A.D. An overview of near-field antenna measurements // IEEE Trans. Antennas Propag. 1986. Vol. 34. P. 30–45.
- [9] Антохина Ю.А., Крячко А.Ф., Ковалев А.С. и др. Синтез характеристик антенн по измерениям в ближней зоне. СПб.: ГУАП, 2016. 309 с.
- [10] Kerns D.M. Plane-wave scattering-matrix theory of antennas and antenna-antenna interactions. Washington: U.S. Government Printing Office, 1981. 179 p.
- [11] Кирпанев А.В., Кирпанев Н.А. Методы исследования систем «антенна-обтекатель» с помощью планарного и цилиндрического сканера // Вопросы радиоэлектроники. 2021. № 4 С.10-15.
- [12] Беляев А.А., Романов А.М. и др. Измерение диэлектрической проницаемости стеклосотопласта в свободном пространстве // Электронный журнал «ТРУДЫ ВИАМ». 2014. № 5.

# Исследование возможности создания квантового измерителя напряженности электрического поля радиочастотного диапазона

С. Л. Неустроев, В. А. Тищенко  
 ФГУП «ВНИИФТРИ»  
 Москва, Россия  
 neustroev\_sl@vniiftri.ru, otd200@vniiftri.ru

**Аннотация.** Разработана и исследована установка для измерения напряженности электрического поля СВЧ излучения на основе измерения частоты расщепления резонанса электромагнитно-индуцированной прозрачности в спектре поглощения атомарных паров рубидия.

**Ключевые слова:** СВЧ излучение; напряженность электрического поля; электромагнитно-индуцированная прозрачность (ЭИП)

## I. ВВЕДЕНИЕ

Исследования в области квантовой физики привели к возможности создания эталонов на квантовых эффектах не только основных единиц СИ. В течение последних лет возросла интенсивность публикаций, посвященных созданию измерителя напряженности радиочастотного (РЧ) электромагнитного поля, основанного на его взаимодействии с атомами щелочных металлов, возбужденных до ридберговских состояний. Внимание, которое проявляется к таким работам, объясняется общей тенденцией сделать любые измерения прослеживаемыми к единицам СИ с использованием фундаментальных физических констант. Наиболее последовательно этот подход изложен в работе [1]. «Широкополосный зонд на основе ридберговских атомов для прослеживаемых к СИ самокалибрующихся измерений». В ней определены потенциальные возможности квантового измерителя напряженности электрического поля и области возможного применения, среди которых важнейшими отмечены – создание эталонов напряженности электрического поля в диапазоне частот от 1 до 500 ГГц. Погрешность, указанная в [1], для квантовой формулы измерений составляет менее 0,1 %.

## II. ФИЗИЧЕСКИЕ ОСНОВЫ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ КВАНТОВОГО ИЗМЕРИТЕЛЯ НАПРЯЖЕННОСТИ ЭЛЕКТРИЧЕСКОГО ПОЛЯ

Основная концепция данного метода измерения напряженности поля, в котором в качестве активной среды используются атомы рубидия Rb (смесь  $^{85}\text{Rb}$  и  $^{87}\text{Rb}$ ), состоит в том, что атомы сначала возбуждаются с помощью оптического излучения до ридберговских состояний ( $N > 10$ ), после чего высоколежащие уровни становятся чувствительными к радиочастотному излучению.

В экспериментах используется ячейка цилиндрической формы (диаметр 26 мм, длина 100 мм) с парами атомов Rb (смесь  $^{85}\text{Rb}$  и  $^{87}\text{Rb}$ ), через которую проходит два лазерных луча: пробный (красный) с длиной волны 780 нм и связывающий (синий) с перестраиваемой длиной волны 479–486 нм (рис. 1).

Радиочастотное поле прикладывается перпендикулярно направлению распространения лазерных лучей.

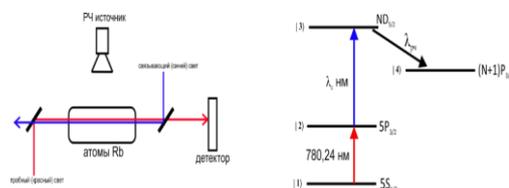


Рис. 1. Схема эксперимента. Четырехуровневая энергетическая система

Существенные для данного метода атомные состояния лежат в четырехуровневой энергетической системе:  $5S_{1/2} - 5P_{3/2} - ND_{5/2} - (N+1)P_{3/2}$  (рис. 2). Для Rb атомному переходу 1-2 соответствует длина волны 780 нм красного пробного лазера, в это время на фотодетекторе наблюдается стандартная картина поглощения красного света. Если приложить второе поле, соответствующее переходу 2-3 (синий лазер), то для пробного света открывается индуцированное окно прозрачности. Это явление известно, как эффект электромагнитно индуцированной прозрачности (ЭИП). Для измерения напряженности РЧ поля для разных частот могут выбираться разные состояния 3 и 4. Выбор состояния 3 осуществляется через настройку длины волны связывающего лазера, а выбор состояния 4 производится через РЧ источник. По сути, атомы действуют как перестраиваемый резонансный частотно-селективный РЧ детектор. В результате включения РЧ поля резонанс ЭИП расщепляется надвое. Новые максимумы пропускания расщепляются частотой Раби перехода 3-4. Это явление известно, как расщепление Ауслера–Таунса. На рис. 2 приведен сигнал ЭИП и его расщепление при включенном РЧ поле. Расстояние между двумя пиками пропускания ( $\Delta f$ ) измеряется в Гц. Для вычисления напряженности электрического поля используется следующее выражение [1]:

$$|E| = \frac{\lambda_c}{\lambda_p} \frac{\hbar}{\varphi_{rf}} 2\pi \Delta f \quad (1)$$

где  $\hbar$  – постоянная Планка,  $\lambda_p$  и  $\lambda_c$  – длины волн связывающего и пробного лазеров,  $\varphi_{rf}$  – атомный дипольный момент, соответствующий переходу системы из одного состояния в другое.

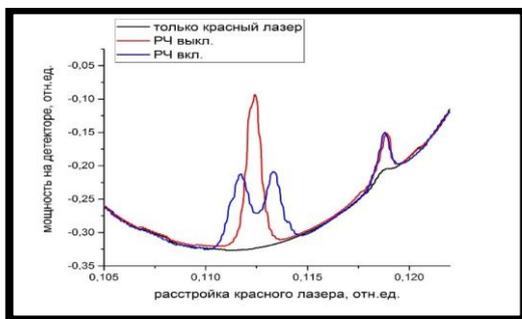


Рис. 2. Сигнал ЭИП с фотодетектора

После того, как получилось измерить частоту расщепления  $\Delta f$ , единственной неизвестной величиной остается дипольный момент  $\varphi_{rf}$  радиочастотного перехода. Дипольный момент определяется следующим выражением:

$$\varphi_{rf} = e\varepsilon \psi_3^* r \psi_4 dV \quad (2)$$

где  $e$  – электрический заряд,  $\varepsilon$  – вектор поляризации света,  $\psi_3$  и  $\psi_4$  – волновые функции исходного и конечного состояний перехода. Для удобства расчета сложные интегральные выражения сводят к аппроксимационной формуле вида полинома, полученной с поправками на квантовый дефект.

### III. ЛАЗЕРНО-ОПТИЧЕСКАЯ СИСТЕМА

Система, состоящая из двух лазеров и оптических элементов необходима для подготовки атомов при дальнейшем проведении измерений напряженности электрического поля. Лазерные излучения с длинами волн 780 нм и ~480 нм используются для перебрасывания валентного электрона из основного состояния на более высокие уровни, чувствительные к РЧ излучению.

Два пучка лазеров направляются двумя зеркалами в область установки ячейки. В данной области направления пучков полностью совмещены, лазерные излучения распространяются по одной прямой. В месте установки ячейки лазерные излучения должны быть сфокусированы линзами.

На фотографии ниже представлена лазерно-оптическая система установки (рис. 3). Цифрами отмечены элементы, расположенные на специальном оптическом столе с отверстиями для креплений. Лазерные излучения в ячейке имеют вертикальную поляризацию, т. к. после прохождения кубиков 4 и 15 берется отраженный вбок пучок. Излучение длиной волны 780 нм, выходящее непосредственно из лазерной системы 1 имеет пучок овальной формы, вытянутой по горизонтали. Для исправления его формы используются анаморфные призмы 3. А для уменьшения мощности красного лазера используется аттенуатор 6. Затем, для фокусировки пучка в области расположения ячейки используется линза 7 с фокусным расстоянием 40 см. В конце оптического пути красное излучение попадает на фотодетектор. Для улучшения сигнала перед фотодетектором ставится линза 11. Прошедшее излучение связывающего лазера 13 через поляризационный кубик 15 заводится во входной коллиматор волномера 16. Для точной фокусировки в области ячейки используется линза 18, установленная в кинематической оправе.

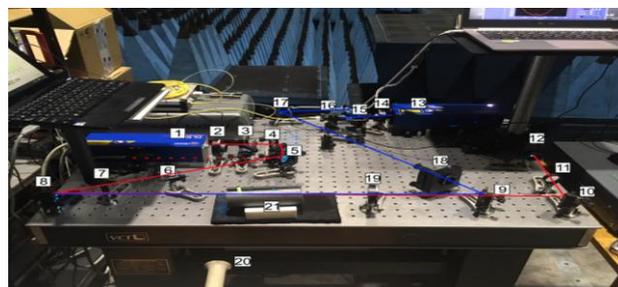


Рис. 3. Установка

- 1 – Лазерная система Toplica DL 100
- 2, 14, 19 – Полуволновая пластинка
- 3 – Анаморфные призмы
- 4, 15 – Поляризационный кубик
- 5, 8, 10 – Зеркало E03 (поглощает 480 нм, отражает 780 нм)
- 6 – Аттенуатор
- 7, 11, 18 – Линза
- 9 – Дихроичное зеркало (пропускает 780 нм, отражает 480 нм)
- 12 – Фотодетектор
- 13 – Лазерная система Toplica DL pro
- 16 – Входной коллиматор волномера
- 17 – Зеркало E02
- 20 – Рупор РЧ генератора
- 21 – Ячейка с атомами Rb

По своему принципу действия установка является частотно-селективным измерителем. Диапазон частот, определенный теоретически составляет от 1 до 500 ГГц. Экспериментально полученные нижняя граница составляет 4,77 ГГц, верхняя 196,5 ГГц.

### IV. РЕЗУЛЬТАТЫ ИССЛЕДОВАНИЯ

1. Квантовый измеритель напряженности электрического поля использует новый тип преобразователя – ячейку с ридберговскими атомами, который, в отличие от используемых в настоящее время, не связан с измерением электрических величин (тока, напряжения, мощности).
2. Напряженность электрического РЧ поля в ячейке определяется по измерению частоты расщепления электромагнитно индуцированного окна прозрачности через постоянную Планка и атомный дипольный момент РЧ перехода. Частота измеряется с помощью индикационной системы, окончательным элементом которой является осциллограф.
3. Квантовый измеритель напряженности электрического поля обладает широкополосностью и линейностью. С помощью ячейки проведено измерение напряженности электрического поля на дискретных частотах 4,77; 17,4; 126,5; 150,4; 196,5 ГГц.
4. Для оценки погрешности измерения напряженности электрического поля в качестве

излучателей использовались генераторы электрического поля из состава эталона ГЭТ 160. Суммарная погрешность определения РЧ поля не превысила 0,6 дБ.

#### V. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Результаты исследования показали возможность использования установки для измерения напряженности электрического поля СВЧ излучения на основе измерения частоты расщепления резонанса электромагнитно-индуцированной прозрачности в спектре поглощения атомарных паров рубидия. Перспективность дальнейших исследований обусловлена возможностью измерения напряженности электрического поля СВЧ излучения в частотном диапазоне до единиц ТГц.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] Christopher L. Holloway, Fellow, IEEE, Joshua A. Gordon, Member, IEEE, Steven Jefferts, Member, IEEE, Andrew Schwarzkopf, David A. Anderson, Stephanie A. Miller, Nithiwadee Thaicharoen, and Georg Raithel; «Broadband Rydberg Atom-Based Electric-Field Probe for SI-Traceable, Self-Calibrated Measurements» // IEEE TRANSACTIONS ON ANTENNAS AND PROPAGATION, VOL. 62, NO. 12, DECEMBER 2014.
- [2] Лившиц М.Л., Шишялковский Б.И. Лакокрасочные материалы: Справ. пособие. 2-е изд. СПб.: Химия, 1996. 264 с.
- [3] Christopher L. Holloway, Joshua A. Gordon, Andrew Schwarzkopf, David A. Anderson, Stephanie A. Miller, Nithiwadee Thaicharoen, and Georg Raithel; «Sub-wavelength imaging and field mapping via electromagnetically induced transparency and Autler-Townes splitting in Rydberg atoms» // Applied Physics Letters, 104, 244102 (2014).

# Использование информации о фазовом центре измерительных антенн при их поверке и калибровке

С. А. Колотыгин, С. Л. Неустроев, Е. А. Олисов

ФГУП «ВНИИФТРИ»

Москва, Россия

Lab202@vniiftri.ru

**Аннотация.** Предложен метод определения фазовых центров измерительных антенн методом экстраполяции. Выведены асимптотические формулы для расчета положения фазового центра одновременно с расчетом коэффициента усиления в дальней зоне. Рассмотрено применение информации о фазовых центрах при поверке антенн методом эталонной антенны.

**Ключевые слова:** фазовый центр; коэффициент усиления; антенна; калибровка; поверка; рабочий эталон

## I. ВВЕДЕНИЕ

Калибровка измерительных антенн проводится, как правило, двумя методами: методом трех антенн или методом эталонной антенны. В том и другом случаях предполагается проведение измерений в дальней зоне. Условие дальней зоны в большинстве документов, разрабатываемых в последнее время, устанавливается следующим соотношением:

$$R \geq \frac{2D^2}{\lambda}, \quad (1)$$

где  $R$  – расстояние между антеннами,  $D$  – максимальный размер апертуры антенн,  $\lambda$  – длина волны.

Выражение (1) во всех книгах по антеннам, например, [1,2] рассматривается для поля излучения апертурной антенны с синфазным распределением напряженности электрического поля на поверхности апертуры антенны. Рассматривается напряженность электрического поля, формируемой такой антенной, на расстоянии  $R$  от антенны, измеряемой антенной с размерами много меньше излучающей антенны (слабонаправленная антенна). Только для такого случая и появилось соотношение (1).

Для антенн с разными размерами апертур этот вопрос подробно рассмотрен в книге [2]. Если вспомогательная антенна имеет линейные размеры, сравнимые с размерами калибруемой антенны, следует отдельно определять суммарную ошибку (зависимость коэффициента усиления от расстояния). Для таких антенн в [2] приведена следующая формула для  $R_{\min}$ :

$$R_{\min} = 5 \frac{D_{\text{изл}} D_{\text{иссл}}}{\lambda} \quad (2)$$

В методиках поверки ранее использовали соотношение

$$R_{\min} = 2 \frac{(D_{\text{изл}} + D_{\text{иссл}})^2}{\lambda} \quad (3)$$

Это требование может оказаться невыполнимым для большинства поверочных лабораторий из-за ограниченных размеров помещений. В работе [3] рассмотрено предложение использовать информацию о фазовом центре измерительных антенн для существенного сокращения расстояний между антеннами при поверке и калибровке без потери точности при измерениях как методом трех антенн, так и методом образцовой антенны.

Для калибровки эталонных антенн с наименьшей погрешностью применяется метод трех антенн с экстраполяцией. Этот же метод пригоден и для определения положения фазового центра.

## II. ВЫВОД ОСНОВНОЙ ФОРМУЛЫ ДЛЯ ПОЛОЖЕНИЯ ФАЗОВОГО ЦЕНТРА

При выполнении измерений коэффициента усиления методом экстраполяции производится измерение зависимости коэффициента передачи между антеннами от расстояния между ними [4]. После этого рассчитывается среднее значение коэффициента усиления от расстояния между антеннами по формуле Фрииса.

$$G_{ij}(R) = \sqrt{G_{\text{ПР}} G_{\text{ПЕР}}} = \frac{4\pi R_{\text{И}}}{\lambda} \sqrt{\frac{P_{\text{ПР}}}{P_{\text{ПЕР}}}} \quad (4)$$

где  $G$  – коэффициент усиления,  $P_{\text{пр}}$  – мощность на выходе приемной антенны,  $P_{\text{пер}}$  – мощность на входе передающей антенны,  $R_{\text{И}}$  – расстояние между антеннами.

Эта формула является асимптотической в том смысле, что при  $R_{\text{И}} \rightarrow \infty$ ,  $P_{\text{пр}}/P_{\text{пер}} \rightarrow 0$ , а коэффициент усиления стремится к значению в бесконечности. Если в полученную зависимость среднего коэффициента усиления вписать методом наименьших квадратов полином по степеням  $1/R$ , то коэффициент усиления в бесконечности определится как  $G_{ij}(\infty) = P_0$ .

$$G_{ij}(R) = P_0 + \frac{P_1}{R} + \frac{P_2}{R^2} \quad (5)$$

Измерения проводятся на ограниченном интервале расстояний и полином (5) позволяет экстраполировать значения рассчитанного коэффициента усиления в бесконечность. Этот полином может также использоваться для эффективного усреднения влияния многократных отражений на результат измерения коэффициента усиления антенн. Таким образом, задача измерения коэффициента усиления антенн в дальней зоне решена достаточно эффективно.

В этих измерениях расстояние между антеннами измеряется между раскрывами антенн R1, как показано на рис. 1.

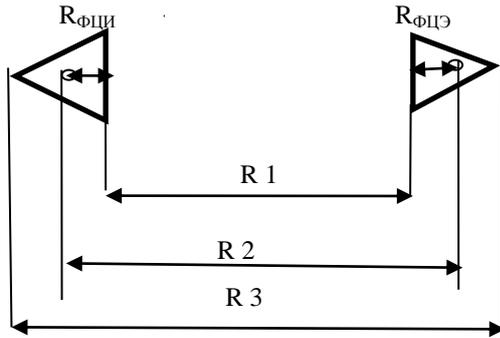


Рис. 1. Экстраполяционный полигон

Очевидно, что при расчете коэффициента усиления с использованием метода экстраполяции, результат расчета по формулам (4 и 5) для значений коэффициента усиления в бесконечности ( $P_0$ ), не зависит от выбора точек отсчета на антеннах. Однако если рассматривать результат измерений на более близких расстояниях, то результат расчета коэффициента усиления будет существенным образом зависеть от выбранных точек отсчета.

На рис. 2 приведён пример результатов расчета для антенн П6-23М при выборе начального расстояния, отличающегося от расстояния между фазовыми центрами, как в положительную сторону, так и в отрицательную. Для этой антенны фазовый центр на частоте 14 ГГц находится на расстоянии 72 см от апертуры.

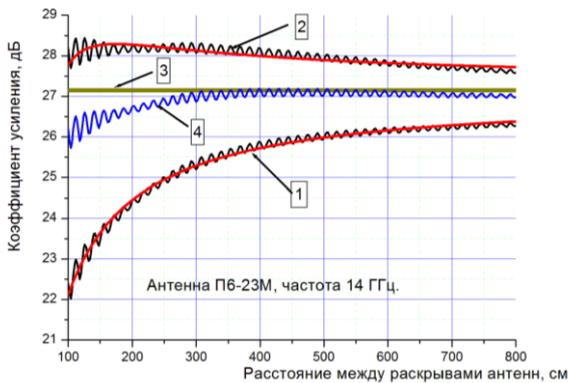


Рис. 2. Коэффициент усиления антенны П6-23М

На рис. 2 кривые обозначены в соответствии с выбором точек отсчета в соответствии с рис. 1. Прямая 3 – это значение коэффициент усиления в бесконечности, кривая 1 – это значения для начального расстояния между раскрывами антенн (расстояние – R1), кривая 4 – для расстояния между фазовыми центрами – R2, кривая 2 – для расстояния R3.

Оптимальное начальное расстояние будет в случае измерений между фазовыми центрами антенн. В этом случае поле излучения наиболее приближено к сферическому и значение рассчитанного коэффициента усиления принимает значения коэффициента усиления в дальней зоне на более коротких расстояниях между антеннами. Это важно при проведении калибровок

антенн с разными геометрическими размерами, способами формирования поля излучения, в условиях ограниченных размеров измерительных площадок и, особенно существенно, в целях калибровки антенн в реальных помещениях, когда наличие отражающих предметов и стен не позволяют выполнить условия свободного пространства на необходимых расстояниях между антеннами. Сокращение измерительного расстояния может обеспечить необходимую точность измерений с существенным уменьшением составляющих погрешности отраженных сигналов. Положение фазового центра антенн может быть определено одновременно с расчетами по формулам (4) и (5).

Для вывода формулы расчета фазового центра в процедуре экстраполяции, запишем выражение плотности потока энергии электромагнитного поля на расстоянии  $R_{II}$  от излучающей антенны:

$$\Pi = \frac{P_{ген} G_{II}}{4\pi R_{II}^2}, \quad (6)$$

где  $\Pi$  – плотность потока электромагнитной энергии,  $P_{ген}$  – мощность на входе антенны,  $G_{II}$  – коэффициент усиления излучающей антенны.

Для апертурных антенн с зависимостью коэффициента усиления от расстояния, в качестве  $G_{II}$  необходимо использовать значение коэффициента усиления на расстоянии  $R_{II}$ . Предположим, что для любой измерительной антенны существует центр излучения или фазовый центр, при использовании формулы (6) будет выполняться для асимптотического значения коэффициента усиления  $G_{II(\infty)}$  начиная с некоторого расстояния. В этом случае справедливы следующие соотношения:

$$\Pi = \frac{P_{ген} G_{II}}{4\pi R_{II}^2} = \frac{P_{ген} G_{II(x)}}{4\pi (R_{II} + R_{ФЦ})^2}, \quad (7)$$

$$R_0 = R_{II} + R_{ФЦ}$$

где  $R_0$  – расстояние от фазового центра излучающей антенны и плоскостью в которой определяется напряженность поля, формируемая излучающей антенной;  $R_{ФЦ}$  – расстояние от раскрыва до фазового центра антенны,  $G_{II}$  – коэффициент усиления на расстоянии  $R_{II}$ .

Из формул (4) и (7) получим:

$$G_{II(R)} = \frac{G_{II(\infty)} R_{II}^2}{R_{II} + R_{ФЦ}} = \frac{4\pi R_{II}}{\lambda} \sqrt{\frac{P_{ПП}}{P_{ПЕР}}} \quad (8)$$

Решая (8) относительно неизвестного  $R_{ФЦ}$ , получим:

$$R_{ФЦ} = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{\lambda G_{II(\infty)} R_{II}}{\pi \sqrt{\frac{P_{ПП}}{P_{ПЕР}}}}} - R_{II} \quad (9)$$

Для расчета фазового центра удобней вместо коэффициента усиления использовать значение эффективной площади антенны. Если в формулу (9) подставить вместо коэффициента усиления эффективную площадь  $S_{II(\infty)}$ , получим:

$$R_{\text{ФЦ}} = \sqrt{\frac{S_{II(\infty)} R_{II}}{\lambda \sqrt{\frac{P_{\text{ПР}}}{P_{\text{ПЕР}}}}} - R_{II}} \quad (10)$$

Формула (10) является асимптотической функцией от  $R_{II}$ , как и формула (4). Результат получается также по процедуре экстраполяции с использованием полинома из формулы (5).

Подтверждение правильности выведенной формулы расчета положения фазового центра методом экстраполяции можно проверить по измерениям коэффициента усиления логопериодической антенны и рупорной с малым углом раскрытия. Для логопериодических антенн, положение фазовых центров однозначно определяется резонансными частотами диполей. Для фазового центра рупорных антенн задача решается аналитически для некоторых случаев рупорных антенн с малой расфазировкой. Наиболее подробно решение для этих случаев описано в [5, 6].

На рис. 3 представлена зависимость положений фазовых центров от частоты для логопериодической антенны в диапазоне частот от 0,25 до 3,0 ГГц. Антенна рассчитывалась с учетом влияния диаметров диполей на резонансную частоту диполей. Длина и расположение диполей изготовлены с допусками менее 0,1 мм. На рисунке черная кривая – это результат измерений, красная кривая – это теоретические значения положений фазовых центров.

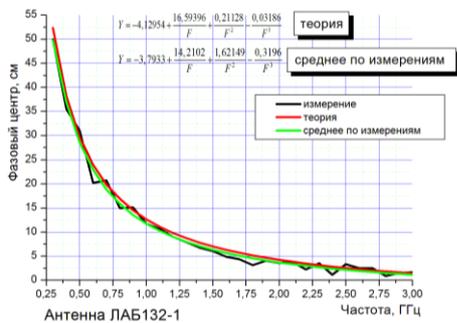


Рис. 3. Положение фазовых центров логопериодической антенны

На рис. 4 приведены аналогичные измеренные и расчетные данные для рупорной антенны П6-69Э.

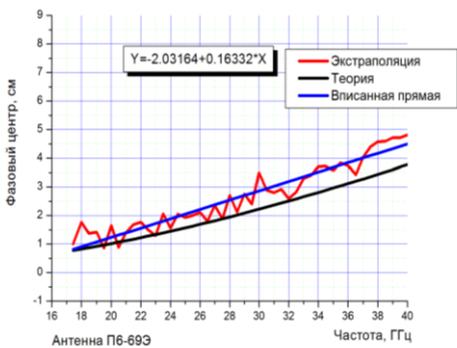


Рис. 4. Положение фазовых центров рупорной антенны

В результате, показана достаточно хорошая сходимость измеренных и теоретически рассчитанных значений фазовых центров

### III. ПРИМЕНЕНИЕ ИНФОРМАЦИИ О ФАЗОВОМ ЦЕНТРЕ

При проверке и калибровке антенн методом эталонной антенны используется одна излучающая антенна  $S_{II}$ , для формирования электромагнитного поля на определенном расстоянии, и приемная антенна, в качестве которой поочередно подключается эталонная антенна  $S_{\text{эталон}}$  или поверяемая (калибруемая) антенна  $S_{\text{пов}}$ . Измеряя уровень мощности на выходах антенн  $P_{\text{эталон}}$  и  $P_{\text{пов}}$ , поддерживая уровень мощности генератора постоянным. С учетом уравнения (4) можно определить отношения коэффициентов усиления эталонной и поверяемой антенн:

$$\frac{G_{\text{эталон}}}{G_{\text{пов}}} = \frac{P_{\text{эталон}}}{P_{\text{пов}}} \quad (11)$$

Соответственно для эффективной площади антенн:

$$\frac{S_{\text{эталон}}}{S_{\text{пов}}} = \frac{P_{\text{эталон}}}{P_{\text{пов}}} \quad (12)$$

Использование уравнений (11, 12) в методиках проверки обычно предполагается в условиях дальней зоны. При ограниченных размерах помещений без существенной потери точности можно сравнивать идентичные антенны, которые имеют одинаковую зависимость коэффициента усиления от расстояния. Это приводит к необходимости иметь эталонные антенны для каждого типа антенн.

Выведем формулы для калибровки антенн методом эталонной антенны с учетом положения фазовых центров излучений эталонной и калибруемой антенн. Если в формуле (4) заменить коэффициент усиления на эффективную площадь, а расстояние между апертурами антенн – на расстояние между фазовыми центрами, получим:

$$S_i S_j = \lambda^2 \frac{R + R_{\text{ФЦ}_i} + R_{\text{ФЦ}_j}^2 \frac{P_{\text{пр}}}{P_{\text{пер}}}}{P_{\text{пер}}}, \quad (13)$$

где  $S_i$  – эффективная площадь антенны на излучении,  $S_j$  – эффективная площадь антенны на приеме.

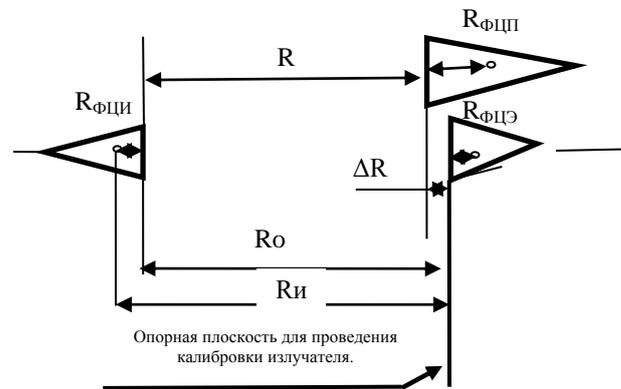


Рис. 5. Схема калибровки антенн методом замещения

Измерение коэффициента усиления антенны производится методом замещения эталонной антенны поверяемой. Мощность на входе излучающей антенны  $P_{\text{ген}}$ , при смене приемных антенн, необходимо поддерживать постоянной. Если стабильности генератора недостаточно, тогда каждый раз нужно измерять отношения мощностей в приемной и передающей антеннах.

При калибровке эталона необходимо установить излучатель и эталонную антенну на выбранном опорном расстоянии между антеннами. Для определения калибровочного коэффициента эталона в опорной плоскости измеряем мощность на выходе эталонной антенны  $P_{прЭ}$ . После этого устанавливаем поверяемую антенну и измеряем мощность  $P_{прП}$ . При этом расположение приемной антенны может отклоняться от опорной плоскости на величину отклонения  $\Delta R$ . Для этого случая перепишем (13):

$$S_{II}S_{Э} = \lambda^2 R_{II} + R_{фцЭ} + \Delta R_{Э}^2 P_{прЭ} \quad (14)$$

$$S_{II}S_{II} = \lambda^2 R_{II} + R_{фцП} + \Delta R_{II}^2 P_{прП} \quad (15)$$

Разделив (16) на (15), получим:

$$\frac{S_{II}}{S_{Э}} = \frac{(R_{II} + R_{фцП} + \Delta R_{II})^2 P_{прП}}{(R_{II} + R_{фцЭ} + \Delta R_{Э})^2 P_{прЭ}} \quad (16)$$

Отсюда получим:

$$S_{II} = \frac{\left(1 + \frac{R_{фцП} + \Delta R_{II}}{R_{II}}\right)^2 P_{прП}}{\left(1 + \frac{R_{фцЭ} + \Delta R_{Э}}{R_{II}}\right)^2 P_{прЭ}} S_{Э} \quad (17)$$

Формулу (17) можно разделить на две части и выделить значение калибровочного коэффициента для опорного расстояния. При этом можно применять в качестве эталонных, антенны с разными апертурами и диаграммами направленности. Например – рупорные, двухгребневые и логопериодические. Вторая часть – для проведения поверки антенн с использованием коэффициента калибровки эталона, не подключая каждый раз эталонную антенну. Перепишем (17) в виде:

$$S_{II} = K_{изл} \left(1 + \frac{R_{фцП} + \Delta R_{II}}{R_{II}}\right)^2 P_{прП} \quad (18)$$

$$K_{изл} = \frac{S_{Э}}{P_{прЭ} \left(1 + \frac{R_{фцЭ} + \Delta R_{Э}}{R_{II}}\right)^2} \quad (19)$$

Если  $K_{изл}$  определять по разным типам эталонных антенн с нормированными центрами излучения, в этом случае можно снизить или оценить влияние отраженных сигналов на результат измерений. Измеряя  $K_{изл}$  на разных расстояниях от излучателя по нескольким эталонным антеннам, можно определить рабочую зону в конкретном помещении с минимальными дополнительными погрешностями за счет отражений. Стабильность калибровочного коэффициента рабочего эталона  $K_{изл}$  может проверяться через определенные промежутки времени путем измерения коэффициента усиления любой антенны, имеющей стабильные во времени характеристики.

#### IV. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Выведенные асимптотические формулы и описанный алгоритм определения положения фазовых центров измерительных антенн может эффективно применяться при калибровке как эталонных, так и рабочих средств измерений. Использование информации о положении фазового центра позволяет существенно сократить расстояния между антеннами при использовании рабочих эталонов, методик поверки и калибровки антенн методом замещения. Нормирование положения фазового центра измерительных антенн целесообразно проводить для антенн с пределами допускаемой погрешности определения коэффициента усиления менее 1 дБ.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] Фрадин А.З., Рыжков Е.В. Измерение параметров антенно-фидерных устройств. М.: Гос. изд-во литературы по вопросам связи и радио, 1962.
- [2] Методы измерения характеристик антенн СВЧ / Под ред. Р.М. Цейтлина. М.: Радио и связь, 1985.
- [3] Колотыгин С.А. Калибровка измерительных антенн на близких расстояниях // Альманах современной метрологии, 2018, №16.
- [4] Ньюэлл А.К., Штубенраух К.Ф., Бейрд Р.К. Методы градуировки образцовых СВЧ-антенн по коэффициенту усиления // ТИИЭР, т.74, 1, январь, 1986, С. 145-148.
- [5] Ямпольский В.Г. О фазовом центре рупорных излучателей антенны. Москва: Связь, 1972. Вып. 16. С. 127-134.
- [6] Айзенбург Г.З., Ямпольский В.Г., Терёшин О.Н. Антенны УКВ / Под ред. Г.З. Айзенберга. В 2-х ч. Ч.1. М.: Связь, 1977.

# Использование информации о фазовом центре измерительных антенн при их поверке и калибровке

С. А. Колотыгин, С. Л. Неустроев, Е. А. Олисов

ФГУП «ВНИИФТРИ»

Москва, Россия

Lab202@vniiftri.ru

**Аннотация.** Предложен метод определения фазовых центров измерительных антенн методом экстраполяции. Выведены асимптотические формулы для расчета положения фазового центра одновременно с расчетом коэффициента усиления в дальней зоне. Рассмотрено применение информации о фазовых центрах при поверке антенн методом эталонной антенны.

**Ключевые слова:** фазовый центр; коэффициент усиления; антенна; калибровка; поверка; рабочий эталон

## I. ВВЕДЕНИЕ

Калибровка измерительных антенн проводится, как правило, двумя методами: методом трех антенн или методом эталонной антенны. В том и другом случаях предполагается проведение измерений в дальней зоне. Условие дальней зоны в большинстве документов, разрабатываемых в последнее время, устанавливается следующим соотношением:

$$R \geq \frac{2D^2}{\lambda}, \quad (1)$$

где  $R$  – расстояние между антеннами,  $D$  – максимальный размер апертуры антенн,  $\lambda$  – длина волны.

Выражение (1) во всех книгах по антеннам, например, [1,2] рассматривается для поля излучения апертурной антенны с синфазным распределением напряженности электрического поля на поверхности апертуры антенны. Рассматривается напряженность электрического поля, формируемой такой антенной, на расстоянии  $R$  от антенны, измеряемой антенной с размерами много меньше излучающей антенны (слабонаправленная антенна). Только для такого случая и появилось соотношение (1).

Для антенн с разными размерами апертур этот вопрос подробно рассмотрен в книге [2]. Если вспомогательная антенна имеет линейные размеры, сравнимые с размерами калибруемой антенны, следует отдельно определять суммарную ошибку (зависимость коэффициента усиления от расстояния). Для таких антенн в [2] приведена следующая формула для  $R_{\min}$ :

$$R_{\min} = 5 \frac{D_{\text{изл}} D_{\text{иссл}}}{\lambda} \quad (2)$$

В методиках поверки ранее использовали соотношение

$$R_{\min} = 2 \frac{(D_{\text{изл}} + D_{\text{иссл}})^2}{\lambda} \quad (3)$$

Это требование может оказаться невыполнимым для большинства поверочных лабораторий из-за ограниченных размеров помещений. В работе [3] рассмотрено предложение использовать информацию о фазовом центре измерительных антенн для существенного сокращения расстояний между антеннами при поверке и калибровке без потери точности при измерениях как методом трех антенн, так и методом образцовой антенны.

Для калибровки эталонных антенн с наименьшей погрешностью применяется метод трех антенн с экстраполяцией. Этот же метод пригоден и для определения положения фазового центра.

## II. ВЫВОД ОСНОВНОЙ ФОРМУЛЫ ДЛЯ ПОЛОЖЕНИЯ ФАЗОВОГО ЦЕНТРА

При выполнении измерений коэффициента усиления методом экстраполяции производится измерение зависимости коэффициента передачи между антеннами от расстояния между ними [4]. После этого рассчитывается среднее значение коэффициента усиления от расстояния между антеннами по формуле Фрииса.

$$G_{ij}(R) = \sqrt{G_{\text{ПР}} G_{\text{ПЕР}}} = \frac{4\pi R_{\text{И}}}{\lambda} \sqrt{\frac{P_{\text{ПР}}}{P_{\text{ПЕР}}}} \quad (4)$$

где  $G$  – коэффициент усиления,  $P_{\text{пр}}$  – мощность на выходе приемной антенны,  $P_{\text{пер}}$  – мощность на входе передающей антенны,  $R_{\text{И}}$  – расстояние между антеннами.

Эта формула является асимптотической в том смысле, что при  $R_{\text{И}} \rightarrow \infty$ ,  $P_{\text{пр}}/P_{\text{пер}} \rightarrow 0$ , а коэффициент усиления стремится к значению в бесконечности. Если в полученную зависимость среднего коэффициента усиления вписать методом наименьших квадратов полином по степеням  $1/R$ , то коэффициент усиления в бесконечности определится как  $G_{ij}(\infty) = P_0$ .

$$G_{ij}(R) = P_0 + \frac{P_1}{R} + \frac{P_2}{R^2} \quad (5)$$

Измерения проводятся на ограниченном интервале расстояний и полином (5) позволяет экстраполировать значения рассчитанного коэффициента усиления в бесконечность. Этот полином может также использоваться для эффективного усреднения влияния многократных отражений на результат измерения коэффициента усиления антенн. Таким образом, задача измерения коэффициента усиления антенн в дальней зоне решена достаточно эффективно.

В этих измерениях расстояние между антеннами измеряется между раскрытиями антенн R1, как показано на рис. 1.

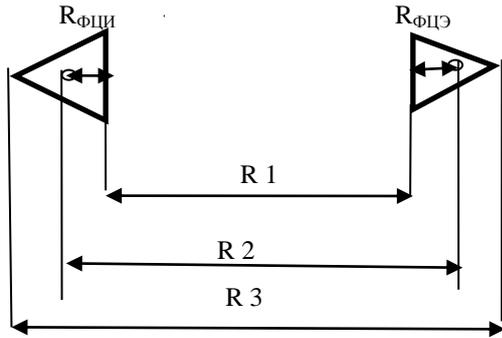


Рис. 1. Экстраполяционный полигон

Очевидно, что при расчете коэффициента усиления с использованием метода экстраполяции, результат расчета по формулам (4 и 5) для значений коэффициента усиления в бесконечности ( $P_0$ ), не зависит от выбора точек отсчета на антеннах. Однако если рассматривать результат измерений на более близких расстояниях, то результат расчета коэффициента усиления будет существенным образом зависеть от выбранных точек отсчета.

На рис. 2 приведён пример результатов расчета для антенн П6-23М при выборе начального расстояния, отличающегося от расстояния между фазовыми центрами, как в положительную сторону, так и в отрицательную. Для этой антенны фазовый центр на частоте 14 ГГц находится на расстоянии 72 см от апертуры.

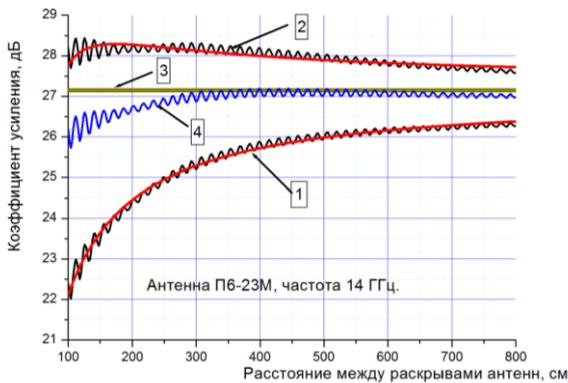


Рис. 2. Коэффициент усиления антенны П6-23М

На рис. 2 кривые обозначены в соответствии с выбором точек отсчета в соответствии с рис. 1. Прямая 3 – это значение коэффициент усиления в бесконечности, кривая 1 – это значения для начального расстояния между раскрытиями антенн (расстояние – R1), кривая 4 – для расстояния между фазовыми центрами – R2, кривая 2 – для расстояния R3.

Оптимальное начальное расстояние будет в случае измерений между фазовыми центрами антенн. В этом случае поле излучения наиболее приближено к сферическому и значение рассчитанного коэффициента усиления принимает значения коэффициента усиления в дальней зоне на более коротких расстояниях между антеннами. Это важно при проведении калибровок

антенн с разными геометрическими размерами, способами формирования поля излучения, в условиях ограниченных размеров измерительных площадок и, особенно существенно, в целях калибровки антенн в реальных помещениях, когда наличие отражающих предметов и стен не позволяют выполнить условия свободного пространства на необходимых расстояниях между антеннами. Сокращение измерительного расстояния может обеспечить необходимую точность измерений с существенным уменьшением составляющих погрешности отраженных сигналов. Положение фазового центра антенн может быть определено одновременно с расчетами по формулам (4) и (5).

Для вывода формулы расчета фазового центра в процедуре экстраполяции, запишем выражение плотности потока энергии электромагнитного поля на расстоянии  $R_{II}$  от излучающей антенны:

$$\Pi = \frac{P_{ген} G_{II}}{4\pi R_{II}^2}, \quad (6)$$

где  $\Pi$  – плотность потока электромагнитной энергии,  $P_{ген}$  – мощность на входе антенны,  $G_{II}$  – коэффициент усиления излучающей антенны.

Для апертурных антенн с зависимостью коэффициента усиления от расстояния, в качестве  $G_{II}$  необходимо использовать значение коэффициента усиления на расстоянии  $R_{II}$ . Предположим, что для любой измерительной антенны существует центр излучения или фазовый центр, при использовании формула (6) будет выполняться для асимптотического значения коэффициента усиления  $G_{II(\infty)}$  начиная с некоторого расстояния. В этом случае справедливы следующие соотношения:

$$\Pi = \frac{P_{ген} G_{II}}{4\pi R_{II}^2} = \frac{P_{ген} G_{II(x)}}{4\pi (R_{II} + R_{ФЦ})^2}, \quad (7)$$

$$R_0 = R_{II} + R_{ФЦ}$$

где  $R_0$  – расстояние от фазового центра излучающей антенны и плоскостью в которой определяется напряженность поля, формируемая излучающей антенной;  $R_{ФЦ}$  – расстояние от раскрытия до фазового центра антенны,  $G_{II}$  – коэффициент усиления на расстоянии  $R_{II}$ .

Из формул (4) и (7) получим:

$$G_{II(R)} = \frac{G_{II(\infty)} R_{II}^2}{R_{II} + R_{ФЦ}} = \frac{4\pi R_{II}}{\lambda} \sqrt{\frac{P_{ПП}}{P_{ПЕР}}} \quad (8)$$

Решая (8) относительно неизвестного  $R_{ФЦ}$ , получим:

$$R_{ФЦ} = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{\lambda G_{II(\infty)} R_{II}}{\pi \sqrt{\frac{P_{ПП}}{P_{ПЕР}}}}} - R_{II} \quad (9)$$

Для расчета фазового центра удобней вместо коэффициента усиления использовать значение эффективной площади антенны. Если в формулу (9) подставить вместо коэффициента усиления эффективную площадь  $S_{II(\infty)}$ , получим:

$$R_{\text{ФЦ}} = \sqrt{\frac{S_{II(\infty)} R_{II}}{\lambda \sqrt{\frac{P_{\text{ПР}}}{P_{\text{ПЕР}}}}} - R_{II}} \quad (10)$$

Формула (10) является асимптотической функцией от  $R_{II}$ , как и формула (4). Результат получается также по процедуре экстраполяции с использованием полинома из формулы (5).

Подтверждение правильности выведенной формулы расчета положения фазового центра методом экстраполяции можно проверить по измерениям коэффициента усиления логопериодической антенны и рупорной с малым углом раскрыва. Для логопериодических антенн, положение фазовых центров однозначно определяется резонансными частотами диполей. Для фазового центра рупорных антенн задача решается аналитически для некоторых случаев рупорных антенн с малой расфазировкой. Наиболее подробно решение для этих случаев описано в [5, 6].

На рис. 3 представлена зависимость положений фазовых центров от частоты для логопериодической антенны в диапазоне частот от 0,25 до 3,0 ГГц. Антенна рассчитывалась с учетом влияния диаметров диполей на резонансную частоту диполей. Длина и расположение диполей изготовлены с допусками менее 0,1 мм. На рисунке черная кривая – это результат измерений, красная кривая – это теоретические значения положений фазовых центров.

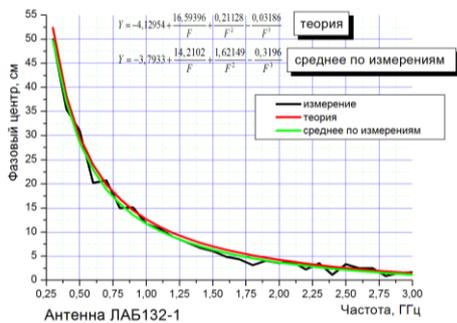


Рис. 3. Положение фазовых центров логопериодической антенны

На рис. 4 приведены аналогичные измеренные и расчетные данные для рупорной антенны П6-69Э.

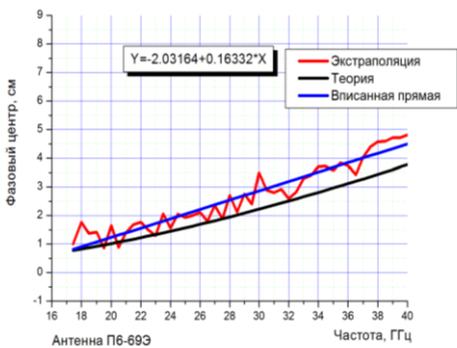


Рис. 4. Положение фазовых центров рупорной антенны

В результате, показана достаточно хорошая сходимость измеренных и теоретически рассчитанных значений фазовых центров

### III. ПРИМЕНЕНИЕ ИНФОРМАЦИИ О ФАЗОВОМ ЦЕНТРЕ

При проверке и калибровке антенн методом эталонной антенны используется одна излучающая антенна  $S_{II}$ , для формирования электромагнитного поля на определенном расстоянии, и приемная антенна, в качестве которой поочередно подключается эталонная антенна  $S_{\text{эталон}}$  или поверяемая (калибруемая) антенна  $S_{\text{пов}}$ . Измеряя уровень мощности на выходах антенн  $P_{\text{эталон}}$  и  $P_{\text{пов}}$ , поддерживая уровень мощности генератора постоянным. С учетом уравнения (4) можно определить отношения коэффициентов усиления эталонной и поверяемой антенн:

$$\frac{G_{\text{эталон}}}{G_{\text{пов}}} = \frac{P_{\text{эталон}}}{P_{\text{пов}}} \quad (11)$$

Соответственно для эффективной площади антенн:

$$\frac{S_{\text{эталон}}}{S_{\text{пов}}} = \frac{P_{\text{эталон}}}{P_{\text{пов}}} \quad (12)$$

Использование уравнений (11, 12) в методиках проверки обычно предполагается в условиях дальней зоны. При ограниченных размерах помещений без существенной потери точности можно сравнивать идентичные антенны, которые имеют одинаковую зависимость коэффициента усиления от расстояния. Это приводит к необходимости иметь эталонные антенны для каждого типа антенн.

Выведем формулы для калибровки антенн методом эталонной антенны с учетом положения фазовых центров излучений эталонной и калибруемой антенн. Если в формуле (4) заменить коэффициент усиления на эффективную площадь, а расстояние между апертурами антенн – на расстояние между фазовыми центрами, получим:

$$S_i S_j = \lambda^2 \frac{R + R_{\text{ФЦ}_i} + R_{\text{ФЦ}_j}^2 \frac{P_{\text{пр}}}{P_{\text{пер}}}}{P_{\text{пер}}}, \quad (13)$$

где  $S_i$  – эффективная площадь антенны на излучении,  $S_j$  – эффективная площадь антенны на приеме.

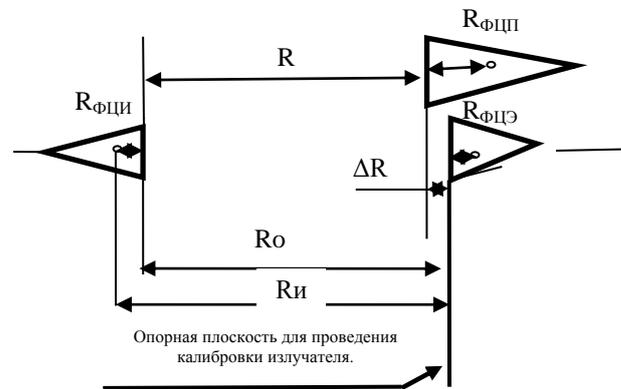


Рис. 5. Схема калибровки антенн методом замещения

Измерение коэффициента усиления антенны производится методом замещения эталонной антенны поверяемой. Мощность на входе излучающей антенны  $P_{\text{ген}}$ , при смене приемных антенн, необходимо поддерживать постоянной. Если стабильности генератора недостаточно, тогда каждый раз нужно измерять отношения мощностей в приемной и передающей антеннах.

При калибровке эталона необходимо установить излучатель и эталонную антенну на выбранном опорном расстоянии между антеннами. Для определения калибровочного коэффициента эталона в опорной плоскости измеряем мощность на выходе эталонной антенны  $P_{прЭ}$ . После этого устанавливаем поверяемую антенну и измеряем мощность  $P_{прП}$ . При этом расположение приемной антенны может отклоняться от опорной плоскости на величину отклонения  $\Delta R$ . Для этого случая перепишем (13):

$$S_{II}S_{Э} = \lambda^2 R_{II} + R_{фцЭ} + \Delta R_{Э}^2 P_{прЭ} \quad (14)$$

$$S_{II}S_{II} = \lambda^2 R_{II} + R_{фцП} + \Delta R_{П}^2 P_{прП} \quad (15)$$

Разделив (16) на (15), получим:

$$\frac{S_{II}}{S_{Э}} = \frac{(R_{II} + R_{фцП} + \Delta R_{П})^2 P_{прП}}{(R_{II} + R_{фцЭ} + \Delta R_{Э})^2 P_{прЭ}} \quad (16)$$

Отсюда получим:

$$S_{II} = \frac{\left(1 + \frac{R_{фцП} + \Delta R_{П}}{R_{II}}\right)^2 P_{прП}}{\left(1 + \frac{R_{фцЭ} + \Delta R_{Э}}{R_{II}}\right)^2 P_{прЭ}} S_{Э} \quad (17)$$

Формулу (17) можно разделить на две части и выделить значение калибровочного коэффициента для опорного расстояния. При этом можно применять в качестве эталонных, антенны с разными апертурами и диаграммами направленности. Например – рупорные, двухгребневые и логопериодические. Вторая часть – для проведения поверки антенн с использованием коэффициента калибровки эталона, не подключая каждый раз эталонную антенну. Перепишем (17) в виде:

$$S_{II} = K_{изл} \left(1 + \frac{R_{фцП} + \Delta R_{П}}{R_{II}}\right)^2 P_{прП} \quad (18)$$

$$K_{изл} = \frac{S_{Э}}{P_{прЭ} \left(1 + \frac{R_{фцЭ} + \Delta R_{Э}}{R_{II}}\right)^2} \quad (19)$$

Если  $K_{изл}$  определять по разным типам эталонных антенн с нормированными центрами излучения, в этом случае можно снизить или оценить влияние отраженных сигналов на результат измерений. Измеряя  $K_{изл}$  на разных расстояниях от излучателя по нескольким эталонным антеннам, можно определить рабочую зону в конкретном помещении с минимальными дополнительными погрешностями за счет отражений. Стабильность калибровочного коэффициента рабочего эталона  $K_{изл}$  может проверяться через определенные промежутки времени путем измерения коэффициента усиления любой антенны, имеющей стабильные во времени характеристики.

#### IV. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Выведенные асимптотические формулы и описанный алгоритм определения положения фазовых центров измерительных антенн может эффективно применяться при калибровке как эталонных, так и рабочих средств измерений. Использование информации о положении фазового центра позволяет существенно сократить расстояния между антеннами при использовании рабочих эталонов, методик поверки и калибровки антенн методом замещения. Нормирование положения фазового центра измерительных антенн целесообразно проводить для антенн с пределами допускаемой погрешности определения коэффициента усиления менее 1 дБ.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] Фрадин А.З., Рыжков Е.В. Измерение параметров антенно-фидерных устройств. М.: Гос. изд-во литературы по вопросам связи и радио, 1962.
- [2] Методы измерения характеристик антенн СВЧ / Под ред. Р.М. Цейтлина. М.: Радио и связь, 1985.
- [3] Колотыгин С.А. Калибровка измерительных антенн на близких расстояниях // Альманах современной метрологии, 2018, №16.
- [4] Ньюэлл А.К., Штубенраух К.Ф., Бейрд Р.К. Методы градуировки образцовых СВЧ-антенн по коэффициенту усиления // ТИИЭР, т.74, 1, январь, 1986, С. 145-148.
- [5] Ямпольский В.Г. О фазовом центре рупорных излучателей антенны. Москва: Связь, 1972. Вып. 16. С. 127-134.
- [6] Айзенберг Г.З., Ямпольский В.Г., Терёшин О.Н. Антенны УКВ / Под ред. Г.З. Айзенберга. В 2-х ч. Ч.1. М.: Связь, 1977.

# Требования к расстоянию для измерения полей круглых апертурных антенн с равномерным распределением поля

С. П. Скулкин

Национальный исследовательский институт  
«Высшая школа экономики»  
Нижний Новгород, Россия  
sskulkin@hse.ru

Н. А. Лысенко, Г. К. Усков, В. Е. Копытин,  
К. В. Смусева, А. М. Бобрешов

Воронежский государственный университет  
Воронеж, Россия  
lysenko.hvr@gmail.com, uskov@phys.vsu.ru,  
kopytin\_vladislav@mail.ru

**Аннотация.** В работе обсуждаются ошибки при измерении диаграмм направленности (ДН) для разных дальностей и размеров тестовых и исследуемых антенн. Рассматривается антенна с круглой апертурой и однородным распределением поля. Анализ основан на методе физической оптики (ФО) во временной области (ВО) расчёта поля. Показано, что оптимальное расстояние измерения относительно допустимых малых ошибок ДН значительно меньше, чем хорошо известный критерий дальнего поля. Оптимальным диаметром апертурной зондовой антенны является половина диаметра измеряемой антенны.

**Ключевые слова:** анализ во временной области, физическая оптика, апертурные антенны, сверхширокополосные антенны.

## I. ВВЕДЕНИЕ

Критерий дальнего поля  $R_0 = 2D_a^2/\lambda$ , где  $D_a$  это диаметр измеряемой антенны, а  $\lambda$  длина волны хорошо известен. Этот критерий предполагает малые размеры зондовой антенны и справедлив только для равномерного распределения поля по апертуре. Поэтому при измерении с помощью небольших зондовых антенн с низким уровнем боковых лепестков могут потребовать большего расстояния измерения [3, 4]. В практических измерениях для повышения уровня сигнала целесообразно использовать зондовую антенну, имеющую апертуру, сопоставимую с измеряемой антенной. В этом случае, как и в случае маленькой зондовой антенны, обычно используется критерий  $R_1 = 2(D_a + D_b)^2/\lambda$  [5]. Здесь  $D_b$  – диаметр зондовой антенны. Однако в [6] было показано, что критерий дальнего поля  $R_0 = 2D_a^2/\lambda$  может применяться для больших зондов. Позже было обнаружено, что большая зондовая антенна даёт результат, более близкий к диаграмме направленности в дальней зоне на любом расстоянии в ближней зоне по сравнению с результатами, полученными маленькой зондовой антенной [7]. Более общие виды распределений апертуры, когда измеряемая и зондовая антенны имеют одинаковый большой порядок размеров, исследовались в [8]. Было показано, что ошибка уровня первого бокового лепестка, полученная от большой антенны, всегда меньше не только для любого расстояния, но и для любого распределения поля в апертуре, чем ошибка, полученная от маленькой антенны.

Падение усиления антенны при измерении на больших расстояниях и разных размеров тестовой и зондовой антенн обсуждалось в [9] для линейной антенны с равномерным распределением поля. Было показано, что погрешность измерения ДН увеличивается с размерами апертуры зонда, и уменьшается с расстоянием между антеннами. Найден оптимальный размер апертурного зонда с учётом допустимых малых ошибок усиления антенны. Было показано, что оптимальное соотношение  $\beta = b/a$  около 0.4 ( $a$  и  $b$  радиусы измеряемой и зондовой антенн). Кроме того, известный критерий дальней зоны  $R_0 = 2D_a^2/\lambda$  можно уменьшить в 2 раза, если погрешности усиления антенны ( $\Delta_{FR} < 5 - 7\%$ ). Было отмечено, что при оптимальном  $\beta$  ошибки определения уровней боковых лепестков также невелики и не превышают 0,5 дБ.

Несмотря на долгую историю, выбор критерия минимального расстояния с учётом размера зондовой антенны окончательно не выяснен. В данной работе мы рассматриваем случай антенн с круглой апертурой и равномерным (или однородным) распределением поля. Метод ФО во временной области [1, 2] используется для расчёта переходного поля или так называемых импульсных характеристик (ИХ) излучения на выходе малой и большой зондирующих антенн. Этот метод позволяет получить результаты аналитической формы для ИХ для всех точек наблюдения в полупространстве перед апертурой, которые представлены в обратных тригонометрических функциях. ИХ в физическом смысле представляет собой поле апертуры при условии, что каждая точка апертуры излучает  $\delta$ -импульс в момент времени  $t = 0$ . Поле в частотной области было определено в результате преобразования Фурье ИХ. Основными целями этой статьи являются: (i) показать эффект уменьшения ДН бокового лепестка, когда большая круглая зондовая антенна размещена на конечном расстоянии от антенны с круглой апертурой, (ii) дать физическое объяснение этого эффекта с использованием ИХ, (iii) показать диаграмму направленности, измеренную оптимальной зондирующей антенной, размещённой на оптимальном расстоянии от измеряемой.

## II. МЕТОД

Было показано [1], что совокупность импульсных характеристик (ИХ) системы «антенна-свободное пространство»  $E(r, t)$  для каждой точки  $r$  пространства вокруг антенны может быть представлена как:

Исследование выполнено за счёт гранта Российского научного фонда №21-19-00323.

$$E(r, t) = \frac{1}{2\pi c} \int_{S_a} \frac{g(r_a) \alpha(r, r_a) \delta(t - \frac{1}{c} |r - r_a|)}{|r - r_a|} dS_a \quad \# 1$$

где  $t$  – время,  $\delta$  – дельта-функция Дирака,  $r_a$  – радиус-вектор точки на плоскости апертуры,  $g(r_a)$  – функция освещённости,  $\alpha(r, r_a)$  – множитель, определяемый поляризационными соотношениями. Можно положить  $\alpha(r, r_a) \approx n, r_0$ . Где  $r_0 = (r - r_a) / |r - r_a|$ ,  $n$  – нормаль к апертуре. Обратим внимание, что  $\delta(t - \frac{1}{c} |r - r_a|)$  – функция Грина во временной области в свободном пространстве. Поле антенны во времени  $S_e(r, t)$  для поляризации, характеризующейся единичным вектором  $e$  в точке  $r$ , можно определить как свёртку:  $S_e(r, t) = e \cdot (dE(r, t)/dt) \otimes S_0(t)$ , где  $S_0(t)$  – форма входного сигнала антенны. Корректность такого подхода описана в [3].

### III. МЕТОДИКА РАСЧЁТОВ

Для вычисления ИХ (1) содержащего  $\delta$ -функцию комплексного аргумента  $t - |r - r_a|/c$ , возьмём формулу преобразования поверхностного интеграла в интеграл по прямой [16],

$$\int_{S_a} f(x, y) \delta(\varphi(x, y)) dx dy = \int_{L \cap S_a} f(x, y) \frac{dl}{|\nabla \varphi|}, L \cap S_a \neq \emptyset \quad \# 2$$

$$0, L \cap S_a = \emptyset$$

где  $f$  и  $\varphi$  произвольные непрерывные функции, а контур  $L$  определяется уравнением  $\varphi(x, y) = 0$ . Уравнение (2) является простым обобщением одномерного интеграла, содержащего  $\delta$ -функцию. Для интегрального (2) уравнения, описывающего кривую  $L$ ,

$$|r - r_a| = ct \quad \# 3$$

В трёхмерном пространстве (3) описывается как сфера с центром в точке  $r$  и радиусом  $ct$  ( $c$  – скорость света). Сфера пересекает плоскость апертуры при  $ct > z$ , где  $z$  – расстояние от точки  $r$  до плоскости апертуры (при  $ct < z$  очевидно,  $E = 0$ ). Кривая  $L$  (геометрическое место точек пересечения сферы и плоскости апертуры), представляет собой окружность с радиусом  $b_t = \sqrt{(ct)^2 - z^2}$  и центром в точке  $\rho$ ,  $\rho$  – является проекцией вектора  $r$  на плоскость апертуры (см. Рис.1). Для этой окружности справедливо:  $(r - r_a) \cdot \nabla(\frac{1}{c} |r - r_a|) |_{r_a \in L} = \frac{b_t}{c}$  и  $\cos n, r_0 = z/ct$ , следовательно:

$$E(r, t) = \frac{1}{2\pi ct} \int_{\phi_1}^{\phi_2} g(r_a) \in L_a d\phi, L \cap S_a \neq \emptyset \quad \# 4$$

$$0, L \cap S_a = \emptyset \text{ или } ct < z$$

Интеграл (4) берётся по углу  $\phi$ , под которым дуга окружности  $L$  видна из центра  $\rho$ ; углы  $\phi_{1,2}$  определяются точками пересечения окружности с рёбрами  $S_a$ . Для постоянного распределения амплитуды по апертуре  $g(r_a) = 1$  в случае  $L \subset S_a$  следует элементарная формула для  $E(r, t) = \frac{z}{2\pi ct} \phi$ , где угол  $\phi$  приведён на рис. 1.

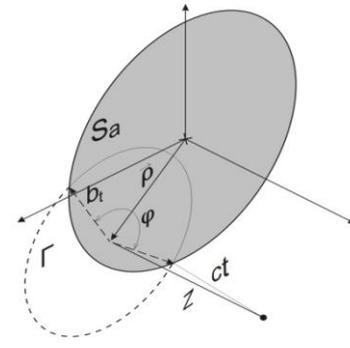


Рис. 1. Кривая пересечения сферы и плоскости апертуры

### IV. ФОРМУЛЫ БЛИЖНЕГО ПОЛЯ

Переходное поле антенны с круглой апертурой в точке наблюдения  $r$  можно записать в следующем виде [1]:

$$E_0(t, r) = \begin{cases} 0, & ct < z \cup ct > r_2 \cup ct < r_1 \cap \rho > a \\ 2\pi c, & z < ct < r_1 \cap \rho < a \\ c\phi, & r_1 < ct < r_2 \end{cases} \quad \# 5$$

где  $t$  – время,  $c$  – скорость света,  $a$  – радиус апертуры,  $\phi = 2 \arccos((\rho^2 + \beta_t^2 - a^2)/2\rho\beta_t)$ ,  $\rho$  – проекция вектора  $r$  на плоскость апертуры,  $r_{1,2} = \sqrt{z^2 + (\rho \mp a)^2}$ ,  $z$  – расстояние от точки  $r$  до плоскости апертуры,  $\beta_t = \sqrt{ct^2 - z^2}$ .

Влияние размера апертуры зондовой антенны на зависимость принимаемого сигнала от времени можно учесть интегрированием (5) по апертуре зондовой антенны. Схема измерений апертурным зондом представлена на рис. 2. При этом  $E_0$  трансформируется в  $E_{0,z,b}(t)$ :

$$E_{0,z,b}(t) \approx E_0(t, r) dS_b$$

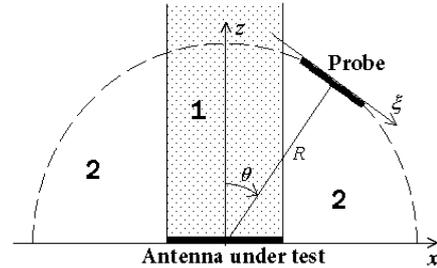


Рис. 2. Схема измерений апертурным зондом; 1 – область прожекторного луча; 2 – площадь боковых лепестков

На рис. 3а показана ИХ круглой плоской апертуры с равномерным распределением поля для точечной зондирующей антенны. На рис. 3б показана ИХ для апертурного зонда ( $\beta = b/a = 0,5$ ). Для объяснения основных особенностей ИХ выбран угол  $\theta = 1^\circ$  таким образом, чтобы на расстоянии  $R = R_0/2$  точка наблюдения располагалась внутри прожекторного луча антенны, а в  $R = R_0$  точке наблюдения находилась вне этой области. На бесконечном расстоянии точка наблюдения всегда находится за пределами прожекторного луча. Видно, что поле плоской круглой апертуры внутри области прожекторного луча имеет постоянно крутой передний фронт и пологий задний фронт (рис. 3а).

Форма заднего фронта зависит от положения точки наблюдения. При выходе за пределы области прожекторного луча передний фронт становится более пологим. На рис. 3а-б для наглядности все амплитуды нормированы на одно и то же значение. На рис. 3а видно, что ИХ различны в ближней и дальней зоне. ИХ ближней зоны в каждый момент времени определяется дугой окружности. ИХ дальней зоны в каждый момент времени представляет собой длину прямой линии, определяемой плоскостью (сферой бесконечного радиуса), наклонённой под углом  $\theta$ , и центром апертуры. ИХ дальней зоны имеет более гладкую форму (рис. 3а, б). Очевидно, что апертурный зонд значительно сглаживает фронт (рис. 3б по сравнению с рис. 3а). Причём эффект такого сглаживания заметен прежде всего при малых углах и относительно небольших расстояниях.

На рис. 4 представлены ДН, измеренные апертурной пробной антенной  $\beta = b/a = 0.5$ ,  $R = R_0/2$  и ДН в дальней зоне (точечная пробная антенна на  $\infty$ ). Здесь  $a/\lambda = 10$ . Мы можем видеть, что наибольшее искажение ДН, измеренное апертурной зондовой антенной, находится в небольшом секторе углов, близких к первому нулю ДН. Здесь одна часть апертурной зондовой антенны помещена в прожекторный луч измеряемой антенны, а другая часть – вне его. Большие ошибки в этом небольшом секторе углов связаны со значительной разницей форм ИХ и их задержками в области прожекторного луча по сравнению с ИХ за пределами прожекторного луча. В этом секторе углов также наблюдаются резкие изменения фазы на фазовой ДН.

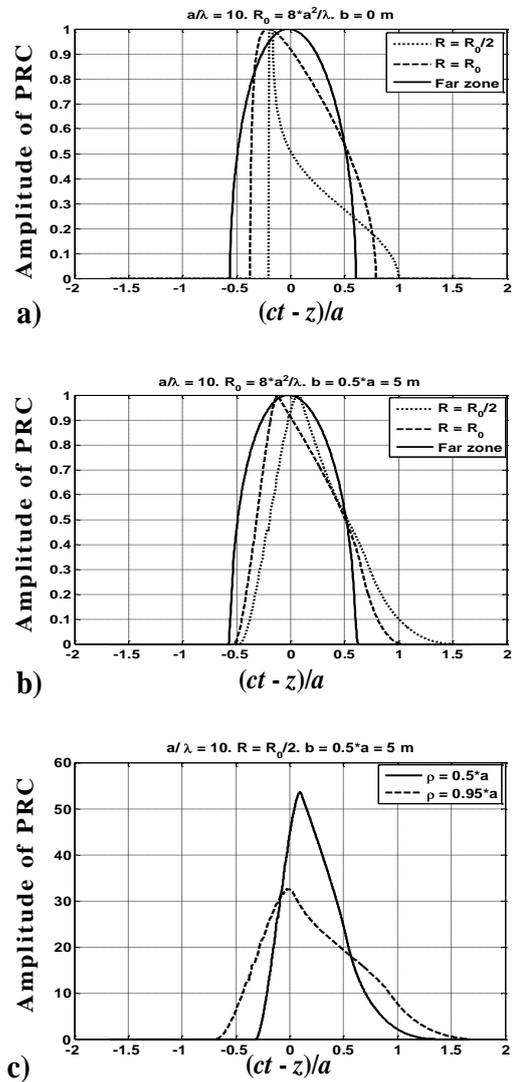


Рис. 3. Импульсные излучающие характеристики круглой апертуры в случае: а) точечной зондирующей антенны на трёх расстояниях; б) апертурная зондирующая антенна ( $b = a/2$ ) на трёх расстояниях; в) апертурный зонд, расположенный внутри области прожекторного луча измеряемой антенны

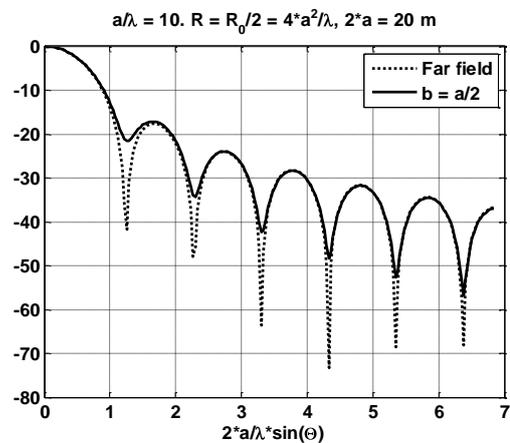


Рис. 4. Диаграмма направленности, измеренная апертурной зондирующей антенной  $\beta = b/a = 0.5$ ,  $R = R_0/2$ , и диаграмма направленности в дальней зоне

## V. ВЫВОДЫ

В работе показан и объяснён эффект уменьшения боковых лепестков, когда большая круглая зондовая антенна размещается на конечном расстоянии от антенны с круглой апертурой. Показана диаграмма направленности, измеренная оптимальной зондовой антенной, установленной на оптимальном расстоянии измерения. Оптимальное соотношение радиусов составляет  $\beta = b/a$  это около  $\sim 0,5$  ( $a$  и  $b$  это радиусы измеряемой и зондовой антенн соответственно). Дано объяснение почему хорошо известный критерий расстояния дальней зоны  $R_0 = 2D_a^2/\lambda$  может быть уменьшен в 2 раза, если ошибки диаграммы направленности антенны не превышают 0,33 дБ. Отметим, что эти результаты очень близки к результатам, полученным в [9] для линейной антенны с однородным распределением поля, где оптимальное значение  $\beta = b/a$  было около  $\sim 0,4$ .

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] Skulkin S.P., Turchin V.I. «Transient field calculation of aperture antennas,» IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 47, No. 5, 929-932, May 1999. DOI: 10.1109/8.774158
- [2] Skulkin S.P., Turchin V.I., Kascheev N.I., Ponomarev D.M. «Transient Field Calculation of Aperture Antennas for Various Field Distributions Over the Aperture». IEEE Antennas and Propagation Wireless Letters, Vol. 16, pp. 2295-2298, 2017. DOI: 10.1109/LAWP.2017.2715323
- [3] Hacker P.S. and Schrank H.E. «Range distance requirement for measuring low and ultralow sidelobe antenna patterns,» IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 30, No. 5, 956–966, Sept. 1982. DOI: 10.1109/TAP.1982.1142916
- [4] Hansen R.C. «Measurement distance effects on low sidelobe patterns,» IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 32, No. 6, 591–594, Jun. 1984. DOI: 10.1109/TAP.1984.1143386
- [5] Mentzer J.R. Scattering and Diffraction of Radio Wave, Chapter 5, Pergamon, Elmsford, NY, 1955.
- [6] Rhodes D.R. «On minimum range for radiation patterns,» Proc. IRE, Vol. 42, 1048–1410, Sept. 1954. DOI: 10.1109/JRPROC.1954.274574
- [7] Jull E.V. «An investigation of near-field radiation patterns measured with large antennas,» IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 10, 363–369, 1962. DOI: 10.1109/TAP.1962.1137886
- [8] Uno T. and Adachi S. «Range distance requirements for large antenna measurements,» IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 37, 707–720, Jun. 1989. DOI: 10.1109/8.29357
- [9] Skulkin S.P., Turchin V.I. and Kascheev N.I. «Range distance requirements for large antenna measurements for linear aperture with uniform field distribution», Progress In Electromagnetics Research M, Vol. 48, 87-94, 2016. doi:10.2528/PIERM16031604

# Выбор современных методов измерения параметров антенн устройств связи пятого поколения и активных антенн (АФАР, ЦАР)

А. В. Кривов  
ООО «Радиолайн»  
Москва, Россия  
krivov@radiorf.ru

М. В. Мулминов  
ООО «Радиолайн»  
Санкт-Петербург, Россия  
mulminov@radiorf.ru

**Аннотация:** В данном докладе рассмотрены основные и наиболее актуальные методы измерения современных антенных устройств, освоенные и применяемые в практике компанией Радиолайн – в основном речь пойдет о методах для тестирования антенн в системах 5G и АФАР/ЦАР.

**Ключевые слова:** антенные измерения, коллиматорный метод, метод ближнего поля

## I. ВВЕДЕНИЕ

В современном мире антенная тематика вновь набирает популярность в связи с развитием новых технологий связи 5G. В аэрокосмической и оборонной сфере все большее развитие получают АФАР и ЦАР, что приводит к необходимости развития измерительных комплексов в части синхронизации с тестируемым антенным устройством. В связи с этим необходимо выбирать наиболее подходящий метод измерения и конфигурацию комплекса для измерения параметров антенн. В докладе будут рассмотрены основные методы измерения параметров антенн исходя из различных типов и областей применения антенн.

## II. ИЗМЕРЕНИЕ АНТЕННЫХ УСТРОЙСТВ ПЯТОГО ПОКОЛЕНИЯ СВЯЗИ (5G)

Основными устройствами, требующими проведения антенных измерений (измерений по воздушному каналу (ОТА)) являются датчики, смартфоны, ноутбуки и другие носимые устройства. Выпуск подобных устройств и процедура их тестирования регулируется стандартом 3GPP. Для сетей 4G требования для измерения диаграмм направленности и многих других параметров по воздушному каналу для данных устройств не предъявлялись. К устройствам 5G в стандарте 3GPP появились обязательные требования проведения ОТА тестирования, что повлекло увеличение количества комплексов тестирования антенн.

В связи с тем, что устройства связи 5G являются активными (формирование диаграмм направленности является управляемым с помощью аналоговых или цифровых систем) измерения методом ближнего поля являются затруднительными. Это связано с необходимостью измерения фазы передающего и приемного сигнала для точного восстановления диаграммы направленности. Использование опорной антенны может решить проблему для некоторых типов тестирования, однако зачастую ее применение невозможно ввиду конфигурации измерительного стенда, в частности кинематической модели. В связи с этим стандарт 3GPP в новой редакции исключил возможность тестирования методом ближнего поля антенн с апертурой более 5 см. По сути, единственными устройствами, которые могут быть измерены в соответствии со стандартом, являются датчики. Все остальные устройства должны быть измерены в дальней зоне или коллиматорным методом. Ввиду высокой частоты (более 3,5 ГГц диапазон FR1 и более 24 ГГц диапазон FR2). Наиболее предпочтительным является коллиматорный метод (CATR), при соблюдении ряда важных требований к коллиматорной системе, а именно:

- соблюдение компактных размеров камеры
- применение коллиматоров с закругленными краями для формирования высокого качества тихой зоны.

Производимые сейчас коллиматоры такого типа позволяют обеспечить в тихой зоне амплитудную неравномерность вне более 0,5 дБ и фазовую неравномерность не более 8 градусов в частотном диапазоне до 110 ГГц. Это достигается за счёт прецизионной фрезеровки поверхности коллиматора с точность 15 мкм/м.

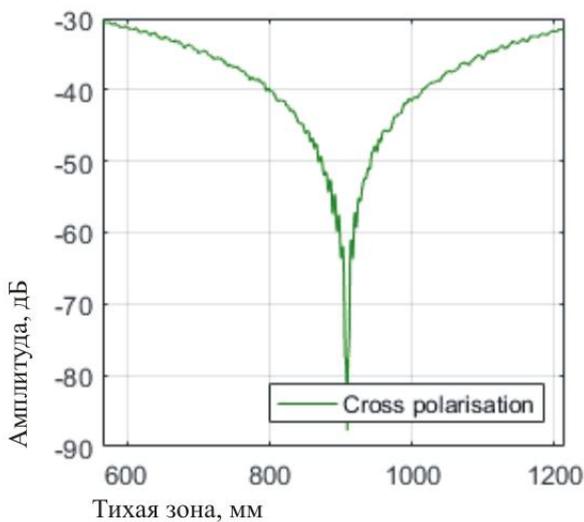
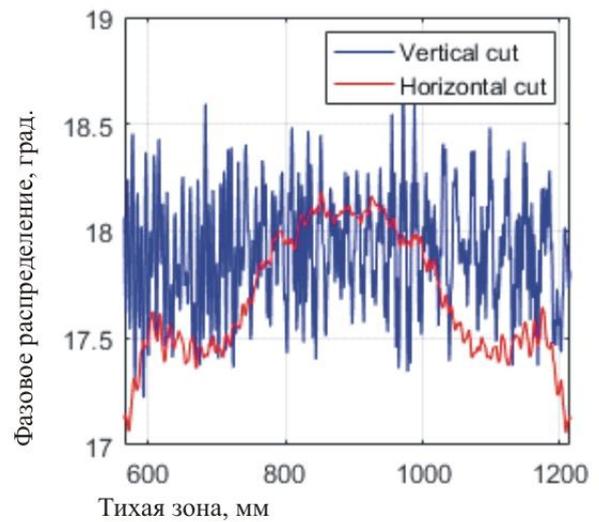
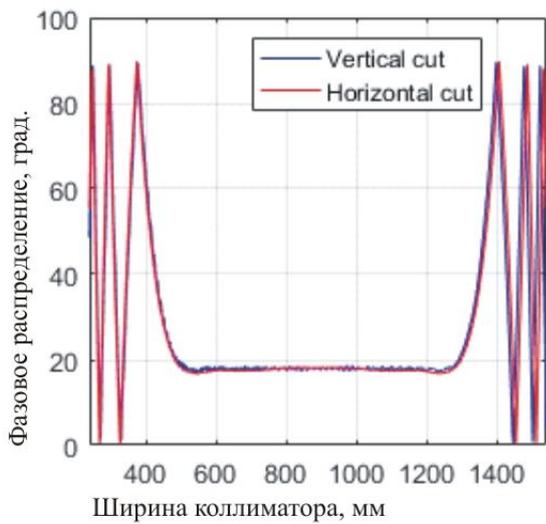
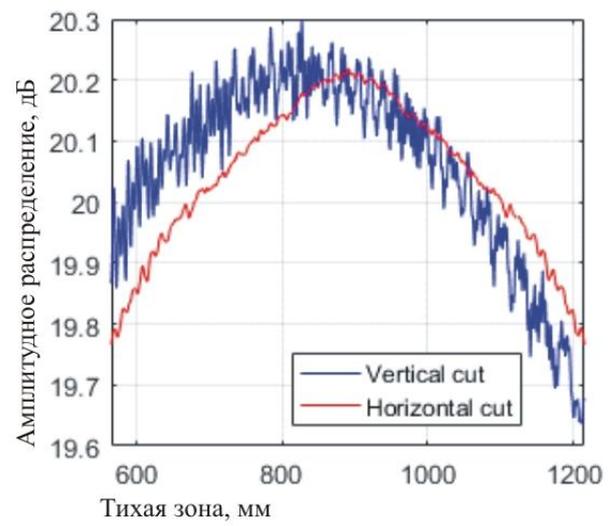
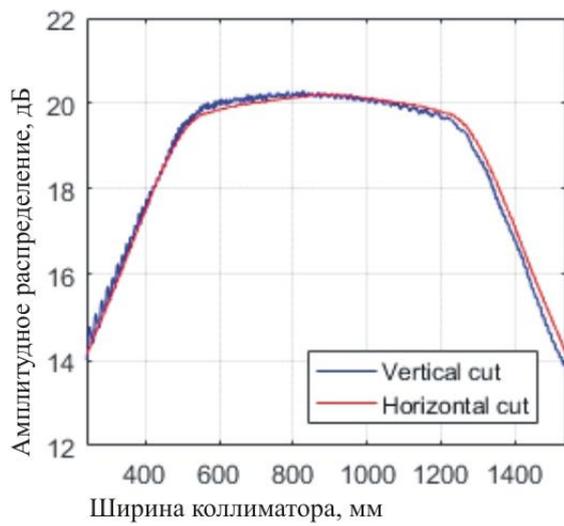


Рис. 1. Комбинированный комплекс для тестирования антенн 5G разработанный компанией Радиолайн: амплитудно-фазовое распределение в тихой зоне коллиматора, частота – 110 ГГц

Другим типом устройств, требующим обязательного тестирования, являются базовые станции. На них также распространяется стандарт 3GPP. Измерение базовых станций должно быть проведено методом дальнего поля или коллиматорным методом. Ввиду крупных размеров базовых станций коллиматорный метод является наиболее предпочтительным. Особенность комплексов

тестирования базовых станций является работа в широком частотном диапазоне от 3 до 110 (в перспективе 220 ГГц). Это связано с необходимостью покрытия частот FR1, FR2, а также измерения уровней внеполосных и гармонических сигналов (до 5-й гармоники). Это накладывает особые требования на точность изготовления коллиматора и его форму.

Индустриальным стандартом является коллиматор с точностью изготовления поверхности 30 мкм (СКО) и форма с закругленными краями, как наиболее подходящая для частот выше 4 ГГц. Коллиматоры с зубцами более предпочтительны для нижних частотных диапазонов (1–4 ГГц). Также коллиматоры с зубцами крупнее примерно на 30% по своим размерам по сравнению с закругленными, что существенно удорожает камеру. В большинстве случаев антенны базовых станций имеют прямоугольную апертуру. Специально для таких типов антенн компания Радиолайн разработала и внедрила у заказчика в Финляндии комплекс с несимметричным коллиматором с закругленными краями, а также позиционером «ВВQ-типа» с возможностью выезда за пределы безэховой камеры для установки базовой станции.

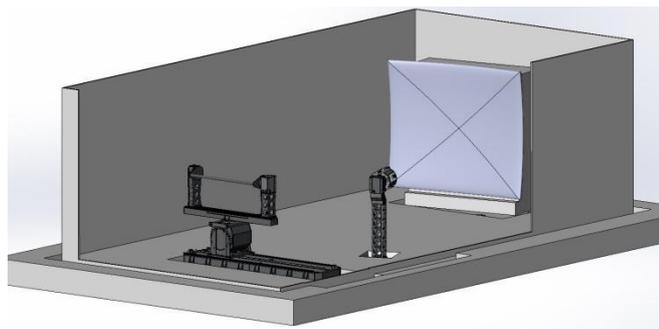


Рис. 2. Комплекс тестирования базовых станций

### III. ИЗМЕРЕНИЕ АКТИВНЫХ АНТЕНН (АФАР, ЦАР)

Для измерения активных устройств с аналоговым входом/выходом антенны (например, АФАР) уже на протяжении многих лет активно применяются системы ближнего поля, дальнего поля и коллиматорные комплексы. Все методы имеют свои преимущества и недостатки.

Метод дальнего поля наиболее традиционный, но при этом наиболее сложный в плане инфраструктуры. Как правило, все активные антенны работают на высоких частотах и имеют крупные размеры. В связи с этим выполнение критерия дальней зоны в БЭК трудно достижимо или экономически нецелесообразно. Выполнение критериев дальней зоны зачастую выполняется на открытых полигонах. Полигоны требуют наличия возвышенности, работы поворотного устройства в уличных условиях, жесткого крепления вспомогательной антенны. При наличии ветра вспомогательная антенна может менять свое направление, что может существенно сказываться на колебании сигнала, приводя к амплитудной и фазовой ошибке измерений. Ветровая нагрузка также может вносить погрешность в угловое позиционирование поворотного устройства измеряемой антенны из-за существенной площади антенны и ее вращения по отношению к ветру, приводя к скручиванию самого изделия и поворотного устройства. В связи с этим рекомендуется экранировать от ветра область измеряемой антенны, а также вспомогательной антенны.

Коллиматорный метод измерения АФАР применим, но встречается не так часто ввиду существенной зависимости стоимости коллиматорного комплекса от размера формируемой тихой зоны. Тихая зона должна превышать размеры апертуры измеряемой антенны, поэтому данный метод применяется, как правило, для антенн размером менее 1,5–2 м.

Наиболее популярным методом измерения АФАР является метод ближнего поля, а именно планарное сканирование (сканирование по плоскости апертуры антенны на расстоянии нескольких длин волн). Преимущества планарного сканирования:

- Данный метод не столь требователен к качеству безэховой камеры, поскольку основное излучение сосредоточено в плоскости сканирования.
- Размеры БЭК существенно меньше, чем для реализации дальнего поля или коллиматорного метода.
- Планарное сканирование позволяет провести проекцию на апертуру антенны, что удобно для проведения диагностики активных элементов решетки.

Однако планарный метод имеет свои ограничения и недостатки:

- Планарное сканирование дает наиболее точные результаты при условии точного измерения амплитуды и фазы. Это накладывает требования по стабильности температуры внутри помещения, особенно для крупногабаритных сканеров (более 4x4 м), поскольку ввиду тепловых расширений длины СВЧ кабелей будут изменяться, а также плоскостность сканера может ухудшаться. Это приводит к фазовым ошибкам при измерении амплитудно-фазового распределения (АФР), что приводит к снижению точности измерения диаграмм направленности. Измерение крупных антенн может занимать более 24 часов непрерывного цикла, в течение которого фаза в тракте должна изменяться минимально (рекомендуется в пределах до 5 град).
- Сектор достоверного восстановления диаграмм  $\pm 60$  град. Коэффициент усиления (КУ) измеряемых антенн должен быть более 20 дБ. Это накладывает ограничения на типы измеряемых антенн. Для АФАР это редко является проблемой ввиду большего КУ и узкого луча.

Компания Радиолайн выпускает сканеры с термосимметричной конструкцией и абсолютными оптическими системами отсчета, что позволяет достигать лучших характеристик по плоскостности даже в условиях колебания температуры. Также мы предлагаем использовать термостабильные СВЧ кабельные сборки с системами калибровки и/или системами обратной связи для снижения влияния температурных эффектов на СВЧ кабельный тракт.

При измерении ЦАР на планарном сканере возникает вопрос о способах получения фазовой информации контрольного сигнала. Дело в том, что при измерении антенн с СВЧ вх/вых, в качестве опорного канала выступает либо внешний генератор, подключенный к векторному анализатору цепей, либо внутренний генератор векторного анализатора. В случае измерения ЦАР этот опорный сигнал должен генерироваться внутри самой антенны, т. к. ЦАР имеет свои внутренние часы оцифровщика, а измерительные приборы – свои. Если ничего не предпринять, фаза контрольного сигнала будет «плыть» с течением времени.

В связи с вышесказанным, измерения ЦАР на прием и передачу имеют свои особенности. Выделим из них ключевые. При работе на прием, ЦАР должна иметь вход опорного СВЧ сигнала, относительно которого определяется фаза преобразованного в «цифру» принятого ЦАР контрольного сигнала с антенны-зонда сканера. Этот опорный сигнал поступает с генератора векторного анализатора и оцифровывается внутри самой ЦАР. При работе на передачу ЦАР должна иметь возможность каким-то образом отправить СВЧ сигнал, сгенерированный ЦАР на передачу, на вход измерительного прибора, этот сигнал будет являться опорным для контрольного сигнала с антенны-зонда, принятым измерительным прибором на второй вход. Этот опорный сигнал может быть получен от ЦАР, например, реализацией специального СВЧ выхода, имитирующего канал ЦАР без излучателя.

Как мы видим, задача измерения РТХ налагает дополнительные требования к программно-аппаратной части ЦАР. Несмотря на то, что большую часть дополнительной цифровой обработки можно реализовать в отдельном от ЦАР устройстве, коммуникация между Заказчиком измерений и Исполнителем на этапе разработки ЦАР остается необходимой, так как в ЦАР должны быть заранее заложены требуемые для измерений средства.

#### IV. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Ни один из рассмотренных в данном докладе методов не является абсолютно универсальным для решения всего спектра задач измерений в современной антенной технике, и их применение требует взвешенного подхода к каждой конкретной задаче, но их правильный выбор позволяет с наилучшими точностями решать измерительные задачи при разработке и серийном выпуске многоканальных антенных систем, с оптимальным балансом затрат и достижимых точностей. Это справедливо и для перспективных антенных радиодифракционных ЦАР. Важным является выбор подхода к тестированию антенных систем на ранних этапах разработки и созданием всего комплекса антенных измерений, включая средства отладки и синхронизации в самих тестируемых антеннах, средства позиционирования, облучения и приема, а также программных средств обработки.

Автоматизированные измерительно-вычислительные комплексы, которые разрабатывает и создает компания Радиолэйн, как раз и создаются с учетом всех вышеупомянутых требований и способны решать самые сложные измерительные задачи.

#### V. О КОМПАНИИ РАДИОЛАЙН

Компания резидент Сколково и Технополиса Москва. Компания занимается созданием автоматизированных измерительных комплексов для широкого ряда измерительных задач.

Продукция компании включает в себе:

- планарные сканеры для измерений в ближней зоне;
- прецизионные опорно-поворотные устройства;
- программное обеспечение для антенных измерений;
- коллиматоры;
- АИВК для тестирования параметров антенн;
- стенды для измерения ЭПР;
- стенды для тестирования спутниковых ретрансляторов, приемно-передающих модулей.

Оборудование производится в РФ (Технополис Москва), в собственном цеху площадью 2000 м<sup>2</sup>, включающим участки резки металла, сварки, термообработки, фрезеровки, порошковой окраски и сборки. Это существенно сокращает сроки поставки и минимизирует сроки проведения технического обслуживания.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] Rodriguez V. Anechoic Range Design for Electromagnetic Measurements. Artech House. 2019.
- [2] Foegelle M. MIMO Device Performance Measurements in a Wireless Environment.
- [3] Guide to Antenna Tests and OTA Measurements, Elite Electronics Engineering, 2018.
- [4] Вишнеvский В.М., Ляхов А.И., Портной С.Л., Шахнович И.В. Широкополосные беспроводные сети передачи информации. М.: Техносфера. 2005.

# Метод уменьшения рефракционной составляющей погрешности при измерении псевдодальности в навигационной аппаратуре потребителя

И. Н. Сушкин, Д. Е. Коршунов, Р. А. Руф  
Сибирский федеральный университет  
isushkin@sfu-kras.ru

**Аннотация.** Описан метод уменьшения рефракционной составляющей погрешности при определении угловой ориентации объектов сложной конфигурации за счет совместной фильтрации кодовой и фазовой псевдодальности измеренной от навигационных космических аппаратов ГЛОНАСС/GPS. Предлагаемый метод основан на использовании априорных данных фазового портрета объекта.

**Ключевые слова:** ГЛОНАСС; GPS; фазовая псевдодальность; кодовая псевдодальность; многолучевость

## 1. ВВЕДЕНИЕ

В настоящее время применение спутниковых радионавигационных систем получили широкое применение при определении угловой ориентации объектов. Угловое положение вектора-базы в пространстве может быть определено на основе измерения угла  $\alpha$  между вектором-базой и вектором-направлением на навигационный космический аппарат (НКА) Глобальной навигационной спутниковой системы ГЛОНАСС/GPS.

Навигационные космические аппараты расположены на орбитах высотой 20000 км, поэтому при малых базах (порядка нескольких метров) можно считать фронт волны принимаемых сигналов плоским.

Фазовый сдвиг сигнала НКА, принимаемого на две разнесенные антенны, и косинус угла между вектором-базой и вектором-направлением на НКА связаны выражением (рис. 1):

$$\cos \alpha = \frac{\lambda \Phi}{2\pi B} \quad (1)$$

где  $\lambda$  – длина волны сигнала НКА,  $\Phi$  – фазовый сдвиг между принимаемым и опорным сигналом,  $B$  – база антенн,  $\alpha$  – угол между вектором-базой и вектором-направлением на НКА.

Направляющие косинусы вектора-базы могут быть определены на основе уравнения:

$$\cos \alpha = \frac{x_c - x_0}{R} \cos \beta_x + \frac{y_c - y_0}{R} \cos \beta_y + \frac{z_c - z_0}{R} \cos \beta_z, \quad (2)$$

где:  $\cos \beta_{x,y,z}$  – направляющие косинусы вектора-базы,  $x_c, y_c, z_c$  – координаты НКА,  $x_0, y_0, z_0$  – координаты потребителя,  $R = \sqrt{(x_c - x_0)^2 + (y_c - y_0)^2 + (z_c - z_0)^2}$  –

геометрическое расстояние между навигационным приемником и НКА.

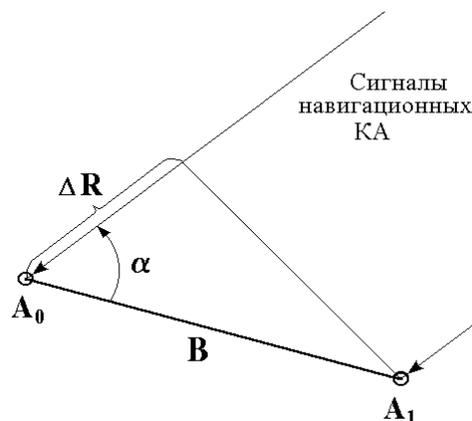


Рис. 1. Определение угловой ориентации объекта

При применении навигационной аппаратуры потребителя на объектах сложной конфигурации с выступающими элементами возникает погрешность измерения фазового сдвига сигнала (1), обусловленная переотражением сигналов от местных предметов. Измеренная разность фаз принимаемого от навигационного космического аппарата и опорного сигналов может, значит отличаться от истинного значения вследствие рефракционной ошибки. При стационарном расположении отражающих поверхностей рефракционная ошибка остается постоянной и зависит от места расположения навигационного космического аппарата относительно антенной системы аппаратуры потребителя (азимут и угол места НКА).

Уменьшение погрешности оценки угловой ориентации объекта достигается путем определения фазовой неоднозначности при совместной фильтрации кодовой и фазовой псевдодальности. Совместная фильтрация кодовой и фазовой псевдодальности (ПД) в навигационном приемнике (НП) ГЛОНАСС/GPS реализуется с целью уменьшения случайной составляющей погрешности измерения разности фаз при когерентном приеме. При совместной фильтрации в контуре оценки кодовой ПД используется информация о приращении ПД на интервале дискретизации измерительной системы, полученная в контуре слежения за фазой несущей частоты (приращения фазовой ПД).

Выражение для текущей оценки кодовой ПД  $Pk_i$ , описывающее работу фильтра схемы слежения за

задержкой (ССЗ), может быть записано следующим образом:

$$Pk_i = Pk_{i-1} + \Delta P\varphi_i + Kp_i \cdot dPk_i, \quad (2)$$

где:  $\Delta P\varphi_i$  – приращение фазовой ПД на интервале дискретизации фильтра  $t_d$ ;  $dPk_i$  – рассогласование задержки дальномерного кода входного и опорного сигналов, полученное с выхода дискриминатора ССЗ на интервале измерения;  $Kp_i$  – коэффициент фильтра.

Совместная фильтрация основана на том, что на относительно малых интервалах времени (единицы...десятки секунд) приращение фазовой ПД, обусловленное взаимным перемещением навигационных космических аппаратов и приемной антенны навигационного приемника, с высокой точностью совпадает с приращением кодовой ПД. Важной особенностью совместной фильтрации кода и разности фаз в НП ГЛОНАСС/GPS является то, что с течением времени в значении приращений фазовой и кодовой ПД возникает рассогласование, обусловленное изменением задержки сигнала НКА в ионосфере [1]. Рассогласование приращений фазовой и кодовой ПД происходит при изменении задержки сигнала в ионосфере [2, 3], что обусловлено как изменением во времени параметров ионосферы, сквозь которую проходит сигнал НКА, так и тем, что при изменении угла возвышения НКА происходит изменение длины пути, проходимого сигналом в ионосфере.

Характерная экспериментальная зависимость рассогласования приращений фазовой и кодовой ПД от времени и угла возвышения НКА приведена на рис. 2.

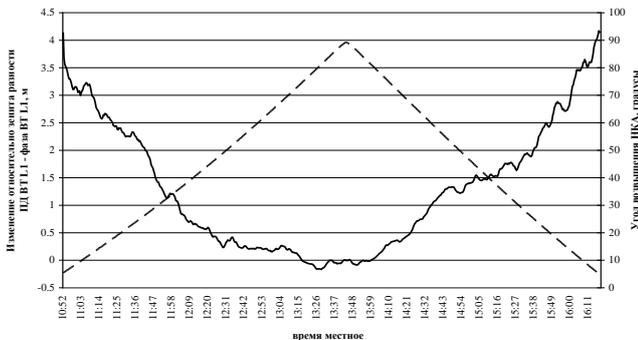


Рис. 2. Рассогласование фазовой и кодовой псевдодальностей

На графике рис.2 пунктирной линией показано изменение во времени угла возвышения НКА, сплошной линией – изменение рассогласования фазовой и кодовой ПД относительно значения, наблюдаемого в зенитном положении НКА, которое условно принято равным нулю.

## II. ОПИСАНИЕ МЕТОДА

Уменьшение погрешности оценки кодовой ПД может быть достигнуто введением в фильтр ССЗ оценки первой производной  $P'k_i$ , которая, по существу, будет представлять собой скорость изменения рассогласования кодовой и фазовой ПД. Выражение для фильтра ССЗ в этом случае:

$$\begin{cases} Pk_i = Pk_{i-1} + P'k_{i-1} \cdot t_d + \Delta P\varphi_i + Kp_i \cdot dPk_i \\ P'k_i = P'k_{i-1} + Kp'_i \cdot dP'k_i \end{cases} \quad (3)$$

На рис. 3 сплошной линией показан график скорости изменения разности кодовой и фазовой ПД  $P'k_i$  во времени (пунктирная линия – линейный тренд скорости изменения разности ПД описывается уравнением  $y = 3 \cdot 10^{-6} \cdot x - 0,0009$ ). Как видно, скорость изменения разности ПД изменяется медленно, ее производная  $P''k_i$  мала (сплошная линия на рис. 3  $y = -7 \cdot 10^{-9} \cdot x - 0,000003$ ) и вполне адекватно может быть представлена нормальным шумом с нулевым средним. С учетом этого, значение коэффициента  $Kp'_i$  в установленном режиме можно сделать малым и не допустить увеличения случайной погрешности оценки  $Pk_i$ .

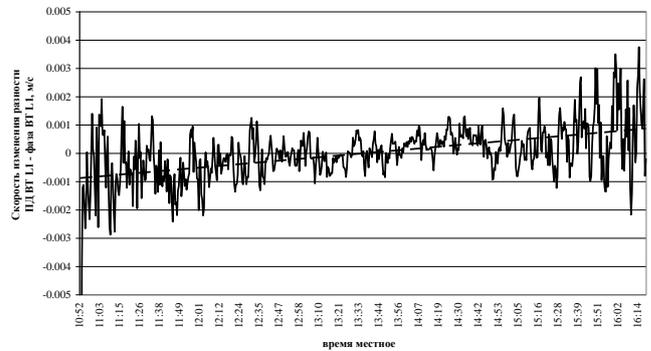


Рис. 3. Скорость изменения разности кодовой и фазовой псевдодальностей

Совместная фильтрация, учитывающая в соответствии с (3) рассогласование приращений кодовой и фазовой ПД, может быть реализована, в том числе, в одночастотной НП, работающей только в диапазоне частот L1. Если в НП реализована обработка многочастотных измерений (например, в частотных диапазонах L1 и L2), можно использовать более эффективный подход, обеспечивающий улучшение характеристик совместной фильтрации.

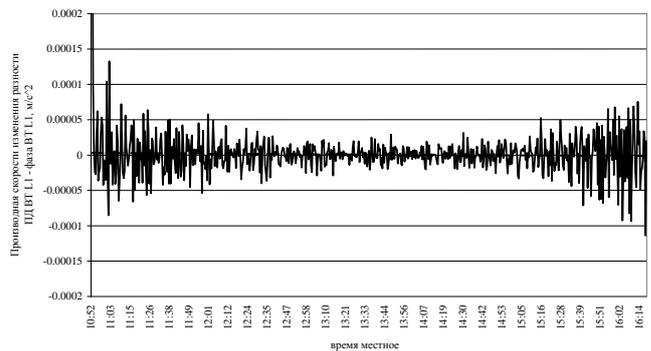


Рис. 4. Ускорение изменения разности кодовой и фазовой псевдодальностей

Для оценки погрешности навигационного приемника, обусловленной не только задержкой распространения сигнала в ионосфере, но и переотражением сигнала от стационарных местных объектов можно определить выражением:

$$\begin{aligned} \Delta Z|_{x,y,z,\alpha,\gamma} = & \left[ Pk_1 - \frac{f_2^2}{f_1^2 - f_2^2} \cdot Pk_2 - Pk_1 \right] - \\ & - \left[ P\phi_1 - \frac{f_2^2}{f_1^2 - f_2^2} \cdot P\phi_2 - P\phi_1 \right] \end{aligned} \quad (4)$$

где  $x, y, z$  – координаты навигационного приемника, для которого определяются поправка;  $\alpha, \gamma$  – соответственно азимут и угол места НКА;  $Pk_1, Pk_2$  – кодовые псевдодальности измеренные соответственно на частотах  $f_1$  и  $f_2$ ;  $P\phi_1, P\phi_2$  – фазовые псевдодальности измеренные соответственно на частотах  $f_1$  и  $f_2$ .

Величину погрешности  $\Delta Z$  определяют для точек с координатами  $x, y, z$  навигационного приемника и для разных углов места и азимутов НКА. Тем самым составляется база данных величин  $\Delta Z$  для данного объекта. При проведении навигационных измерений угловой ориентации объектов производится интерполяция величины  $\Delta Z$  для координат установки навигационного приемника и для текущего азимута и угла места навигационного космического аппарата. Аппроксимацию величины  $\Delta Z$  можно производить любым известным способом, например линейная интерполяция, интерполяция на основе полинома Лагранжа, метод конечных разностей, кубическая сплайн-интерполяция и т. д.

### III. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Предлагаемый метод получения фазового портрета объекта, на котором установлена угломерная навигационная аппаратура, позволяет уменьшить погрешность определения ориентации. По результатам экспериментальных исследований уменьшение погрешности может достигать 20 %.

### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] Михайлов С. Влияние многолучевости распространения радиоволн от навигационного космического аппарата на точность определения координат GPS-приемником // Беспроводные технологии. 2006. № 3. С. 60-71.
- [2] Сушкин И.Н. Высокоточные фазовые измерения в спутниковой навигационной аппаратуре потребителя // Успехи современной радиоэлектроники, 2014, №5. С. 57-61.
- [3] Sushkin I.N., Korshunov D.E., Ruf R.A., Grigorev A.G., «Method to improve the accuracy of navigation definition», JOP Conference Series: Metrological Support of Innovative Technologies. Krasnoyarsk Science and Technology City Hall of the Russian Union of Scientific and Engineering Associations. Krasnoyarsk, Russia, 2020. С. 42055.

# Анализ эффективности способов реконструкции амплитудно-фазового распределения по данным измерений в ближнем поле

Ю. Е. Седельников<sup>1</sup>, Т. Р. Шагвалиев<sup>2</sup>

Казанский национальный исследовательский  
технический университет им. А. Н. Туполева – КАИ  
<sup>1</sup>sedhome2013@yandex.ru, <sup>2</sup>shagvalievtim@gmail.com

**Аннотация.** В работе рассматривается методика диагностики антенных решеток, в том числе фазированных (ФАР) и активных фазированных решеток (АФАР), а также облучателей многолучевых гибридно-зеркальных антенн, осуществляемая на этапах разработки и испытаний. Показано, что предложенный метод, основанный на измерениях в ближней зоне антенны, может являться эффективным инструментом диагностики на этапах разработки и испытаний.

**Ключевые слова:** космический аппарат; антенна; антенная решетка; ближняя зона излучения; апертурное распределение; метод восстановления; имитационное моделирование

## I. ВВЕДЕНИЕ

Антенные решетки находят применение не только как самостоятельные антенны, но и как облучатели зеркальных антенн, в том числе многолучевых (рис. 1).

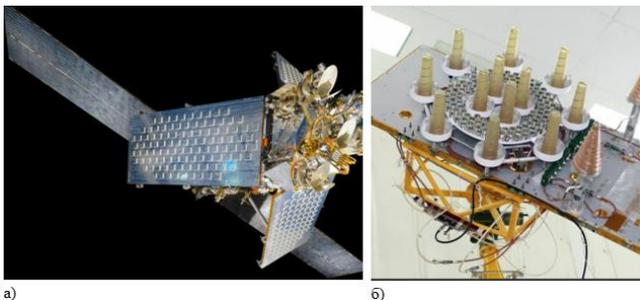


Рис. 1. Антенные решетки космических аппаратов: а) ЦАР S диапазона, б) облучатель ГЗА Ка диапазона

Диагностика антенных решеток входит в число необходимых мер на этапах их разработки и испытаний. Несмотря на значительное число выполненных работ, актуальность их не ослабевает. Развитие программно-аппаратных средств ближнепольных измерений дало толчок к развитию методов диагностики, основанных на измерениях параметров электромагнитного поля антенны в ближней зоне излучения антенны с последующим определением искомого АФР путем обработки данных измерений. Целью данной работы является развитие методов ближнепольных измерений в целях диагностики антенных решеток.

## II. ИЗМЕРЕНИЕ АФР АНТЕНН В ЗОНЕ БЛИЖНЕГО ИЗЛУЧЕННОГО ПОЛЯ

Измерения в зоне ближнего излученного поля (рис. 2), осуществляемые с использованием штатных измерительных средств, доказали эффективность не только для нахождения диаграмм направленности антенн, но и контроля апертурных распределений [1].

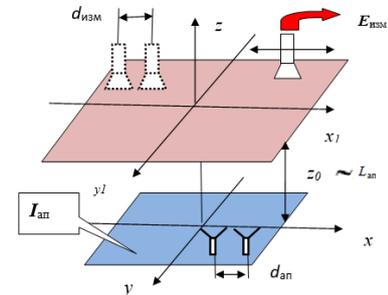


Рис. 2. Принцип измерения в зоне ближнего излученного поля

Известны два основных подхода к нахождению апертурного распределения  $|I_{ап}|$  по результатам измерений [2–3]. Метод восстановления обычно реализуется как

$$|I_{ап}| = A_t^* A + T^{-1} A_t^* |E_{изм}| \quad (1)$$

где  $|E_{изм}|$  – измеренные значения,  $A$  – прямоугольная матрица  $N \times M$ , связывающая значения токов в апертуре и ЭМП в области измерений:  $|E_{изм}| = A \cdot |I_{ап}|$ ,  $A_t^*$  – матрица транспонированная и сопряженная  $A$ ,  $T$  – регуляризирующая «добавка».

Метод фокусировки можно интерпретировать как:

$$|I_{ап}| = A_t^* |E_{изм}| \quad (2)$$

Метод восстановления требует высокой точности задания модели решетки и измеренных данных. Кроме того, им предъявляются повышенные требования к вычислительным ресурсам. Это обстоятельство может оказаться существенным для диагностики АФАР и ЦАР. Метод фокусировки, как показывает анализ, может обеспечивать приемлемое качество только для решеток с большим значением шага [5–6]. Перечисленные обстоятельства ставят в ряд актуальных задачу выработки приемов, обладающих достаточной точностью и быстродействием и, по возможности, свободных от перечисленных недостатков.

Задача нахождения апертурного распределения в антенной решетке обладает определенной спецификой, позволяющей упростить процесс измерения и обработки его результатов. Во-первых, в этих случаях точно известны координаты излучателей, что позволяет надеяться на снижение размерности матриц при восстановлении АФР. Во-вторых, для антенных решеток модель решетки (т. е. элементы  $A$ ) могут быть заранее определены путем электродинамического моделирования соответствующего излучателя и, следовательно, заданы с довольно высокой точностью. В третьих, из физических

соображений следует, что число измеренных данных может быть равным числу излучателей  $M = N$ .

Алгоритм восстановления состоит в решении системы линейных уравнений размерностью числа элементов решетки.

$$|I_{ап} = A^{-1}|E_{изм} \quad (3)$$

Предпосылкой к успеху в данном случае является то, что из физических соображений условия линейной независимости строк матрицы  $[A]$  для случая измерений в зоне ближнего излученного поля при измерениях в зоне ближнего излученного поля практически выполняются. Степень их выполнения определяет критичность решения (3) по отношению к погрешностям оператора задачи  $\Delta A$  и погрешности измерений  $\Delta E_{изм}$ .

Возможность использование этого подхода иллюстрирует пример, приведенный ниже. Рассматривается модель решетки, состоящей из 49 ненаправленных излучателей с шагом  $d_{ап} = 0.71\lambda$  равномерным синфазным АФР во всех элементах кроме двух «дефектных». Амплитуда возбуждения элемента  $I_{ап,2,6} = 0.5$ , элемента  $I_{ап,1,5} = e^{-i\frac{\pi}{2}}$ . Измерения проводятся с шагом  $d_{изм} = 0.71\lambda$  на расстоянии  $z_0/\lambda = 2$ . Восстановленные значения  $|E_{изм}|$  показаны на рис. 3.

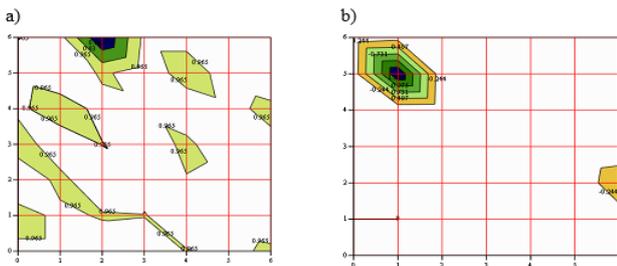


Рис. 3. Восстановленные значения АФР, а) - модуль, б) - фаза. Расположение излучателей соответствует узлам координатной сетки

Качество восстановления может быть дополнительно повышено путем рационального выбора параметров области измерения – расстояния  $z_0$  и расположения точек, в которых производится измерения. Рис. 4 служит иллюстрацией.

Для наглядности значения модулей и фаз показаны в виде линейной развертки с координатами (таблица 1):

ТАБЛИЦА 1 КООРДИНАТЫ МОДУЛЕЙ И ФАЗ

| Номер $n$    | $0 \dots N$      | $N+1 \dots 2N$   | $N^2-1$          |
|--------------|------------------|------------------|------------------|
| Координаты/d | $(0 \dots N, 0)$ | $(0 \dots N, 1)$ | $(0 \dots N, N)$ |

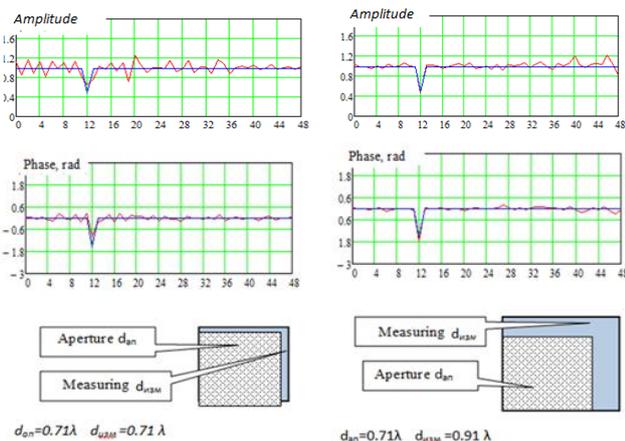


Рис. 4. Результаты восстановления АФР антенной решетки. Слева – при параметрах (согласно рис. 3), справа для оптимизированных условий измерения

Представляет практический интерес детальное исследование указанных методов с целью установления их возможностей, а также условий достижения наилучших результатов по точности и вычислительным затратам. Наиболее целесообразным инструментом является имитационное моделирование процесса измерений и реконструкции исходного АФР.

Схема реализации моделирования показана на рис 5.



Рис. 5. Схема моделирования реконструкции апертурного распределения

Моделируемая антенна задается значениями амплитуд, фаз и координат излучателей. Рассматривается равномерное синфазное АФР за исключением нескольких «дефектных» элементов с отличающимися значениями амплитуд и фаз возбуждения элементов антенной решетки. Вычисление значений поля осуществляется традиционным образом с учетом диаграммы направленности антенны-датчика, вычисляемой с использованием пакета электродинамического моделирования CST STUDIO SUITE.

Погрешность измерения задается относительной погрешностью модуля и абсолютной погрешностью фазы поля

$$E \rightarrow E(1 + \delta E)e^{j\Delta\varphi}$$

где  $\delta E$  – задаются как некоррелированные нормально распределенные случайные величины,  $\Delta\varphi$  – как некоррелированные равномерно распределенные величины.

В рамках исследования критерии оценки были среднеквадратичный или равномерный (по форме)

$$Q(|x = \min_y |I_{восст} - yI_{исх}|^2 \quad (4)$$

$$Q(|x = \min_y \max_{\theta, \varphi} |I_{восст} - yI_{исх}| \quad (5)$$

Моделирование проводилось для случаев линейной и плоской антенной решеток с различным числом элементов  $N$ . Исходное АФР задавалось как равномерное синфазное с наличием одного или двух «дефектных» элементов, отличающихся значениями амплитуд и фаз возбуждения. Варьировались условия проведения измерений: значения шага  $d_{ап}$ , числа точек измерений  $M \geq N$  и расстояния от апертуры до плоскости

измерений. Моделирование проводилось для всех трех способов после измерительной обработки (1–3). Проведенное моделирование позволило выявить ряд закономерностей:

- метод восстановления (2) обеспечивает наиболее точное воспроизведение исходного АФР только при условии высокой точности задания прямого оператора (элементов матрицы  $A$ ) и малых погрешностей измерений. При возрастании  $\delta E$  и  $\Delta\varphi$  метод восстановления (2) проигрывает методу фокусировки, особенно в его модификации [3];
- метод фокусировки позволяет достаточно корректно диагностировать антенные решетки с шагом порядка длины волны и более. В отличие от применения метода (2) при меньших его значениях «качество» реконструкции АФР неудовлетворительно;
- существуют оптимальные значения параметров области измерений – расстояния до апертуры, числа точек измерений и шага и  $\Delta\varphi$ , обеспечивающие при прочих равных условиях реконструкцию исходного АФР с наибольшей точностью;
- в условиях измерений с использованием современной измерительной аппаратуры, обеспечивающей малые значения погрешностей измерений, метод реконструкции (3) практически не уступает по точности методам (1) и (2), однако позволяет упростить решение и существенно снизить требования к наличию необходимых вычислительных ресурсов.

### III. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Методы реконструкции исходного АФР могут явиться эффективным инструментом диагностики и антенных систем на этапах их разработки и испытаний. Выбор того или иного метода реконструкции определяется точностью используемой измерительной аппаратуры и наличием вычислительных ресурсов. Инструментом, позволяющим эффективно выбрать проектное решение, являются методы прямого численного моделирования процесса измерений и последующей их обработки.

### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] Борисов С.Ю. Разработка методов, алгоритмов и устройств для определения амплитудно-фазовых распределений и внешних характеристик антенн в амплифазометрическом методе антенных измерений: Дисс. канд. техн. наук / МЭИ. М., 1992.
- [2] Коротков В.С. Исследование и разработка методов реконструкции тока по измеренному полю излучающих систем. 1984.
- [3] Кинбер Б.Е., Антипин Л.П., Мартынов А.Н. О диагностике элементов ФАР методом фокусировки // Радиотехника и электроника. 1983. Т. 28. С. 843.
- [4] Данилов И.Ю., Седельников Ю.Е. Диагностика апертурных распределений антенн путем измерений в зоне ближнего излученного поля // Журнал радиоэлектроники. 2016. №. 1. С. 12.
- [5] Седельников Ю.Е., Шагвалиев Т.Р. Метод фокусировки при измерении амплитудно-фазового распределения в ближней зоне излучения // Вестник Поволжского государственного технологического университета. Серия: Радиотехнические и инфокоммуникационные системы. 2020. №. 1. С. 30-36.
- [6] Шагвалиев Т.Р. Диагностика антенных решеток космических аппаратов в зоне ближнего излученного поля // Электроника и микроэлектроника СВЧ. 2021. Т. 1. С. 538-541.
- [7] Testoedov N.A., Danilov I.Yu., Romanov A.G., Sedelnikov Yu.E., Shagvaliev T.R. Diagnosis of spacecraft antenna arrays in the near zone radiated field // AIP Conference Proceedings. 2021. V. 2402 (in Press)

# Исследование влияния антенной платформы фазового пеленгатора на ошибки пеленгации

И. Д. Павлов

АО «Центральное конструкторское бюро автоматики»;  
Омский государственный технический университет

Омск, Россия  
s-glok9@mail.ru

**Аннотация.** В работе рассмотрено влияние антенной платформы фазового пеленгатора на ошибки пеленгации. Смоделированы три случая. В первом случае антенная платформа отсутствует, во втором случае используется проводящая антенная платформа, и в третьем случае используется проводящая антенная платформа, закрытая радиопоглощающим материалом. Для каждого из приведенных случаев получены ошибки пеленгации в азимутальной плоскости в диапазоне углов от минус 15 до 15 градусов. Наихудшим по уровню ошибок пеленгации является второй случай. Первый и третий случаи сходны по уровню ошибок пеленгации. В случае если антенная платформа пеленгатора выполнена проводящей, ее желательно закрывать радиопоглощающим материалом, для уменьшения ошибок пеленгации.

**Ключевые слова:** фазовый пеленгатор; ошибки пеленгации; антенная платформа; радиопоглощающий материал

## I. ВВЕДЕНИЕ

Ошибки пеленгации ухудшают общее качество работы систем, которые включают в себя пеленгатор. В связи с этим актуальными задачами являются исследование причин возникновения ошибок и разработка рекомендаций по их уменьшению.

Целью настоящей работы является исследование влияния антенной платформы на ошибки пеленгации фазовым методом. Указанная цель была реализована с применением среды электродинамического моделирования HFSS.

## II. ЭКСПЕРИМЕНТ

Для проведения указанного исследования была использована фазометрическая база, являющаяся простейшим случаем фазового пеленгатора [1], [2]. Модель указанной базы была сформирована в среде электродинамического моделирования HFSS. Длина указанной фазометрической базы составила  $9,5 \cdot \lambda_{изм}$ . Здесь  $\lambda_{изм}$  – длина волны, соответствующая частоте, на которой выполнялся расчет.

В качестве приемных были использованы модели антенн, описанных в [3] и [4]. Общий вид модели, использованной для исследования, приведен на рис. 1.

На рис. 1 обозначены следующие позиции: 1 и 2 – приемные антенны, 3 – источник излучения (плоская апертура), 4 – проводящая антенная платформа, 5 – радиопоглощающее покрытие.

Модель, приведенная на рис. 1, является обобщением всех рассмотренных в данной работе случаев, поэтому содержит проводящую антенную платформу, закрытую радиопоглощающим материалом.

Между источником излучения и фазометрической базой обеспечено расстояние, удовлетворяющее условию дальней зоны [5]. Отсчетные плоскости, или волновые порты [6], (в терминологии, принятой в HFSS) между которыми измерялась разность фаз, размещены в разьемах приемных антенн. Определение направления на источник излучения или пеленгация осуществлялись в угловом секторе от минус 15 до 15 градусов. Ошибки измерений определялись в этом же угловом секторе.

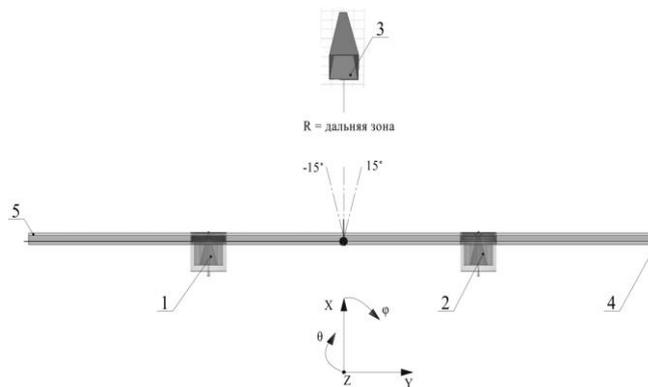


Рис. 1. Общий вид модели, применяемой в исследовании

В рамках представленной работы рассматривались три случая:

- первый случай – в модели, описанной выше, отсутствовала антенная платформа;
- второй случай – проводящая антенная платформа не была закрыта радиопоглощающим материалом;
- третий случай – проводящая антенная платформа была закрыта радиопоглощающим материалом.

Для каждого из трех случаев модель, приведенная на рис. 1, изменялась.

Важно отметить, что указанные изменения касались только антенной платформы (ее наличия и использования радиопоглощающего материала). Иные компоненты и условия модели для каждого из трех случаев оставались неизменными. В частности, неизменными были приемные антенны, условия расчета и способ обработки полученных данных.

Также важно отметить, что для второго и третьего случаев размеры антенной платформы не отличались, разница этих случаев заключалась только в наличие радиопоглощающего материала.

Указанные условия позволяют считать, что наблюдаемые отличия ошибок пеленгации для трех

рассмотренных случаев связаны только с антенной платформой.

На рис. 2 приведены значения ошибок пеленгации для трех описанных случаев.

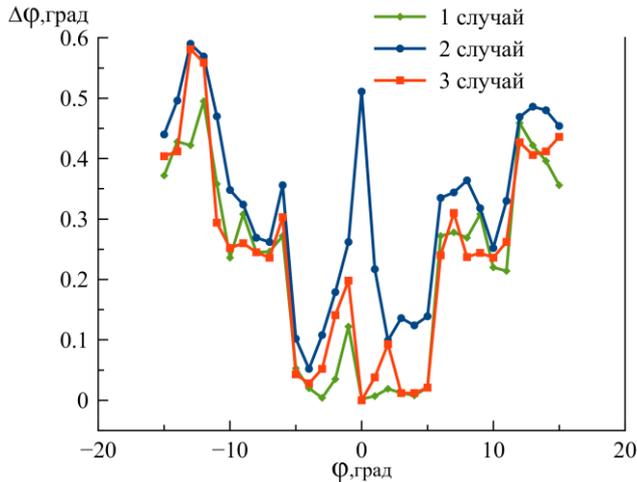


Рис. 2. Пространственные зависимости ошибок пеленгации для трех описанных случаев

Из трех приведенных на рис. 2 зависимостей наибольшими значениями ошибок пеленгации характеризуется зависимость, соответствующая второму случаю.

Зависимость, соответствующая первому случаю, характеризуется наименьшим уровнем ошибок в угловом диапазоне от минус 3 до 3 градусов. На углах, близких к крайним значениям углового диапазона, уровни ошибок, характерные для первого и третьего случаев отличаются слабо. На основании приведенного выше сравнения значений ошибок для трех рассмотренных случаев можно сделать вывод о том, что использование антенной платформы не желательно. Но от нее невозможно отказаться из-за конструктивных особенностей таких пеленгаторов. Дело в том, что указанная платформа является частью корпуса пеленгатора [7]. Поэтому для уменьшения ошибок пеленгации целесообразно применение радиопоглощающего материала.

### III. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В результате проведенной работы были получены значения ошибок пеленгации для трех различных случаев.

В первом случае фазометрическая база не содержала антенной платформы, во втором случае применялась проводящая антенная платформа и в третьем случае использовалась проводящая антенная платформа, закрытая радиопоглощающим материалом. Полученные значения ошибок пеленгации для трех указанных случаев позволяют сделать вывод о том, что наилучшим является второй случай. Случаи один и три сходны друг с другом.

Выполненная работа позволяет рекомендовать применение радиопоглощающего материала в антенных платформах фазовых пеленгаторов для снижения ошибок пеленгации.

### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] Денисов В.П., Дубинин Д.В. Фазовые радиопеленгаторы. Томск: ТГУСУР, 2002. 251 с.
- [2] Виноградов А.Д., Михин А.Ю., Никитенко И.П. Обобщенная структура радиопеленгатора и основные термины, используемые в теории радиопеленгования // Антенны. 2018. №5. С. 5-20.
- [3] Павлов И.Д. Электродинамическое моделирование и расчет широкополосной малогабаритной спиральной антенны миллиметрового диапазона // Омский научный вестник. 2017. №5. С. 152-158.
- [4] Пат. РФ № 2673319 / Д.Д. Кохнюк, И.А.Боровик, Я.В. Федоров, И.Д. Павлов, И.Н. Звягинцев, В.В. Волчонков Спиральная антенна; Опубл. 23.11.18. Бюл. № 33.
- [5] Антохина Ю.А., Крячко А.Ф., Ковалев А.С. Синтез характеристик антенн по измерениям в ближней зоне. СПб.: ГУАН, 2016. 309 с.
- [6] Дансмор Джоэль П. Настольная книга инженера измерения параметров СВЧ-устройств с использованием передовых методик векторного анализа цепей. М.: Техносфера, 2018. 736 с.
- [7] Денисов В.П., Дубинин Д.В., Крутиков М.В., Мещеряков А.А. Исследование работы фазового пеленгатора с квазиоптимальным устранением неоднозначности на наземных трассах // Доклады ТУСУРа. 2011. № 2. С. 7-15.

# Применение фильтра высших типов волн при измерении элементов фазированной антенной решетки круговой поляризации

С. В. Сквородников  
АО «Ферроприбор»  
Санкт-Петербург, Россия  
S.Skovorodnikov@ferropribor.ru

Ю. А. Синяев  
АО «Ферроприбор»  
Санкт-Петербург, Россия  
microwave@mail.ru

**Аннотация.** В работе представлены результаты разработки и применения фильтра высших типов волн при измерении элементов фазированной антенной решетки круговой поляризации. Представлены сравнительные результаты измерений основных электрических параметров элементов фазированной антенной решетки с фильтром высших типов волн и без него

**Ключевые слова:** поляризатор; septum; селектор поляризации; фильтр СВЧ; поглотитель СВЧ; фазовращатель; элемент фазированной антенной решетки

## I. ВВЕДЕНИЕ

Одним из важнейших циклов производства элементов фазированных антенных решеток (ЭФАР) является измерение их основных электрических параметров. Задача разработки измерительного стенда, и в том числе его узлов, является по сложности сравнимой с разработкой самих ЭФАР.

Для измерения характеристик ЭФАР их помещают в имитационное антенное полотно или проводят измерения непосредственно в составе фазированной антенной решетки. Однако, такие методы являются трудоёмкими и не позволяют с требуемой точностью оценить некоторые параметры ЭФАР. Распространённым приемом является разработка измерительных ячеек для ЭФАР с возможностью измерения электрических параметров при подключении к стандартизованным линиям передачи СВЧ сигналов (коаксиальные или волноводные тракты стандартизованных сечений и разъемов/фланцев). Однако в некоторых случаях возникают резонансные явления, присущие непосредственно данной системе и не отражающие действительное поведение ЭФАР в составе полотна антенны. Например, в случае критических показателей вносимых потерь ЭФАР, вызванных резонансными явлениями на подобном стенде он может быть необоснованно забракован, либо для получения годного результата задействуется статистический аппарат современной измерительной техники типа *smoothing* и/или подобные пики игнорируются путем допущения. Для наиболее правильной оценки параметров ЭФАР можно в составе таких стендов применять специальные приёмы построения СВЧ трактов (например, дроссельные соединения) и функциональные узлы типа: фильтры, режекционные или поглощающие пластины, подвижные элементы СВЧ тракта и др.

## II. СТЕНДЫ ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ ЭФАР

Для измерения основных электрических параметров ЭФАР с круговой поляризацией как правило применяют стенды на основе 2-х типовых узлов СВЧ тракта: 1) поляризатор на основе диэлектрической пластины в круглом волноводе (рис. 1); 2) поляризатор типа «SEPTUM» (рис. 2).

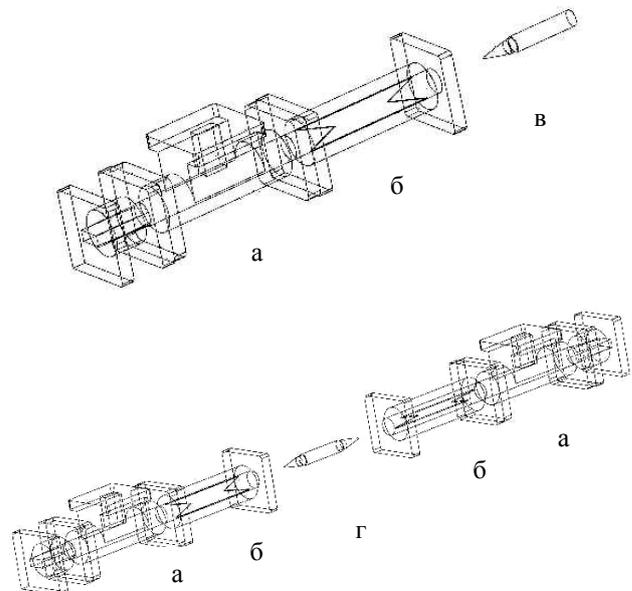


Рис. 1. Принципиальное изображение измерительных стендов для ЭФАР на основе поляризаторов с диэлектрической пластиной. а – селектор поляризации, б – поляризатор на основе диэлектрической пластины, в – ЭФАР отражательного типа или с комбинированной «запиркой» (коаксиальной, волноводной и др.), г – ЭФАР проходного типа

На сегодняшний день наиболее популярным и прогрессивным являются стенды на основе поляризаторов типа «SEPTUM». Основных причин такой популярности две: простота его расчета в программах электромагнитного моделирования типа KeySight EMPro; высокая технологичность изготовления. Последняя причина кроется в возможности изготовления волноводного тракта с элементом поляризации за одну установку на станке ЧПУ. В этом случае достигается максимально возможная точность изготовления расчетной модели. [1]

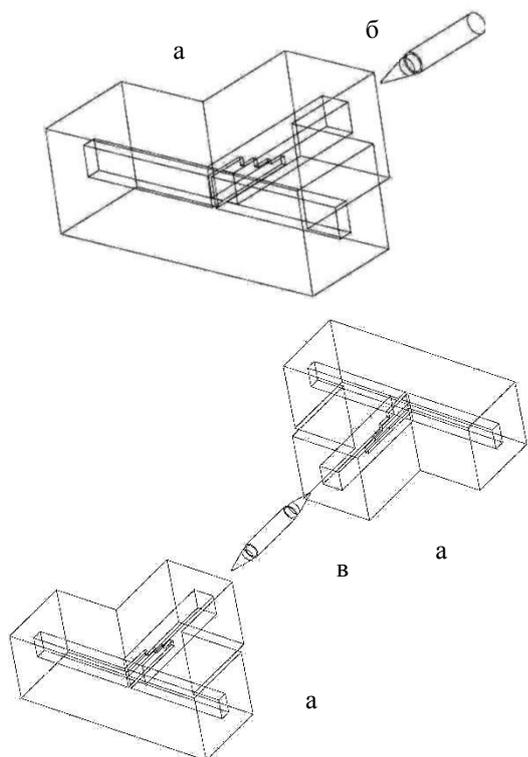


Рис. 2. Принципиальное изображение измерительных стендов для ЭФАР на основе поляризаторов «septum». а – septum, б – ЭФАР отражательного типа или с комбинированной «запиткой» (коаксиальной, волноводной), в – ЭФАР проходного типа

### III. ОСОБЕННОСТИ ИЗМЕРЕНИЯ ЭФАР

К основным электрическим параметрам ЭФАР относят вносимые потери. Особенностью измерений вносимых потерь ЭФАР являются разные условия распространения электромагнитных волн при установке в ячейке измерительного тракта и работе в составе антенной решётки. Анализ типовых характеристик вносимых потерь при производстве ЭФАР показывает, что увеличение вносимых потерь в некоторых фазовых состояниях или частотное смещение пика вносимых потерь при изменении фазовых состояний имеют различную природу: дефект комплектующих, дефект сборки и др. Дифференцирование вносимых потерь позволяет значительно повысить выход годных при их производстве. Одним из непредсказуемых плавающих дефектов является появление ярко выраженного пика вносимых потерь, амплитуда которого значительно меняется ( $\approx 3-10$  дБ) при изменении положения ЭФАР в ячейке измерительного тракта, и/или изменении его соосности относительно оси измерительного тракта, и/или замене «адаптера» ЭФАР, и/или изменении электрической длины ЭФАР (изменение фазового состояния). Причиной его возникновения является возбуждение высшего типа волн в СВЧ тракте: septum-адаптер-ЭФАР, вследствие множества причин: неполный гальванический контакт по периферии ЭФАР и адаптера, несоосная сборка деталей ЭФАР, анизотропия материалов ЭФАР и др. Для борьбы с этим явлением были опробованы следующие решения: разработка адаптера с волноводным дроссельным соединением, расчет поляризатора с меньшим сечением, не допускающим возбуждение высших типов и др. Однако самым действующим приемом оказалось применение фильтра высших типов.

### IV. ФИЛЬТР ВЫСШИХ ТИПОВ ВОЛН В КРУГЛОМ ВОЛНОВОДЕ

В круглом волноводе основным типом волны принято считать  $H_{11}$ .<sup>2</sup> Идеология фильтра высших типов волн в круглых волноводах уже известна. В отличие от  $H_{11}$ , остальные типы волн содержат продольную составляющую электрического поля. В центр канала волновода помещается длинный поглощающий элемент (резистивный элемент). При прохождении различных типов волн они либо отражаются, либо имеют большое погонное затухание на участке с поглощающим элементом за исключением волны типа  $H_{11}$ .

В нашем случае эта простая задача осложнялась тем, что необходимо было изготовить фильтр в Ка-диапазоне (26-40 ГГц). Он должен иметь минимально возможный коэффициент включения в  $H_{11}$  и минимально влиять на эллиптичность при распространении в волноводе этого типа волны с круговой поляризацией.

Для реализации фильтра мы использовали материал с низкой диэлектрической проницаемостью ( $\epsilon < 4$ ) и резистивный элемент диаметром  $D < 0,5$  мм, длиной  $\approx \lambda$ . Сопротивление резистивного элемента подбиралось близким к волновому сопротивлению  $E_{01}$  (рис. 3)

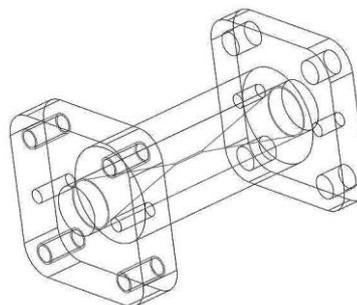


Рис. 3. Принципиальное изображение фильтра высших типов волн

### V. РЕЗУЛЬТАТЫ ИЗМЕРЕНИЙ

Для оценки эффективности использования фильтра высших типов волн, были проведены сравнительные замеры отражательных ЭФАР в стенде на основе поляризатора типа «septum» с фильтром и без него. Стоит отметить, что добротность  $Q$  «паразитных» пиков потерь при вариативной установке ЭФАР в измерительную ячейку стенда составляет более 1000. Это хорошо соотносится с теорией распространения электромагнитных волн в круглом волноводе в части применения волны типа  $E_{01}$  для передачи СВЧ сигнала на длинные расстояния благодаря его высокой добротности. [2]

При измерении основных электрических параметров ЭФАР регистрируются вносимые потери в рабочей полосе частот в различных фазовых состояниях. На рис. 4 представлены типовые вносимые потери ЭФАР.

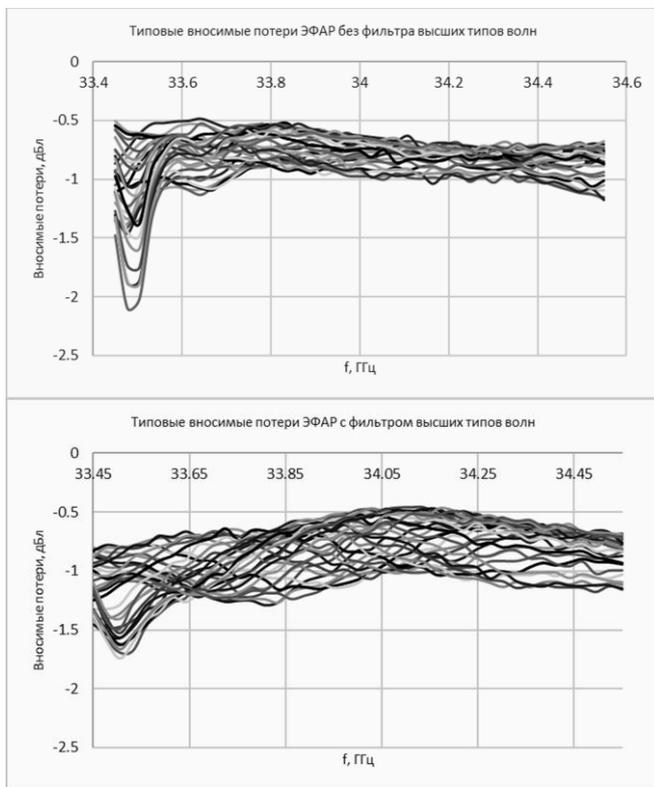


Рис. 4. Типовые характеристики ЭФАР

В случае наличия характерного пика потерь у конкретного образца ЭФАР, его амплитуда при применении фильтра высших типов волн значительно снижается. В некоторых случаях при измерении вносимых потерь ЭФАР наблюдается полное

«вырезание» «плавающих» пиков потерь или их полное отсутствие вне зависимости от положения ЭФАР в измерительной ячейке стенда.

Расщепление веера кривых вносимых потерь в разных фазовых состояниях при применении фильтра высших типов волн может быть следствием не нулевого коэффициента эллиптичности самого фильтра.

## VI. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Разработанный фильтр высших типов волн с оптимально подобранным резистивным элементом для фильтрации высших типов волн в СВЧ тракте для измерения основных электрических параметров ЭФАР позволяет устранить (нивелировать) эффекты резонансного поведения характеристик вносимых потерь. Позволяет корректно оценивать вносимые потери ЭФАР даже в случае «перекачки» основного типа колебания в колебания высших типов из-за несовершенства компонентов и сборки самого ЭФАР. Применение фильтра в измерительных стендах при производстве ЭФАР позволяет поднять уровень качества вследствие селективного подхода к оценке дефектов.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] Kamichev T.V., Ruchenkov V.A., Sestroretsky B.V., Klimov C.N. Circular polarization x-band selector // 2004 4th International Crimean Conference: Microwave and Telecommunication Technology Conference Proceedings, CriMiCo'04 2004. P. 392-393.
- [2] Фельдштейн А.Л., Явич Л.Р., Смирнов В.П. Справочник по элементам волноводной техники, М.: «Советское радио», 1967. 359 с.

# Экспериментальные исследования антенны земной станции перспективной системы спутниковой связи

А. Б. Гладышев<sup>1</sup>, Д. Д. Дмитриев<sup>2</sup>, И. В. Тяпкин<sup>3</sup>

Сибирский федеральный университет

<sup>1</sup>a-ghonass@yandex.ru, <sup>2</sup>dmitriev121074@mail.ru, <sup>3</sup>aronakss@yandex.ru

**Аннотация.** На сегодняшний день организация связи и передачи данных на территории Крайнего севера и Арктики на основе спутниковых систем связи приобретает все более и более актуальный характер. В работе исследовалась эффективность алгоритмов измерения направленных характеристик антенны земной станции спутниковой связи, реализованных в измерительном стенде на основе сферического сканера. Представлены результаты экспериментальных исследований направленных характеристик двухзеркальной антенны земной станции спутниковой связи с диаметром рефлектора 0,5 м.

**Ключевые слова:** спутниковая связь; антенная система; диаграмма направленности; измерение характеристик антенн

## I. ВВЕДЕНИЕ

Для работы в широкополосной сети спутниковой связи, обслуживающей потребителей услуг связи, и высокоскоростной передачи данных в опорных зонах в труднодоступных, северных и Арктических территориях Российской Федерации АО «Информационные спутниковые системы» имени академика М.Ф. Решетнёва» совместно с Сибирским федеральным университетом и ФИЦ КНЦ СО РАН ведут разработку земной станции перспективных систем спутниковой связи (ЗССС)

Разрабатываемая ЗССС необходима для предоставления высокоскоростных цифровых каналов связи, в том числе документированной связи, передачи данных, обмена мультимедийной информацией, включая открытую и шифрованную VoIP, видеосвязь (видеотелефонной связи, видеоконференцсвязи, видеотрансляций), организации магистральной связи [1].

Работа ЗССС будет обеспечиваться через космические аппараты (КА) на высокоэллиптических и геостационарных орбитах.

## II. ВАРИАНТЫ ПОСТРОЕНИЯ ЗССС

Для обеспечения высокой пропускной способности было разработано две концепции построения ЗССС, отличающихся частотным диапазоном аппаратуры приема и передачи.

Первый вариант построения обеспечивает излучение и приема сигналов в диапазонах частот Ka/Ka (диапазон

Работа выполнена при финансовой поддержке Министерства науки и высшего образования Российской Федерации в ходе реализации комплексного проекта «Создание высокотехнологичного производства земных станций перспективных систем спутниковой связи для обеспечения связанности труднодоступных, северных и Арктических территорий Российской Федерации», осуществляемого при участии Сибирского федерального университета (соглашение № 075-11-2019-078 от 13.12.2019)

частот приема – 17,710...18,004 ГГц, диапазон частот передачи – 27,510...27,804 ГГц), второй, соответственно – Ka/Q (диапазон частот приема – 19.172...19.792 ГГц, диапазон частот передачи – 43.924...44.524 ГГц).

В качестве антенной системы в ЗССС используется специально разработанная АО ИСС антенна с двухдиапазонной облучающей системой

Внешний вид ЗССС представлен на рис. 1.



Рис. 1. Земная станция спутниковой связи на испытаниях

Антенна представляет собой двухзеркальную конструкцию схемы Кассегрена с параболическим рефлектором и контррефлектором, имеющим специальный профиль центрального сечения отражающей поверхности.

По результатам испытаний ЗССС было получено, что энергетики радиолинии ЗССС – БРТК «Светоч» недостаточно для поддержания канала связи в стабильном состоянии. Следовательно, необходимо увеличить эквивалентную изотропно-излучаемую мощность (ЭИИМ) ЗССС. Этого можно достичь двумя путями:

- увеличением коэффициента усиления антенны;
- увеличение мощности усилителя ЗССС.

Прорабатывая первый вариант увеличения ЭИИМ, необходимо знать реальные характеристики используемой антенной системы.

## III. МЕТОДЫ ИССЛЕДОВАНИЯ

С целью исследования направленных характеристик антенны ЗССС и поиска путей их улучшения, был разработан измерительный стенд на основе сферического сканера компании Maturо [2] и векторного анализатора цепей (ВАЦ) ZVA50 компании Rohde & Schwarz.

Структурная схема стенда представлена на рис. 2 [3].

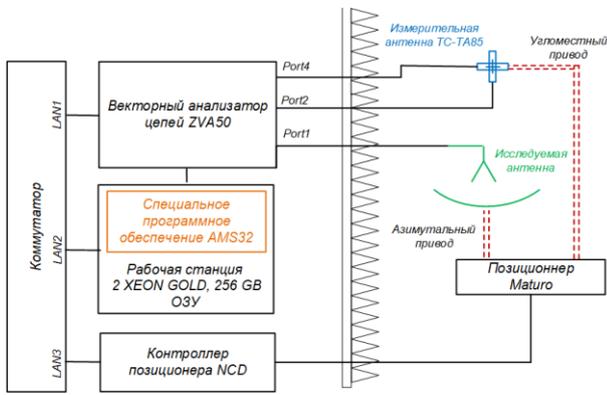


Рис. 2. Структурная схема измерительного стенда

Управление стендом ведется с внешнего компьютера со специальным программным обеспечением (СПО). СПО собирает результаты измерения амплитудно-фазового распределения (АФР) в ближней зоне и с помощью математических алгоритмов проводит пересчет в полную трехмерную диаграмму направленности (ДН) антенны в дальней зоне. По данной ДН определяются значения коэффициента усиления исследуемой антенны, для чего предварительно система калибруется с использованием набора рупорных антенн [4–6].

При этом специальное ПО обеспечивает:

- преобразование SWE (spherical wave expansion (SWE)) – стандартное БПФ и интегрирование, которое поддерживает только эквидистантную сетку измерений с шагом по теореме Котельникова, и производит пересчет непосредственно в ДН дальней зоны;
- преобразование FIAFTA – расчет эквивалентных поверхностных токов с последующим пересчетом в ДН дальней зоны, которое поддерживает неэквидистантную сетку измерений (но с меньшим шагом), что позволяет выполнять спиральное сканирование ближнего поля для ускорения измерений;
- отображение распределения эквивалентных токов на поверхности, заданной пользователем;
- полную коррекцию на пробник и коррекцию на отражения от металлического пола для полу-БЭК;
- возможность приема показаний от внешнего измерителя геометрии в реальном времени.

#### IV. РЕЗУЛЬТАТЫ ИССЛЕДОВАНИЯ

Исследованию подвергалась антенная система ЗССС с диаметром рефлектора 0,5 м, установленная на поворотный столик сферического сканера испытательного стенда. Внешний вид исследуемой антенной системы, представлен на рис. 3.



Рис. 3. Антенная система ЗССС на испытаниях

На рис. 4 представлена расчетная ДН исследуемой антенны.

Анализ полученных в результате исследования направленных характеристик проводился в соответствии с данным, полученными в результате математического расчета.

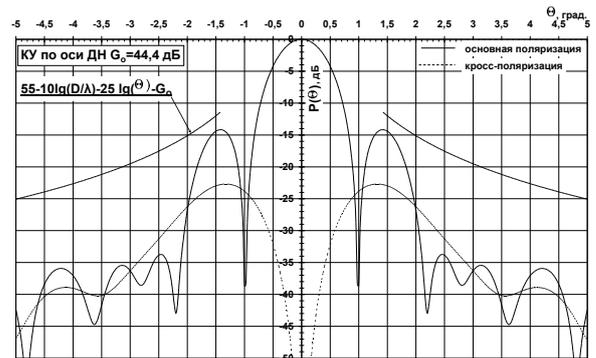


Рис. 4. Расчетная ДН антенны Ø500 Ka/Q-диапазонов на нижней частоте диапазона частот передачи 43,924 ГГц

Подключение ВАЦ ZVA50 осуществлялось к передающему разьему антенны, через коаксиально-волноводный переход WR-51. В связи с тем, что измерения остронаправленных антенн требуют обязательного учета влияния зонда, а учет влияния зонда 2-го порядка поддерживается только алгоритмом FIAFTA, то для сравнения эффективности различных алгоритмов измерения были проведены несколько испытаний. Все испытания проводились на частоте передачи 43,924 ГГц.

##### А. Испытание 1

При проведении первого испытания было проведено шагово-непрерывное сканирование в полном секторе

углов ( $\pm 180^\circ$ ) с последующем преобразованием SWE без коррекции на зонд, с шагом  $0,5^\circ$ . Время измерения составило 2 часа 20 минут. ДН антенны полученная в результате испытания показана на рис. 5.

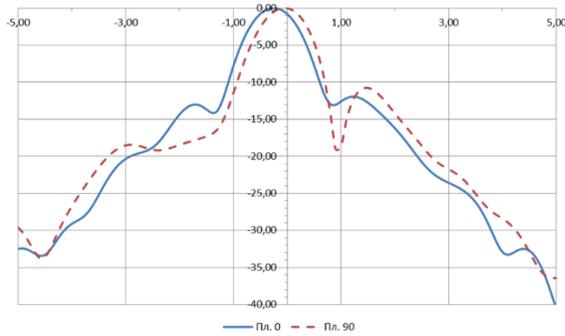


Рис. 5. ДН антенны при испытании 1

### В. Испытание 2

При втором испытании проведено шагово-непрерывное сканирование в усеченном секторе углов. Исходя из геометрии зеркала, выбран сектор  $\pm 18^\circ$ , шаг сканирования  $-0,6^\circ$ . Далее было использовано преобразование SWE без коррекции на зонд. Получение одинаковых результатов с испытанием 1 подтверждает правильность выбора усеченного сектора углов. Время измерения составило 20 минут. ДН, полученная в результате испытания 2, представлена на рис. 6.

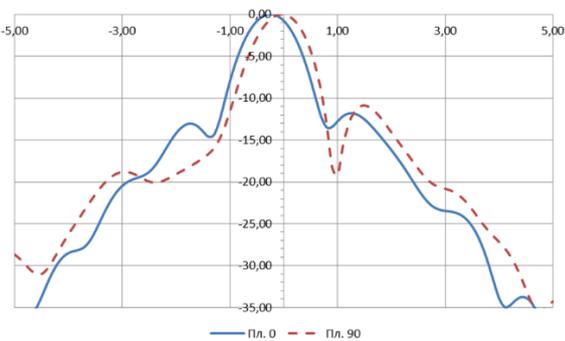


Рис. 6. ДН антенны при испытании 2

### С. Испытание 3

При испытании 3 проведено спиральное сканирование и преобразование FIAFTA PC с коррекцией на зонд. Сканирование проводилось в секторе  $\pm 18^\circ$  и шагом  $0,6^\circ$ . Время измерения составило 8 минут. Перенос данных на ПК занял около 8 минут. Время на преобразование заняло около 25 минут. Вид ДН, полученной в результате испытания, показан на рис 7.

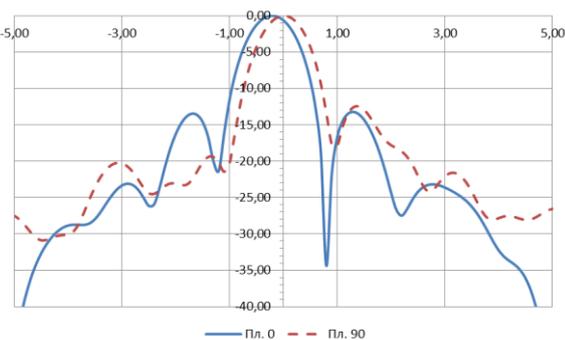


Рис. 7. Вид ДН антенны при спиральном сканировании

Сравнение результатов, полученных в результате применения различных алгоритмов пересчета ДН показано в табл. I и на рис. 8.

ТАБЛИЦА I ПАРАМЕТРЫ ДН, ПОЛУЧЕННЫЕ РАЗНЫМИ АЛГОРИТМАМИ ПЕРЕСЧЕТА, В СЕКТОРЕ УГЛОВ  $\pm 18^\circ$

| Параметр                    | Расчетная ДН | FIAFTA      | FIAFTA PC            | SWE         |
|-----------------------------|--------------|-------------|----------------------|-------------|
| Коэффициент усиления, дБ    | 44,44        | 39,72       | 43,19                | 39,72       |
| Направление максимума ДН, ° | 0            | минус 0,2   | минус 0,2            | минус 0,2   |
| УБЛ, дБ                     | минус 14,16  | минус 11,83 | минус 13,23          | минус 11,83 |
| Ширина ДН, °                | 0,8549       | 0,95        | 0,9                  | 0,95        |
| Время измерений, мин.       | -            | 20          | 16 + 25 <sup>а</sup> | 20          |

<sup>а</sup>. Время измерения показано в виде суммы, где первое слагаемое – время измерения и время переноса информации на компьютер, второе слагаемое – время затраченное на преобразование в дальнее поле

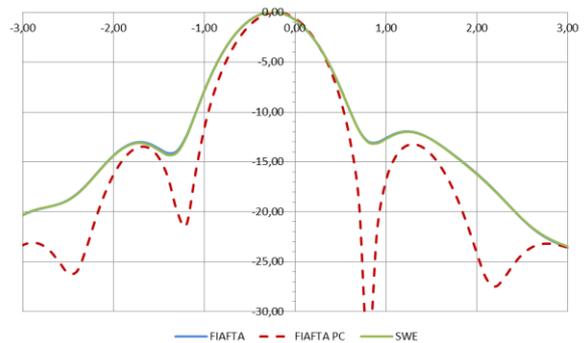


Рис. 8. ДН антенны для различных алгоритмов пересчета ближнего поля

Из результатов, приведенных в табл. I и на рис. 8, видно, что наибольшую достоверность измеренных характеристик в сравнении с расчетными показал алгоритм FIAFTA PC (ввиду коррекции на измерительный зонд). Кроме этого, применение данного алгоритма пересчета позволяет выполнять спиральное сканирование ближнего поля с целью ускорения измерений.

### V. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В работе показана возможность проведения измерений в усеченном секторе углов, что приводит к существенной экономии времени – 20 минут вместо 140 минут при сканировании в полном секторе.

Преобразования SWE и FIAFTA показали одинаковые результаты. Однако преобразование FIAFTA поддерживает коррекцию проблика 2-го порядка (FIAFTA PC), что необходимо для получения достоверного результата для остронаправленной антенны [7].

Несмотря на то, что преобразование FIAFTA PC требует дополнительного времени на пересчет (не менее 25 минут), это не скажется на общем времени измерений антенн, так как после переноса информации на компьютер процесс пересчета может проводиться параллельно с демонтажом измеренной антенны и установкой следующей.

### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] Выгонский Ю.Г. Предложения по созданию космической системы для предоставления телематических услуг связи /

- Выгонский Ю.Г., Кузовников А.В., Головков В.В., Сомов В.Г. // *Фундаментальные исследования*. 2014. № 9-4. С. 719-723.
- [2] Испытательная система для измерения характеристик беспроводной связи R&S TS8991[Электронный ресурс]: URL: [https://www.rohde-schwarz.com/ru/product/ts8991-productstartpage\\_63493-8444.html](https://www.rohde-schwarz.com/ru/product/ts8991-productstartpage_63493-8444.html) (дата обращения: 15.06.21).
- [3] Measuring Complex for Studying Directional Characteristics of Antennas of Satellite Earth Stations / Gladyshev, A.B., Dmitriev, D.D., Ratushnyak, V.N., Tyapkin, V.N. // *SIBCON 2021 - International Siberian Conference on Control and Communications*, 2021, 9438891.
- [4] Использование сферического сканера в стенде для контроля и настройки параметров антенн земной станции спутниковой связи / Гладышев А.Б., Колупаев А.Ю., Жгун А.В., Буравлева М.Э. // В сборнике: РЕШЕТНЕВСКИЕ ЧТЕНИЯ. Материалы XXIV Международной научно-практической конференции, посвященной памяти генерального конструктора ракетно-космических систем академика М.Ф. Решетнева. В 2 ч. под общ. ред. Ю.Ю. Логинова. Красноярск, 2020. С. 206-208.
- [5] Гладышев А.Б., Дмитриев Д.Д., Ратушняк В.Н., Жгун А.В., Грицан О.Б. Стенд для измерения направленных характеристик антенн спутниковых систем связи // *Космические аппараты и технологии*. 2020. Т. 4. № 4 (34). С. 201-208.
- [6] Gladyshev, A.B., Dmitriev, D.D., Tyapkin, V.N., Ratuschnyak, V.N. Development of a device for monitoring and tuning radio-Technical parameters of a satellite communications Earth station // *Journal of Physics: Conference Series*, 2020, 1661(1), 012004
- [7] Мухин А.В. Исследование радиотехнических характеристик зеркальных антенн космических аппаратов: дис. ... канд. техн. наук: 05.12.07 / ФГБОУ ВО Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники. Томск, 2016. 140 с.

# Фазовая модуляция радиолокационных сигналов диаграммой направленности приемной антенны РЛС

В. М. Рукавишников  
Челябинский радиозавод «Полёт»  
rvm1948@yandex.ru

А. Ф. Крячко<sup>1</sup>, Е. А. Сеницын  
Санкт-Петербургский государственный университет  
аэрокосмического приборостроения  
<sup>1</sup>alex\_k34.ru@mail.ru

**Аннотация.** Рассмотрены особенности возникновения и представлены результаты оценки фазовой модуляции радиолокационных сигналов при их прохождении через антенну радиолокационной станции. Показано, что при четной функции фазового распределения поля в апертуре антенны в диаграмме направленности и последовательности принятых сигналов появляется фазовая модуляция, которую следует учитывать при когерентном накоплении сигнала. Отмечается, что для антенн с синфазным или нечетным фазовым распределением поля в апертуре в плоскости, совпадающей с плоскостью вращения антенны, фазовые изменения в главном и ближних боковых лепестках проявляются в виде скачкообразного изменения фазы на 180 градусов.

**Ключевые слова:** антенна, фазовая модуляция, амплитудное распределение, диаграмма направленности

## I. ВВЕДЕНИЕ

В радиолокационных станциях (РЛС) управления воздушным движением широко используются антенны различного конструктивного исполнения, обеспечивающие излучение зондирующих или запросных высокочастотных (ВЧ) сигналов передатчиков РЛС, а также прием радиолокационных сигналов для обнаружения и оценки координат воздушных объектов.

Характеристики антенн, влияющие на параметры излучаемых и принимаемых сигналов по амплитуде и фазе, определяются не только конструктивным исполнением антенн и длиной волны ВЧ сигналов, но и амплитудно-фазовым распределением электромагнитного поля в апертуре антенны.

$$\begin{aligned} \varphi &= \int_{-x/2}^{x/2} A(x) \left\{ \cos \left[ \psi(x) - \frac{2\pi}{\lambda} x \sin \varphi \right] + j \sin \left[ \psi(x) - \frac{2\pi}{\lambda} x \sin \varphi \right] \right\} dx = \\ &= \int_{-x/2}^{x/2} A(x) \left\{ \cos(\psi(x)) \cos \left( \frac{2\pi}{\lambda} x \sin \varphi \right) + \sin(\psi(x)) \sin \left( \frac{2\pi}{\lambda} x \sin \varphi \right) + \right. \\ &\quad \left. + j \left[ \sin \psi(x) \cos \left( \frac{2\pi}{\lambda} x \sin \varphi \right) - \cos \psi(x) \sin \left( \frac{2\pi}{\lambda} x \sin \varphi \right) \right] \right\} dx. \end{aligned} \quad (2)$$

Без потери общности можно считать, что амплитудное распределение  $A(x)$  является четной функцией координаты  $x$  относительно фазового центра антенны, что, как правило, выполняется при разработке и эксплуатации антенн первичных и вторичных РЛС.

В этом случае, как следует из выражения (2), если фазовое распределение поля в апертуре  $\psi(x)$  является нечетной функцией координаты  $x$ , то мнимая часть, как

В работе выполнена оценка влияния амплитудно-фазового распределения поля в апертуре антенны на фазовые характеристики принимаемых радиолокационных сигналов, возникающих в результате отражения зондирующих сигналов от воздушных объектов.

## II. ОЦЕНКА ФАЗОВОЙ МОДУЛЯЦИИ СИГНАЛОВ АНТЕННОЙ РЛС

В общем случае диаграмма направленности антенны (ДН) по напряженности электрического поля в плоскости, проходящей через раскрыв, располагаемый на координатной оси  $x$  с линейным размером  $X$ , и электрическую ось антенны, может быть определена выражением [1]

$$F(\varphi) = \int_{-\frac{x}{2}}^{\frac{x}{2}} A(x) e^{j\psi(x)} e^{-\frac{2\pi}{\lambda} x \sin(\varphi)} dx, \quad (1)$$

где  $A(x)$  – амплитудное распределение поля в апертуре антенны по оси  $x$ ,  $\psi(x)$  – фазовое распределение поля в апертуре антенны по оси  $x$ ;  $\lambda$  – длина волны,  $\varphi$  – угол отклонения направления ДН относительно электрической оси антенны в плоскости раскрыва и электрической оси антенны.

Для определенности будем полагать, что раскрыв  $X$  на координатной оси  $x$ , и электрическая ось антенны лежат в горизонтальной плоскости.

После преобразования выражения (1) получим

интеграл в симметричных пределах от нечетной функции аргумента  $x$ , будет равна нулю. Диаграмма направленности  $F(\varphi)$  будет действительной (положительной или отрицательной) функцией угла  $\varphi$ .

При этом квадрат диаграммы направленности  $F(\varphi)$  по напряженности поля антенны будет всегда неотрицательным.

Поэтому в пакке импульсных радиолокационных сигналов, отраженных от цели и принятых антенной РЛС, изменений фазы между отдельными импульсами радиолокационного сигнала, обусловленных угловым перемещением ДН антенны в процессе сканирования, т. е. дополнительной фазовой модуляции ожидать не следует.

Амплитудное распределение  $A(x)$  может отличаться от четной функции, например, при создании диаграмм направленности специальной формы. Но чаще всего такое наблюдается при синтезе диаграмм направленности в вертикальной плоскости, т. е. в плоскости, ортогональной плоскости сканирования. Однако, возможная причина отличия амплитудного распределения  $A(x)$  от четной функции может быть связана с особенностями установки и вращения антенны в ходе кругового обзора РЛС. К таким особенностям можно отнести, в частности, смещенную установку антенны относительно оси вращения, при которой фазовый центр антенны удаляется относительно оси вращения антенны (рис. 1).

При смещении фазового центра относительно оси в ходе вращения антенны фазовый центр периодически перемещается вдоль направления наблюдения воздушных объектов. Такое перемещение приводит к появлению паразитных фазовой и амплитудной модуляции пакета принимаемых радиолокационных сигналов, которые могут быть выражены через эквивалентную амплитудную или фазовую модуляцию диаграммы направленности антенны, в т. ч. в направлении ее максимума.

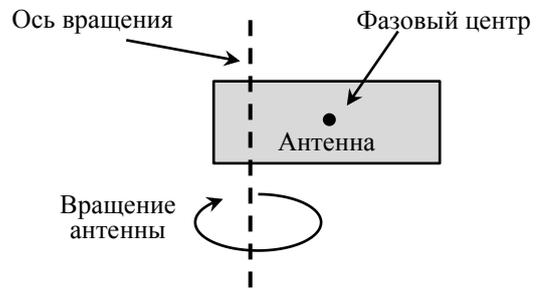


Рис. 1. Смещение фазового центра антенны относительно оси вращения

На практике, для зеркальных антенн с облучателем чаще характерен четный вид  $\psi x$ , как следствие, например смещения (неточной установки) облучателя вдоль фокальной оси зеркала или конечного размера облучателя.

Фазированные антенные решетки (ФАР), в которых вынесенный облучатель отсутствует, свободны от указанного недостатка.

Для примера рассмотрим два возможных случая функции фазового распределения.

Случай 1. Синфазное распределение поля по апертуре антенны.

Результаты расчетов амплитудной  $|F(\varphi)|$  и фазовой  $argF(\varphi)$  диаграмм направленности типичной антенны современной первичной РЛС 23-см диапазона, имеющей антенну с размером горизонтальной апертуры  $X \approx 7$  м и  $\psi(x) = const$ , с учетом выражений (1) и (2) приведены на рис. 2.

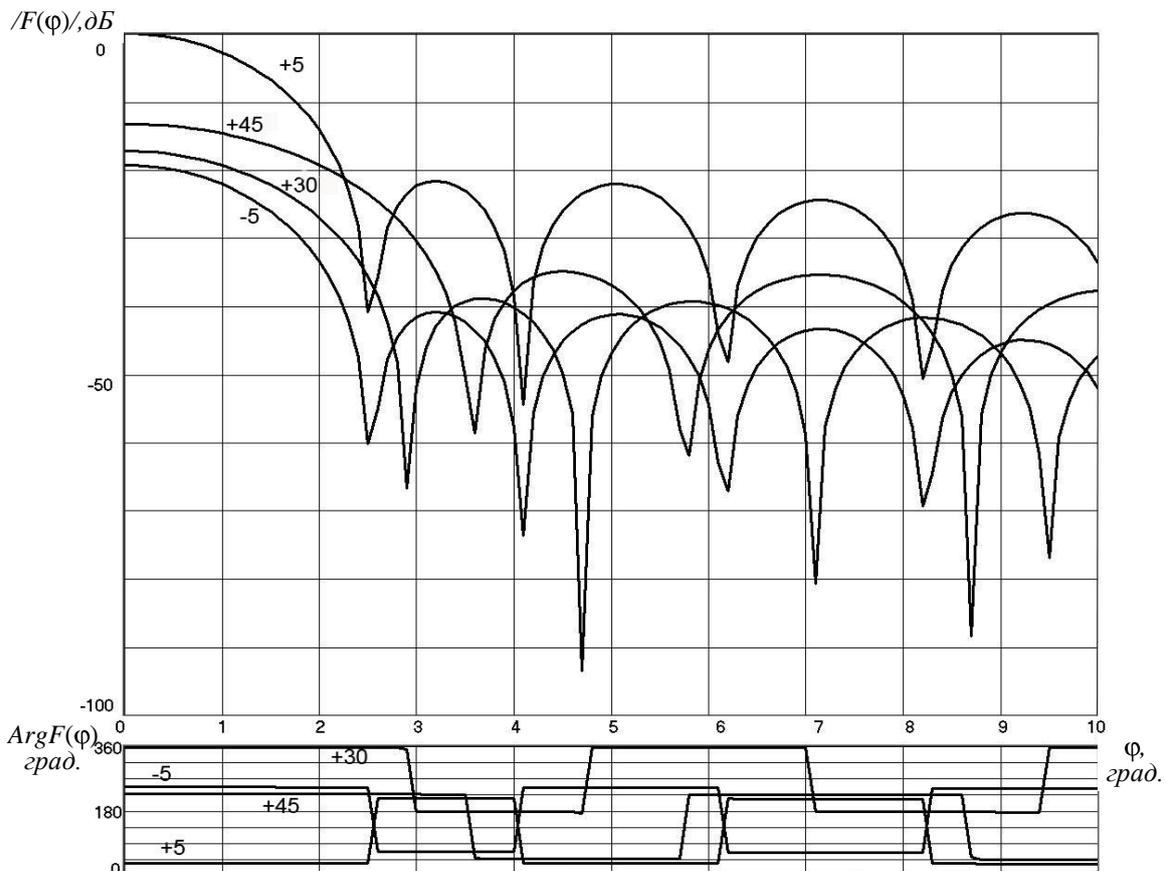


Рис. 2. Амплитудные  $|F(\varphi)|$  и фазовые  $ArgF(\varphi)$  ДН типичной антенны первичной РЛС 23-см диапазона при фазовом распределении вида  $\psi(x) = const$  (семейство линий соответствует различным углам места отражающего объекта, амплитудное распределение поля в апертуре антенны вида «косинус на пьедестале»)

Полагаем, что в вертикальной плоскости антенна имеет специальное амплитудно-фазовое распределение поля, обеспечивающее получение косекансной ДН с подъемом усиления на больших вертикальных углах. Пример конкретного вида ДН в вертикальной плоскости представлен на рис. 3

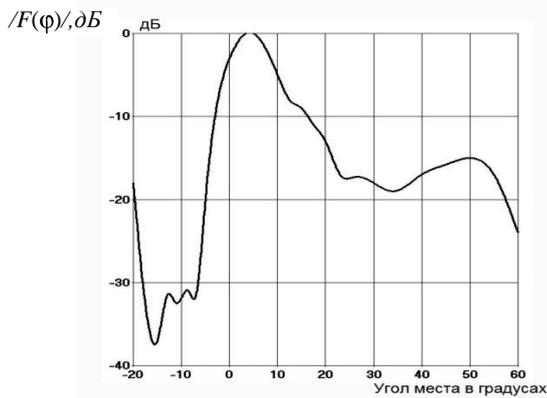


Рис. 3. Амплитудная ДН антенны в вертикальной плоскости

Из рассмотрения амплитудных  $/F(\varphi)/$  и фазовых  $ArgF(\varphi)$  ДН типичной антенны первичной РЛС 23-см диапазона (рис. 2) следует:

- для антенн РЛС с синфазным фазовым распределением поля в апертуре в плоскости, совпадающей с плоскостью вращения антенны, фазовые изменения в главном и ближних боковых лепестках проявляются в виде

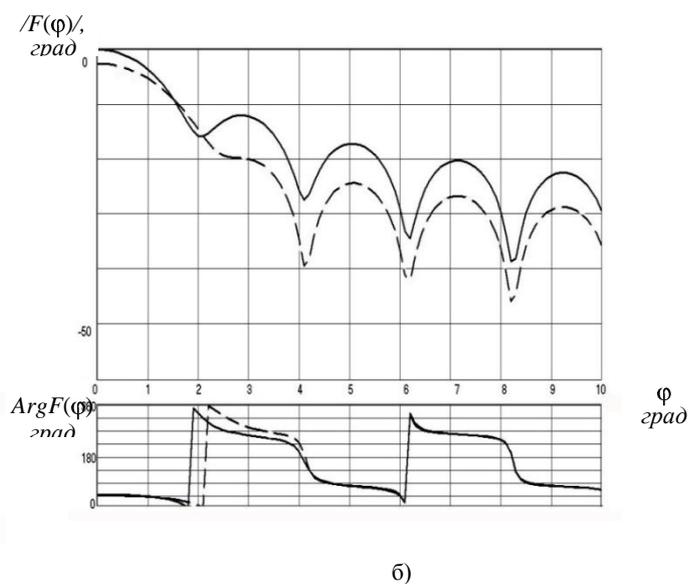
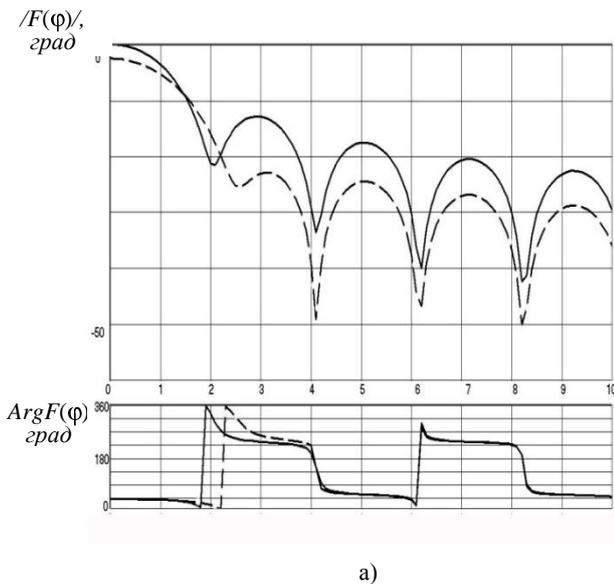


Рис. 4. Амплитудные  $/F(\varphi)/$  и фазовые  $ArgF(\varphi)$  ДН для четной функции фазового распределения вида  $\psi(x) = ax^2$  при значении фазы на краю апертуры  $\pi/8$  (а) и  $\pi/4$  (б)

На рис. 4 сплошные линии соответствуют равному амплитудному распределению поля в апертуре антенны, пунктирные линии – амплитудному распределению поля в апертуре антенны вида «косинус на пьедестале».

Оценка амплитудных и фазовых ДН антенны, приведенных на рис. 4, с различным амплитудным распределением поля показывает, что при использовании подобных ДН в ходе вращения антенны будет иметь место амплитудная и фазовая модуляция выборки принимаемых радиолокационных сигналов.

скачкообразного изменения фазы на 180 градусов;

- синфазность фазового распределения поля по апертуре антенны приводит к глубоким провалам диаграммы направленности антенны;
- постоянное, но существенно различное значение фазы в области главного лепестка ДН для различных углов места, подтверждает утверждение о том, что при сложном (не четном и не нечетном) амплитудно-фазовом распределении поля в апертуре в плоскости сканирования обязательно будет наблюдаться фазовая модуляция принятой пачки сигналов даже в области главного лепестка ДН антенны.

### Случай 2

Четная функция фазового распределения вида  $\psi(x) = ax^2$ .

Результаты расчетов амплитудной  $/F(\varphi)/$  и фазовой  $ArgF(\varphi)$  диаграмм направленности типичной антенны современной первичной РЛС 23-см диапазона, имеющей антенну с размером горизонтальной апертуры  $X \sim 7$  м, для четной функции фазового распределения  $\psi(x) = ax^2$  с учетом выражений (1) и (2) приведены на рис. 4:

- при  $a \sim 0,03$  рад/м<sup>2</sup> и значении фазы на краю апертуры  $\pi/8$  (рис. 4а),
- при  $a \sim 0,06$  рад/м<sup>2</sup> и значении фазы на краю апертуры  $\pi/4$  (рис. 4б).

Как следует из рис. 4, величина амплитудной и фазовой модуляции сигналов зависит от размера угла наблюдения пачки сигналов в горизонтальной плоскости, образующегося в ходе вращения антенны.

Видно, что для случая рис. 4б в пределах горизонтальных углов от оси до первого нуля амплитудной ДН (выражен слабо) фазовая ДН изменяется на величину примерно 1,39 радиана (80 градусов). Поэтому в пределах всей ширины (между нулями) ДН в РЛС будет приниматься пакет сигналов с

удвоенным изменением фазы 2,78 радиана, т.е. ~160 градусов.

Отметим, что несинфазность распределения поля по апертуре антенны приводит к снижению глубины провалов диаграммы направленности.

С учетом этого обстоятельства становится понятным, почему в экспериментально снятых диаграммах направленности первичной или вторичной РЛС в горизонтальной плоскости часто глубокие провалы ДН отсутствуют.

Количественную величину амплитудной и фазовой модуляции при небольшом диапазоне углов наблюдения можно оценить по результатам расчетов, приведенным в таблице, соответствующих данным рис. 46. В первой колонке таблицы в качестве аргумента приводится горизонтальный угол  $\varphi$  отклонения направления относительно электрической оси антенны в пределах небольшого интервала значений, соответствующих угловому размеру пакета принимаемых сигналов, во второй колонке – соответствующая амплитудная ДН в линейном масштабе, а в третьей колонке – фазовая ДН в радианах.

ТАБЛИЦА I Зависимость амплитудной и фазовой ДН антенны от угла  $\varphi$  в горизонтальной плоскости в пределах величины среднего углового размера пакета радиолокационных сигналов

| Угол $\varphi$ в горизонтальной плоскости, град. | Относительная амплитудная ДН | Фазовая ДН, радиан |
|--|------------------------------|--------------------|
| 0,0  | 1,000                        | 0,828              |
| 0,1  | 0,997                        | 0,827              |
| 0,2  | 0,988                        | 0,826              |
| 0,3  | 0,973                        | 0,822              |
| 0,4  | 0,953                        | 0,817              |
| 0,5  | 0,927                        | 0,810              |
| 0,6  | 0,896                        | 0,802              |
| 0,7  | 0,860                        | 0,791              |
| 0,8  | 0,821                        | 0,779              |
| 0,9  | 0,777                        | 0,764              |
| 1,0  | 0,731                        | 0,746              |
| 1,1  | 0,682                        | 0,725              |
| 1,2  | 0,632                        | 0,701              |
| 1,3  | 0,581                        | 0,672              |
| 1,4  | 0,529                        | 0,637              |
| 1,5  | 0,477                        | 0,596              |
| 1,6  | 0,427                        | 0,547              |
| 1,7  | 0,379                        | 0,488              |
| 1,8  | 0,333                        | 0,417              |
| 1,9  | 0,290                        | 0,330              |
| 2,0  | 0,252                        | 0,224              |
| 2,1  | 0,219                        | 0,096              |
| 2,2  | 0,191                        | 6,226              |
| 2,3  | 0,170                        | 6,049              |
| 2,4  | 0,155                        | 5,858              |
| 2,5  | 0,145                        | 5,663              |
| 2,6  | 0,141                        | 5,478              |
| 2,7  | 0,138                        | 5,314              |
| 2,8  | 0,137                        | 5,172              |
| 2,9  | 0,136                        | 5,053              |
| 3,0  | 0,134                        | 4,953              |

Как следует из таблицы, в пределах половины ширины диаграммы направленности по уровню половинной мощности (примерно 1 градус) изменение фазы выборки принимаемых сигналов вследствие влияния фазовой ДН составит примерно 12 град.

В пределах сектора углов 1,5 град. изменение фазы выборки принимаемых сигналов увеличится и составит примерно 27 градусов. В пределах сектора до первого

нуля ДН изменение фазы составит примерно 160 градусов.

Наиболее чувствительной к искажению фазовых характеристик выходного сигнала антенны является когерентная обработка пакета принимаемых сигналов [2-5], которая обычно выполняется в первичных РЛС для повышения энергетического потенциала и доплеровской фильтрации сигналов на фоне пассивных помех.

Поэтому в первичных РЛС с когерентной обработкой следует ослаблять или учитывать возможные изменения фазовых характеристик выборки принимаемых сигналов, обусловленные фазовой ДН антенны.

Исследования в этом направлении продолжают с целью определения зависимостей энергетических потерь РЛС от глубины фазовой модуляции пачки принятых сигналов, что в свою очередь позволит определить допустимую глубину фазовой модуляции, при которой фазовые искажения пачки можно не учитывать.

### III. ОСНОВНЫЕ ВЫВОДЫ

1. Изменения фазовой диаграммы направленности антенн РЛС, например, при четной функции фазового распределения поля антенны, приводят к изменению фазовых характеристик принимаемых сигналов.
2. Для уменьшения энергетических потерь РЛС, а также корректной реализации когерентного накопления принимаемых радиолокационных сигналов необходимо учитывать возможный комплексный характер диаграммы направленности антенны, влияющий на фазовые характеристики выборки сигналов.
3. Для антенн РЛС с синфазным или нечетным фазовым распределением поля в апертуре в плоскости, совпадающей с плоскостью вращения антенны, фазовые изменения в главном и ближних боковых лепестках проявляются в виде скачкообразного изменения фазы на 180 град.
4. Плавные изменения фазы в главном и боковых лепестках диаграммы направленности возможны лишь при четных законах изменения фазы фазового распределения поля вдоль апертуры антенны в плоскости сканирования.
5. Несинфазность распределения поля по апертуре антенны приводит к снижению глубины провалов диаграммы направленности антенны.
6. Для приемных антенн в виде ФАР ввиду высокой повторяемости фазовых характеристик в пределах апертуры антенны использование когерентного накопления пакета выборки радиолокационных сигналов не приводит к потерям даже в пределах первых нулей диаграммы направленности в плоскости сканирования.
7. Для приемных антенн в виде зеркальных отражателей с вынесенным облучателем с целью предотвращения потерь когерентного накопления требуется либо обеспечить синфазность распределения поля в апертуре антенны в горизонтальной плоскости, либо учитывать изменение фазы в накапливаемой пачке импульсов путем использования весовой функции, комплексно-сопряженной с квадратом диаграммы направленности антенны.

### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] Сазонов Д.М. Многоэлементные антенные системы. Матричный подход. М.: «Радиотехника», 2015. 144 с.

- [2] Астахов Н.В., Бадаев А.С. и др. Применение ММО-радаров для точного обнаружения целей и оценки их параметров // Радиотехника, № 6, 2021, с.23-26.
- [3] Радиоэлектронные системы: основы построения и теория : справ. / под ред. Я.Д. Ширмана. М. : ЗАО «МАКВИС», 1998. 826 с.
- [4] W. Huang, R. Carrasco, C. Shen, E. W. Gill and J. Horstmann, —Surface Current Measurements Using X-Band Marine Radar With Vertical Polarization // in IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, vol. 54, no. 5, pp. 2988-2997, May 2016.
- [5] Tolkachev A.A., Levitan B.A., Solovjev G.K., Veytsel V.V., Farber V.E. A Megawatt Power Millimeter-Wave Phased-Array Radar // IEEE AES Systems Magazine, July, 2000. P 25-31.

# Применение технологии Виртуальных Антенных Решеток для минимизации погрешности пеленгации

Е. А. Ищенко<sup>1</sup>, Ю. Г. Пастернак<sup>2</sup>, В. А. Пендюрин<sup>3</sup>, С. М. Фёдоров<sup>4</sup>

*Воронежский государственный технический университет*

<sup>1</sup>kursk1998@yandex.ru, <sup>2</sup>pasternakyg@mail.ru, <sup>3</sup>pasternakyg@mail.ru, <sup>4</sup>fedorov\_sm@mail.ru

**Аннотация.** В статье рассматривается задача улучшения точности пеленгации с использованием метода виртуальных антенных решеток (VAR). В процессе формирования виртуальной антенной решетки производилась аппроксимация электромагнитного поля и формирования вспомогательных виртуальных антенных элементов на радиусе 1.2 м. Полученные результаты моделирования показывают, что использование аппарата теории виртуальных антенных решеток позволяет повысить точность пеленгации и уменьшить погрешность в 1.5 раза. В работе приводятся картины пеленгов, полученных VAR и реальной антенной решеткой (RAR), статистические характеристики полученных пеленгов и их отклонений от эталонных значений.

**Ключевые слова:** виртуальная антенная решетка; точность пеленгации; рассеяние электромагнитных волн; аппроксимация поля

## I. ВВЕДЕНИЕ

Технология Виртуальных Антенных Решеток (VAR) является востребованной в современных системах связи и пеленгации, так как позволяет путем формирования дополнительных пространственных виртуальных отсчетов повысить качество связи. Известно множество научных работ, которые показывают эффективность методов теории VAR.

В работе [1] предлагается метод повышения точности обнаружения мобильного устройства путем применения технологии виртуальных антенных решеток. Для формирования VAR и решения поставленной задачи применялся модифицированный алгоритм MUSIC. В результатах полученной задачи производилась оценка нижней границы Крамера–Рао. Полученные результаты показывают эффективность метода теории виртуальных антенных решеток.

В работе [2] авторы рассматривают возможность формирования виртуальной антенной решетки для одноантенной системы путем использования инерциального измерительного блока и микроэлектромеханической схемы. Для формирования антенной решетки применяется алгоритм SAGE, а полученные результаты показывают высокую точность определения направления прихода волны.

Еще один способ использования виртуальных антенных решеток приводится в работе [3]. Так благодаря применению алгоритмов формирования VAR удается существенно снизить уровень боковых лепестков диаграммы направленности, что обеспечивает

повышение разрешающей способности, а также повысить точность радиопеленгатора. Полученные результаты показывают, что использование технологии VAR позволяет значительно повысить эффективность радиопеленгаторов.

В работе [4] авторы предлагают использовать аппарат теории виртуальных антенных решеток на основе метода MUSIC для повышения точности радиопеленгатора и решения проблем избыточных каналов. Полученные результаты показывают эффективность аппарата теории виртуальных антенных решеток для формирования высокоточных радиопеленгаторов.

Авторы работ [5, 6] предлагают использовать аппарат VAR для МИМО радаров. Использование технологии позволило улучшить диаграммы направленности антенных систем путем подавления боковых лепестков, повысить разрешающую способность радиопеленгатора, уменьшить влияние окружающих предметов на качество радиопеленгации.

В работе [7] авторы предлагают использование VAR для формирования диаграмм направленности антенных решеток, что позволяет значительно повысить помехозащищенность антенной системы. Применение теории VAR позволило обеспечить управление лучом антенны путем применения математического аппарата на основе ковариационной матрицы Кронекера.

В работе [8] приводится описание метода формирования виртуальной антенной решетки для улучшения качества пеленгации в W-диапазоне (IEEE). Использование VAR позволило подавить побочные лепестки диаграммы направленности, понизить корреляцию антенных элементов в антенной решетке, что обеспечивает повышение точности радиопеленгации.

В работе [9] удалось показать эффективность метода теории виртуальных антенных решеток для антенных систем миллиметрового диапазона радиоволн. Приведенное исследование позволяет обеспечить формирование виртуальных антенных решеток в сетях 5G для определения точного расположения устройства.

Как видно из приведенных примеров, использование аппарата VAR позволяет значительно улучшить характеристики антенных систем, как состоящих из одной антенны, так и для многоантенных систем.

## II. ИССЛЕДУЕМАЯ МОДЕЛЬ ЗАДАЧИ РАДИОПЕЛЕНГАЦИИ

В исследуемой задаче производилось исследование мобильного радиопеленгатора, который установлен на гусеничном бронетранспортере (рис. 1).

Исследование выполнено за счет гранта Российского научного фонда (проект № 19-79-10109)

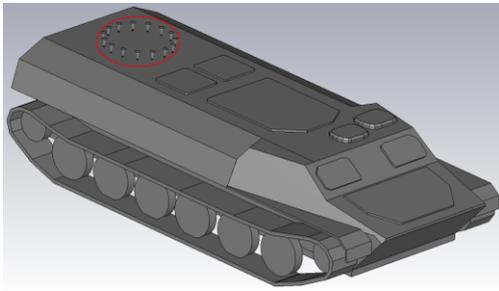


Рис. 1. Исследуемая задача, мобильный радиопеленгатор выделен

Мобильный радиопеленгатор представляет из себя систему, которая состоит из 15 несимметричных конических вибраторов, которые устанавливаются на окружности в 500 мм, а каждый антенный элемент представляет собой усеченный конус высотой 110 мм с большим радиусом 35 мм и меньшим 10 мм. В процессе моделирования задачи производилось облучение модели плоской волной с разными углами прихода в диапазоне частот 25–250 МГц. Нагрузка антенных элементов имела сопротивление 50 Ом.

Исследование характеристик радиопеленгатора производилось в диапазоне частот наиболее подверженном влиянию корпуса носителя. Базовым методом определения пеленга являлся корреляционно-интерференционный амплитудно-фазовый метод. Для улучшения качества пеленгации предлагался метод виртуальных антенных решеток, который позволял сформировать дополнительные пространственные отсчеты на радиусе в 1.2 м с 30 «виртуальными» антенными элементами. Аппроксимация поля выполнялась на основе выражения:

$$E(x_0, y_0, z_0) = H^1 \left[ 0, k_0 \sqrt{x - x_0^2 + y - y_0^2 + z - z_0^2} \right]$$

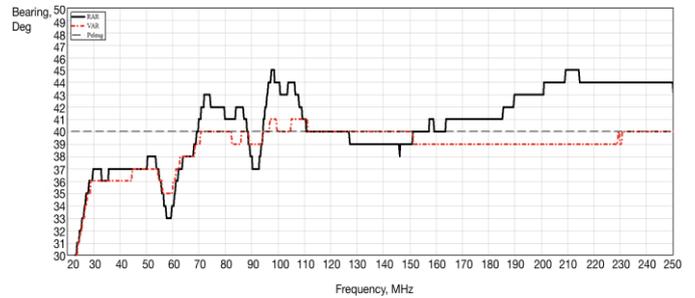
где  $H^1$  – функция Ганкеля первого рода (функция Бесселя третьего рода);  $k_0$  – волновое число;  $x, y, z$  – координаты антенных элементов реальной антенной решетки;  $x_0, y_0, z_0$  – координаты вспомогательных источников.

На основе выполненной аппроксимации поля, а также измеренных амплитуд и фаз напряжений на антенной решетке производилась аппроксимация поля на двух вспомогательных окружностях с радиусами 100 м и 1.2 м с последующим решением задачи определения пеленгов на основе комплексных напряжений на «виртуальных» антенных элементах, которые располагаются на радиусе 1.2 м. Радиус «виртуальной» антенной решетки в 1.2 м позволяет достичь минимального значения усредненного значения отклонения пеленга, а также минимального значения среднеквадратичного отклонения. В следующем разделе приводятся графики пеленгов для нескольких углов падения плоской волны, а также статистические значения полученных пеленгов.

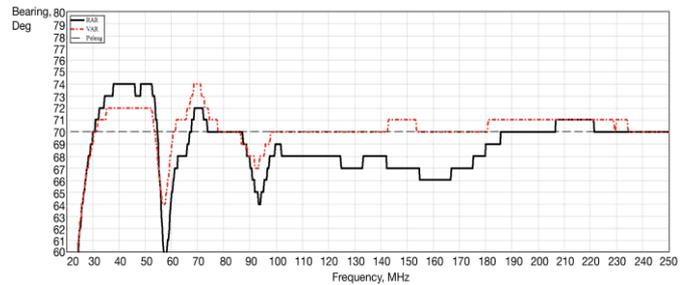
### III. РЕЗУЛЬТАТЫ МАТЕМАТИЧЕСКОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ

В процессе выполнения моделирования производился расчет пеленгов для «виртуальной» и «реальной» антенных решеток, для оценки эффективности и качества пеленгации определялись основные статистические характеристики полученных зависимостей: математического ожидания пеленга,

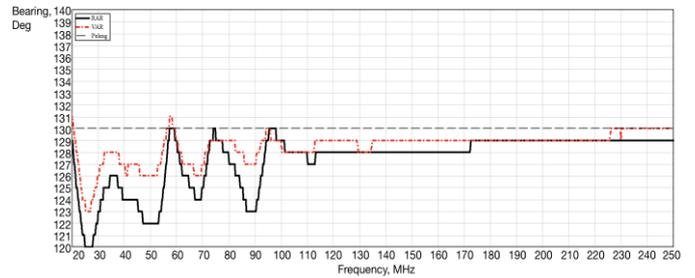
среднеквадратического отклонения, усредненная величина погрешности пеленгации.



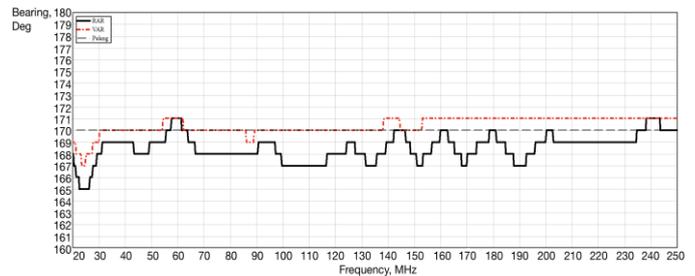
а)



б)



в)



г)

Рис. 2. Картины пеленгов при использовании реальной (сплошная линия) и виртуальной (штрихпунктирная линия): а) истинный пеленг 40°; б) истинный пеленг 70°; в) истинный пеленг 130°; г) истинный пеленг 170°

Сравнение статистических характеристик для всех исследуемых случаев в диапазоне частот 25–250 МГц приводятся в таблице.

ТАБЛИЦА I СТАТИСТИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ПЕЛЕНГОВАНИЯ

| Пеленг, ° | Мат. ожидание |        | СКО   |       | Погрешность |       |
|-----------|---------------|--------|-------|-------|-------------|-------|
|           | PAP           | BAP    | PAP   | BAP   | PAP         | BAP   |
| 0         | 0             | 0      | 0     | 0     | 0           | 0     |
| 10        | 10.426        | 9.173  | 2.049 | 1.315 | 1.832       | 0.827 |
| 20        | 20.731        | 18.105 | 3.118 | 2.252 | 2.707       | 1.895 |
| 30        | 30.102        | 28.108 | 2.82  | 2.309 | 1.991       | 1.892 |
| 40        | 40.707        | 38.915 | 2.933 | 1.863 | 2.42        | 1.165 |

| Пеленг,<br>° | Мат. ожидание |            | СКО        |            | Погрешность |            |
|--------------|---------------|------------|------------|------------|-------------|------------|
|              | <i>РАР</i>    | <i>ВАР</i> | <i>РАР</i> | <i>ВАР</i> | <i>РАР</i>  | <i>ВАР</i> |
| 50           | 50.376        | 49.761     | 2.456      | 1.76       | 1.847       | 1.114      |
| 60           | 59.229        | 60.17      | 2.359      | 1.57       | 1.699       | 0.862      |
| 70           | 68.968        | 70.314     | 2.644      | 1.468      | 1.934       | 0.888      |
| 80           | 78.767        | 80.066     | 2.355      | 1.325      | 1.709       | 0.846      |
| 90           | 88.673        | 89.19      | 1.804      | 1.312      | 1.327       | 0.839      |
| 100          | 98.463        | 98.348     | 2.033      | 1.909      | 1.559       | 1.652      |
| 110          | 108.001       | 107.719    | 2.621      | 2.443      | 1.999       | 2.281      |
| 120          | 117.573       | 117.561    | 3.148      | 2.624      | 2.438       | 2.439      |
| 130          | 127.467       | 128.544    | 3.35       | 1.904      | 2.533       | 1.467      |
| 140          | 137.368       | 140.017    | 3.377      | 1.605      | 2.672       | 1.206      |
| 150          | 147.419       | 150.718    | 3.135      | 1.632      | 2.616       | 1.34       |
| 160          | 157.71        | 160.588    | 2.689      | 1.161      | 2.29        | 0.886      |
| 170          | 168.578       | 170.445    | 1.776      | 0.754      | 1.504       | 0.544      |
| 180          | 180           | 180        | 0          | 0          | 0           | 0          |
| среднее      | ----          |            | 2.351      | 1.537      | 1.846       | 1.165      |

Полученные результаты показывают эффективность использования метода теории аппарата «виртуальных» антенных решеток для минимизации погрешности пеленгации в наиболее чувствительной области частот, когда наибольшее влияние оказывает корпус носителя. В рассматриваемой задаче использование ВАР позволило снизить СКО пеленгования в 1.529 раза, а погрешность в 1.584. Таким образом, благодаря использованию технологии виртуальных антенных решеток удается повысить стабильность значения пеленга в исследуемом диапазоне частот, уменьшить погрешность пеленгации.

#### IV. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Применение аппарата теории Виртуальных антенных решеток позволяет значительно повысить характеристики определения местоположения объекта, улучшить характеристики диаграмм направленности антенной системы. Благодаря использованию технологии аппроксимации поля на радиусе, который значительно превышает радиус реальной антенной решетки, а также дополнительных точек отсчета, удается существенно

снизить влияние корпуса носителя. В рассмотренном случае, когда антенная решетка радиопеленгатора устанавливалась на гусеничном бронетранспортере применение ВАР позволило повысить точность пеленгации более чем в 1.5 раза.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] Qutin F., De Doncker P., Horlin F., Tay W. P. Virtual Multiantenna Array for Estimating the Direction of a Transmitter: System, Bounds, and Experimental Results // IEEE Transactions on Vehicular Technology. 2018. Vol. 67. No. 2, pp. 1510-1520.
- [2] Yaqoob M. A., Tufvesson F., Mannesson A., Bernhardsson B. Direction of arrival estimation with arbitrary virtual antenna arrays using low cost inertial measurement units // 2013 IEEE International Conference on Communications Workshops (ICC). 2013. pp. 79-83.
- [3] Chen X., Yang X., Xu F., Lu M. Optimization of Virtual Array Element Position for Sparse Array Based on Particle Swarm Algorithm // 2019 IEEE International Conference on Signal, Information and Data Processing (ICSIDP). 2019. pp. 1-4.
- [4] Zuo M., Xie S., Li Y., Zhang C. Joint Estimation Method for Frequency and DOA of Virtual Antenna Array in Space-Time Domain // 2019 International Applied Computational Electromagnetics Society Symposium - China (ACES). 2019. pp. 1-2.
- [5] Wen-Qin Wang. Virtual Antenna Array Analysis for MIMO Synthetic Aperture Radars // International Journal of Antennas and Propagation. 2012. Vol. 2012. Article ID 587276. 10 p.
- [6] Li B., Zhang J., Deng Y., Zhou Z., Sun L. Design of Two-dimensional Millimeter Wave Virtual Array Based on Sparse MIMO Array // 2019 Photonics & Electromagnetics Research Symposium - Fall (PIERS - Fall). 2019. pp. 2240-2244.
- [7] Zhao Y., Zhou Y., Yang Y., Hao Y. Robust Virtual Array Transformation Beamforming Approach Against Jammer Motion // 2019 International Applied Computational Electromagnetics Society Symposium - China (ACES). 2019. pp. 1-2.
- [8] Abdullah H., Mabrouk M., Abd-Elnaby Kabeel A., Hussein A., High-Resolution and Large-Detection-Range Virtual Antenna Array for Automotive Radar Applications // Sensors. 2021. Vol. 21. No. 5. p. 1702.
- [9] Mudonhi A., D'Errico R., Oestges C. Indoor mmWave Channel Characterization with Large Virtual Antenna Arrays // 2020 14th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP). 2020. pp. 1-5.

# Характеристики помехоустойчивости линейной неэквидистантной антенной решетки декаметрового РЛС с обработкой сигналов модифицированным методом Берга

М. А. Овчинников

Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет  
«ЛЭТИ» им. В.И. Ульянова (Ленина)  
mixovchinnikov@list.ru

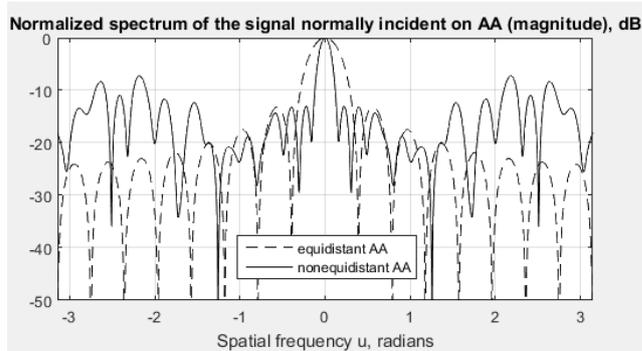
**Аннотация.** В работе исследуются характеристики помехоустойчивости (ХП) линейной неэквидистантной антенной решетки (АР) передислоцируемой загоризонтной декаметрового (ДКМ) РЛС при использовании модифицированного параметрического метода Берга для обработки сигналов, отраженных от целей. Особое внимание уделяется сравнению ХП, полученных с помощью метода Берга, с ХП классического метода построения диаграммы направленности (ДН) АР, в основе которого лежит дискретное преобразование Фурье (ДПФ).

**Ключевые слова:** декаметровые РЛС; неэквидистантная антенная решетка; параметрические методы; пространственная обработка сигналов; диаграмма направленности; спектр пространственных частот; характеристики помехоустойчивости

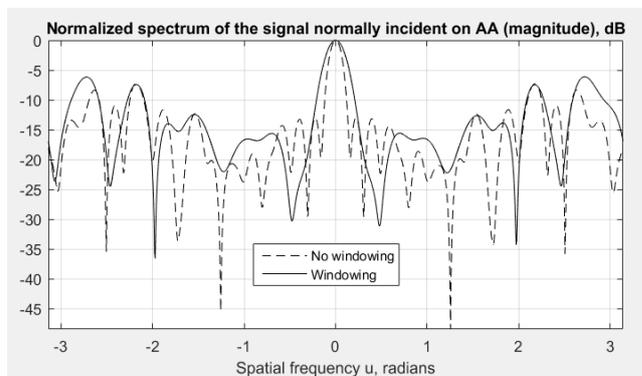
## I. ВВЕДЕНИЕ

Особенности береговой линии зачастую не позволяют размещать антенные элементы (АЭ) приемной АР береговой передислоцируемой ДКМ РЛС эквидистантно [1]. Неэквидистантное расположение фиксированного числа АЭ увеличивает геометрические размеры апертуры АР по сравнению с их эквидистантным размещением [2], однако при обработке сигналов с помощью классического ДПФ-алгоритма уровень интерференционных боковых лепестков (БЛ) ДН оказывается неприемлемо высоким. Примеры ДН АР с числом элементов  $M = 16$  при использовании обработки сигналов на основе ДПФ приведены на рис. 1. На рис. 1, а штриховой линией показана ДН эквидистантной АР, сплошной – неэквидистантной АР. Рис. 1, б показывает, что уровень БЛ в ДН неэквидистантной АР не помогает снизить даже весовая обработка: штриховой линией показана ДН без применения весовой обработки, сплошной – ДН при использовании весовой обработки окном Хэмминга.

В качестве альтернативы традиционной ДПФ-обработке для спектрального анализа сигналов АР предлагается использовать параметрические методы, в частности, метод Берга, в котором дискретные или непрерывные входные сигналы описываются соответственно с помощью разностных или дифференциальных уравнений авторегрессии порядка  $K$  [3]. Хорошо изученный и описанный в ряде научных работ [1, 3–5], метод Берга легко реализуется с помощью встроенных функций стандартных приложений, таких, как MATLAB, а также обладает сравнительно небольшой вычислительной трудоёмкостью.



а



б

Рис. 1. Характеристики направленности АР

Помимо этого, в задачах пространственной обработки сигналов использование модифицированного метода Берга при правильно подобранном порядке модели авторегрессии позволяет добиться приемлемого качества обнаружения [6] и оценивания угловых координат отраженных сигналов [7].

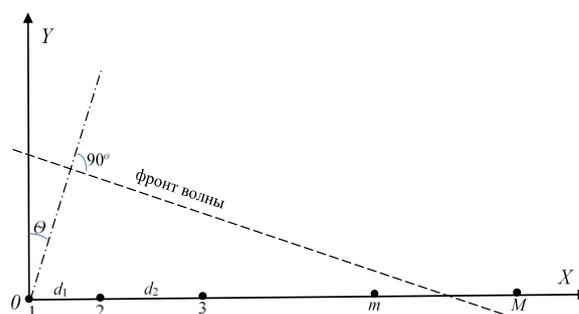


Рис. 2. Геометрические соотношения неэквидистантной АР

В данной работе исследуются ХП в виде характеристик обнаружения сигнала при наличии на входе мощного мешающего сигнала помехи, отличающегося от полезного значением азимута  $\theta$ . Данные характеристики представляют собой зависимость вероятности правильного обнаружения (ВПО) полезного сигнала от входного отношения сигнал/шум (ОСШ), под которым подразумевается отношение мощности полезного сигнала к мощности аддитивного нормального пространственно некоррелированного шума. При построении ХП мощность мешающего сигнала по отношению к мощности шума принимается постоянной.

Объектом исследований в данной работе является линейная неэквидистантная АР, состоящая из  $M$  ненаправленных в азимутальной плоскости АЭ, интервал между которыми является случайным и равномерно распределен в диапазоне от  $\lambda/2$  до  $N\lambda$  (рис. 2), где  $N \geq 1$  – целое. Построение ХП осуществлялось с помощью статистического моделирования в среде MATLAB. В качестве основы для сравнительного анализа был выбран классический алгоритм построения ДН, основанный на ДПФ (рис. 1, *a*, штриховая линия). Результаты исследования в данной работе приведены для неэквидистантной АР с  $M = 16$  и  $N = 2$ .

## II. ОСНОВНЫЕ СООТНОШЕНИЯ

В рамках данной работы рассматриваются сигналы, узкополосные в пространственно-временном смысле. Благодаря свойству пространственно-временной узкополосности пространственную и временную составляющие радиолокационной обработки сигналов можно осуществлять по отдельности, независимо друг от друга и в любом порядке. В данной работе будет рассмотрена только пространственная обработка, временная считается выполненной во всех каналах приема. Предполагается также нахождение целей в дальней зоне, что позволяет считать плоским фронт падающей на АР волны. Рассматриваемые сигналы поступают на вход АР в аддитивной смеси с комплексным гауссовым шумом  $e(m)$ , отсчеты которого не коррелированы в пространстве. Шум имеет нулевое среднее значение, а также одинаковые дисперсии вещественной и мнимой частей  $\sigma_{\text{Re,Im}}^2 = 1/2$ . Мешающий и полезный сигналы имеют вид [6]

$$V_{\text{Меш}} m = q_{\text{Меш}} \exp \left( j \frac{2\pi}{\lambda} x_m \sin \theta_1 \right), \quad (1)$$

$$V_{\text{Пол}} m = q \exp \left( j \left( \frac{2\pi}{\lambda} x_m \sin \theta_2 + \Delta\varphi \right) \right), \quad (2)$$

где  $q_{\text{Меш}}$  и  $q$  – отношения мощностей соответственно мешающего и полезного сигналов к мощности шума;  $\lambda$  – длина волны несущего колебания;  $x_m$  ( $m = 1, 2, \dots, M$ ) –  $x$ -координата  $m$ -го АЭ,  $\theta_{1,2}$  – азимуты сигналов,  $\Delta\varphi$  – случайная разность фаз между сигналами, равномерно распределенная в интервале  $-\pi, \pi$ .

Переменной при вычислении ДН АР в данной работе служит пространственная частота  $U = \frac{2\pi X}{\lambda} \sin \theta$ ,  $X = x_1, x_2, \dots, x_m, \dots, x_M$ , однозначно связанная с

азимутальным углом при  $\theta \in -\pi/2, \pi/2$ . В случае использования классического ДПФ-алгоритма обработки сигналов ДН АР можно вычислить по формуле [6], где  $V(m)$  – аддитивная смесь сигналов вида (1) и (2) с шумом  $e(m)$ .

При использовании модифицированного параметрического метода Берга при обработке сигналов АР эквивалентом ДН АР является спектральная плотность мощности (СПМ)  $|S_B U|^2$ , вычисляемая по формуле [1]

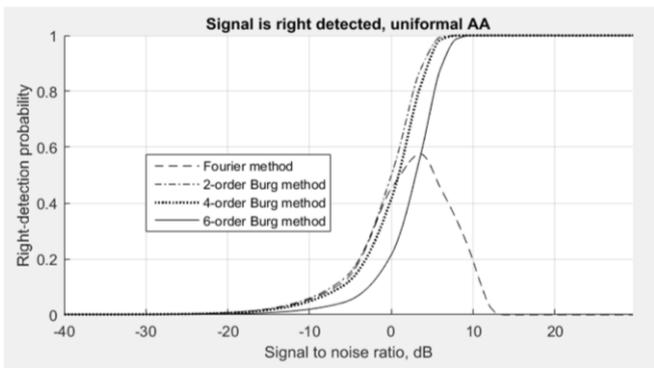
$$|S_B U|^2 = \frac{P_K}{\left| 1 + \sum_{k=1}^K a_k e^{-jUk} \right|^2}, \quad (3)$$

где  $K$  – порядок метода Берга,  $a_k$  – параметры авторегрессионной модели,  $P_K$  – суммарная мощность ошибки предсказания. Для обеспечения постоянства частоты ложных тревог и упрощения рабочей статистики в задаче обнаружения возможен вариант нормирования СПМ вида (3) на величину  $P_K$ . Однако недостатком нормированной СПМ является некоторый проигрыш в ОСШ по сравнению с оценкой (3) [6]. В данной работе приведены результаты для нормированных оценок СПМ по методу Берга, значения  $a_k$  рассчитываются с помощью алгоритма реализации метода Берга, имеющегося в приложении MATLAB.

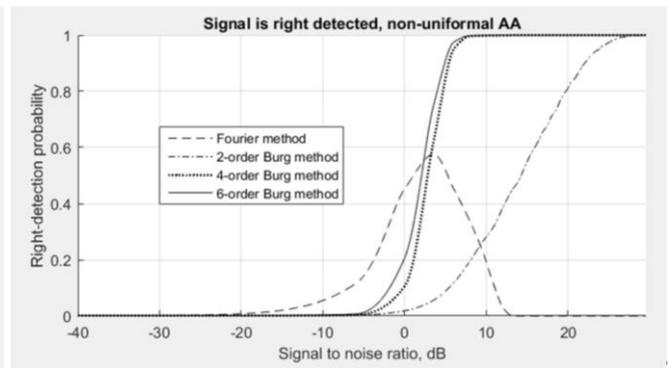
При построении ХП из вычисленного по (3) спектра смеси двух сигналов и шума вычитается также рассчитанный по (3) комплексный спектр мешающего сигнала, падающего на АР. Данный подход широко распространен в адаптивной фильтрации и позволяет удалить из спектра наблюдения полученную оценку мешающего сигнала, параметры которого измерены [8]. После формирования разностного спектра, восстановления из него пространственного сигнала и вычисления на его основе оценки СПМ по методу Берга следующим этапом построения ХП является поиск максимумов в спектральных оценках и сравнение найденных максимумов со значением порога, обеспечивающего заданную вероятность ложной тревоги (ВЛТ). Если порог превышает только один максимум, считается, что полезный сигнал обнаружен без увеличения ВЛТ. При построении ХТ ВЛТ была установлена на уровне  $10^{-3}$ , количество экспериментов при статистическом моделировании равно  $10^4$ .

## III. ОСНОВНЫЕ РЕЗУЛЬТАТЫ

На рис. 3 приведены зависимости ВПО полезного сигнала от ОСШ при угловом разnose по азимуту между полезным и мешающим сигналами  $\Delta\theta = 5^\circ$ . Рис. 3, *a* содержит характеристики метода Берга для эквидистантной АР, рис. 3, *б* – для неэквидистантной АР. Штрихпунктирной линией на рис. 3 показаны зависимости при порядке метода Берга  $K = 2$ , пунктирной –  $K = 4$ , сплошной –  $K = 6$ . Штриховым линиям на рис. 3, *a–б* соответствуют зависимости для эквидистантной АР при традиционной ДПФ-обработке сигналов. Аналогичные зависимости при  $\Delta\theta = 10^\circ$  и  $20^\circ$  приведены на рис. 4 и 5.

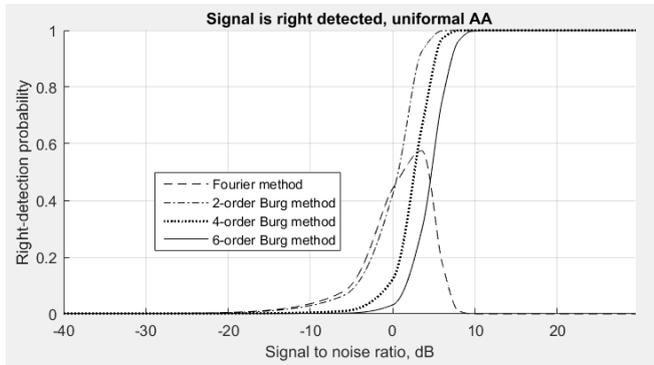


*a*

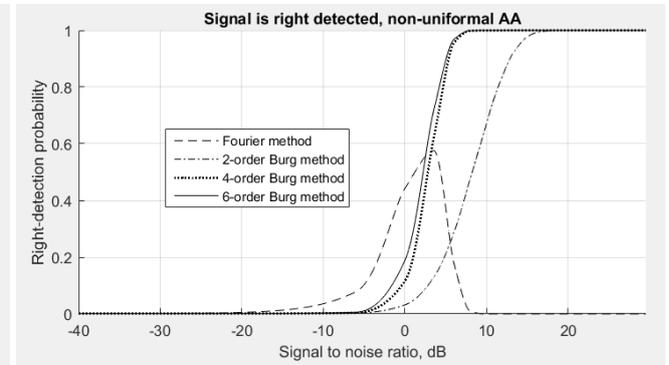


*б*

Рис. 3. ВПО полезного сигнала ( $\Delta\theta = 5^\circ$ )

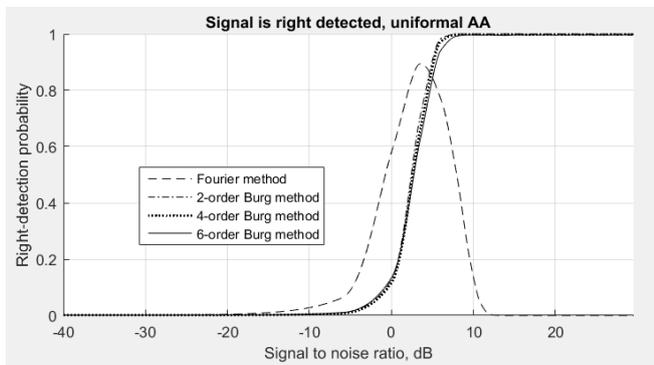


*a*

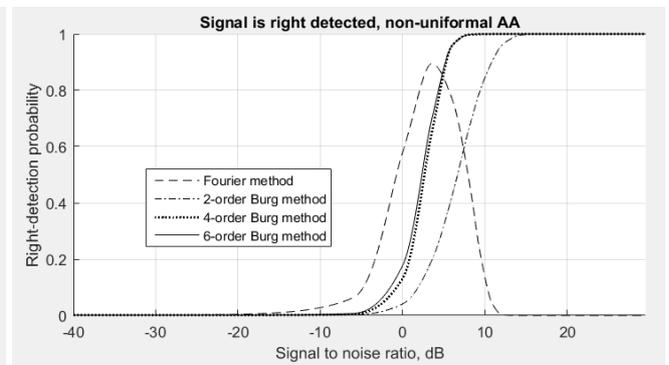


*б*

Рис. 4. ВПО полезного сигнала ( $\Delta\theta = 10^\circ$ )



*a*



*б*

Рис. 5. ВПО полезного сигнала ( $\Delta\theta = 20^\circ$ )

По графикам на рис. 3–5 видно, что применение метода Берга помогает существенно улучшить ХП по сравнению с классической ДПФ-обработкой. Использование нормированных оценок СПМ метода Берга помогает существенно уменьшить частоту превышения порога побочными максимумами. Также можно увидеть, что обнаружение полезного сигнала происходит лучше при увеличении углового разнеса по азимуту между полезным и мешающим сигналами.

#### IV. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

По результатам исследований можно заключить, что использование модифицированного параметрического метода Берга при обработке сигналов как в эквидистантных, так и в неэквидистантной АР, помогает улучшить качество обнаружения сигнала на фоне шума и мощной помехи. Увеличение порядка модели авторегрессии повышает вероятность правильного обнаружения полезного сигнала, однако в то же время

увеличивает число побочных максимумов в оценке СПМ, что может приводить к ложным тревогам, а также усложняет алгоритм с вычислительной точки зрения. Следует выбирать порядок модели равным количеству исследуемых сигналов или использовать специальные критерии определения порядка модели авторегрессии. При этом алгоритм формирования ДН на основе классического ДПФ неработоспособен в обоих случаях конфигурации АР.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] Основы проектирования многопозиционных декаметровых РЛС пространственной волны / В.М. Кутузов, А.В. Бархатов, А.В. Безуглов и др.; под общ. ред. В.М. Кутузова. СПб.: Изд-во СПбГЭТУ "ЛЭТИ", 2012. 191 с.
- [2] Караваев В.В., Сазонов В.В. Статистическая теория пассивной локации. М.: Радио и связь, 1987. 240 с.
- [3] Марпл-мл. С.Л. Цифровой спектральный анализ и его приложения / пер. с англ. М.: Мир, 1990. 265 с.

- [4] Kay S.M. Modern Spectral Estimation. New Jersey: Prentice-Hall, Inc., Englewood Cliffs, 1988. 543 p.
- [5] Хайкин С.О., Карри Б.У., Кеслер С.Б. Спектральный анализ радиолокационных мешающих отражений методом максимальной энтропии // ТИИЭР. 1982. Т. 70, № 9. С. 51–62.
- [6] Кутузов В.М., Овчинников М.А., Виноградов Е.А. Характеристики обнаружения параметрического метода обработки сигналов в неэквидистантной антенной решетке транспортируемой дециметровый радиолокационной станции // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2020. Т. 23, № 6. С. 43–58. doi: 10.32603/1993-8985-2020-23-6-43-58
- [7] Кутузов В.М., Овчинников М.А., Виноградов Е.А. Характеристики точности параметрического метода Берга при пространственной обработке сигналов в линейной неэквидистантной антенной решетке // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2021. Т. 24, № 3. С. 60–71. doi: 10.32603/1993-8985-2021-24-3-60-71
- [8] Гантмахер В.Е., Быстров Н.Е., Чеботарев Д.В. Шумоподобные сигналы. Анализ, синтез, обработка. СПб.: Наука и техника, 2005. 400 с.

# Определение оптимальных тактико-технических характеристик антенной решетки для различения алгоритмом сверхразрешения ESPRIT целей, разнесенных на малое угловое расстояние

Т. И. Тагаев\*, Д. А. Музафаров, Д. Ю. Мохорт, В. М. Космачев

Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения

\* timurtagaev2002@gmail.com

**Аннотация.** В данной статье определяются тактико-технические характеристики антенной решетки для различения алгоритмом сверхразрешения ESPRIT целей, разнесенных на малое угловое расстояние и необходимые параметры принимаемого сигнала. Согласно результатам моделирования рассматриваемый алгоритм при характеристиках антенной решетки, определенных в статье, способен обеспечить достаточное угловое разрешение для различения двух целей, разнесенных на малое угловое расстояние со среднеквадратическим отклонением ниже заданного уровня.

**Ключевые слова:** антенная решетка, алгоритмы сверхразрешения, ESPRIT, направление прибытия

## I. ВВЕДЕНИЕ

В радиолокации получили распространение алгоритмы сверхразрешения, позволяющие при помощи математического аппарата, применяемого для вторичной или третичной обработки сигналов, повысить угловое разрешение антенн, не меняя их параметров [1, 2]. Одним из наиболее перспективных из них является алгоритм ESPRIT – вычислительно легкий и надежный алгоритм [4]. Он применяется для эквидистантных антенных решеток, которые разделяются на несколько подрешеток, смещенных относительно друг друга. В

отличии от некоторых других распространенных алгоритмов сверхразрешения, таких как MUSIC, в которых для определения направления прихода сигнала используется псевдоспектр, ESPRIT позволяет определить направление прихода сигнала без построения псевдоспектра, что избавляет от необходимости использования дополнительного алгоритма, выделяющего максимумы псевдоспектра. Поэтому ESPRIT требует меньше вычислительной мощности. Этот алгоритм хорошо подходит для крестообразных решеток, позволяя определить азимут и угол места цели. В проведенном моделировании рассматривалась крестообразная антенная решетка, принимающая сигнал от двух целей, разнесенных на малые угловые расстояния: по азимуту – 0,14 градуса, по углу места – 0,28 градусов. Таким угловым разрешением должен обладать трассовый радиолокатор для различения близко летящих самолетов.

## II. АЛГОРИТМ СВЕРХРАЗРЕШЕНИЯ ESPRIT

Рассмотрим линейную эквидистантную антенную решетку с  $M$  элементами, на которую падает плоская волна от  $N$  источников. Направление прихода сигнала от источников задается матрицей направлений  $\mathbf{A}$ , столбцами которой являются  $N$  векторов направлений:

$$\mathbf{A} = \begin{pmatrix} 1 & 1 & \dots & 1 \\ e^{-\frac{2\pi i d \sin(\theta_1)}{\lambda}} & e^{-\frac{2\pi i d \sin(\theta_2)}{\lambda}} & \dots & e^{-\frac{2\pi i d \sin(\theta_N)}{\lambda}} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ e^{-\frac{2\pi i d (M-1) \sin(\theta_1)}{\lambda}} & e^{-\frac{2\pi i d (M-1) \sin(\theta_2)}{\lambda}} & \dots & e^{-\frac{2\pi i d (M-1) \sin(\theta_N)}{\lambda}} \end{pmatrix} \quad (1)$$

где  $\theta_i$  – угол прибытия  $i$ -того сигнала,  $d$  – расстояние между соседними элементами антенной решетки,  $\lambda$  – длина волны сигнала.

Сигналы, падающие на антенную решетку, задаются матрицей  $\mathbf{S}$ , строками которой являются сигналы, падающие на каждый элемент антенной решетки, а столбцами – временные отсчеты:

$$\mathbf{S} = \begin{pmatrix} S_1(t_1) & S_1(t_2) & \dots & S_1(t_K) \\ S_2(t_1) & S_2(t_2) & \dots & S_2(t_K) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ S_M(t_1) & S_M(t_2) & \dots & S_M(t_K) \end{pmatrix} \quad (2)$$

где  $K$  – количество временных отсчетов.

Мощность сигнала с  $i$ -того направления задается матрицей  $\mathbf{P}$ :

$$\mathbf{P} = \begin{pmatrix} P_1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & P_2 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & P_N \end{pmatrix} \quad (3)$$

Матрица сигналов, снимаемых с выхода антенной решетки,  $\mathbf{x}(t)$  имеет вид:

$$\mathbf{x}(t) = \mathbf{A} \cdot \mathbf{P} \cdot \mathbf{S} + \mathbf{n} = \begin{pmatrix} 1 & 1 & \dots & 1 \\ e^{-\frac{2 \cdot \pi \cdot i \cdot d \cdot \sin(\theta_1)}{\lambda}} & e^{-\frac{2 \cdot \pi \cdot i \cdot d \cdot \sin(\theta_2)}{\lambda}} & \dots & e^{-\frac{2 \cdot \pi \cdot i \cdot d \cdot \sin(\theta_N)}{\lambda}} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ e^{-\frac{2 \cdot \pi \cdot i \cdot d \cdot (M-1) \cdot \sin(\theta_1)}{\lambda}} & e^{-\frac{2 \cdot \pi \cdot i \cdot d \cdot (M-1) \cdot \sin(\theta_2)}{\lambda}} & \dots & e^{-\frac{2 \cdot \pi \cdot i \cdot d \cdot (M-1) \cdot \sin(\theta_N)}{\lambda}} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} P_1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & P_2 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & P_N \end{pmatrix} \begin{pmatrix} S_1(t_1) & S_1(t_2) & \dots & S_1(t_K) \\ S_2(t_1) & S_2(t_2) & \dots & S_2(t_K) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ S_M(t_1) & S_M(t_2) & \dots & S_M(t_K) \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} n_1(t) \\ n_2(t) \\ \vdots \\ n_M(t) \end{pmatrix} \quad (4)$$

где  $n_i(t)$  – аддитивный шум приемника с дисперсией  $\sigma^2$ , принимаемый  $i$ -тым элементом антенны.

Корреляционная матрица  $\mathbf{R}$ :

$$\mathbf{R} = \frac{1}{K} \sum_{t=t_1}^K \mathbf{x}(t) \cdot \mathbf{x}^H(t) \quad (5)$$

где  $\mathbf{x}^H(t)$  – эрмитово-сопряженная матрица к матрице  $\mathbf{x}(t)$ ,  $t_1$  – начальный момент времени.

Для использования алгоритма ESPRIT необходимо знать количество источников сигналов. Определение количества источников осуществляется при помощи сингулярного разложения корреляционной матрицы(5):

$$\mathbf{R} = \mathbf{U} \cdot \mathbf{\Lambda} \cdot \mathbf{U}^H \quad (6)$$

где  $\mathbf{U}$  – матрица, столбцами которой являются сингулярные векторы корреляционной матрицы,  $\mathbf{\Lambda}$  – диагональная матрица сингулярных значений корреляционной матрицы,  $\mathbf{\Lambda} = \text{diag} \lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_M$ ,  $\lambda_1 \geq \lambda_2 \geq \dots \geq \lambda_M \geq 0$ .

Сингулярные значения векторов сигнала будут больше  $\sigma^2$ , сингулярные значения векторов шума будут равны его дисперсии:  $\lambda_{N+1} = \lambda_{N+2} = \dots = \lambda_M = \sigma^2$ . Таким образом, количество источников будет равно количеству сингулярных чисел корреляционной матрицы, больших  $\sigma^2$ .

Разложим матрицу (6) на ортогональные сигнальное и шумовое подпространства:

$$\mathbf{R} = \mathbf{U}_s \mathbf{\Lambda}_s \mathbf{U}_s^H + \mathbf{U}_n \mathbf{\Lambda}_n \mathbf{U}_n^H \quad (7)$$

где  $\mathbf{U}_s$  и  $\mathbf{U}_n$  – матрицы сингулярных векторов сигнального и шумового подпространств,  $\mathbf{\Lambda}_s$  и  $\mathbf{\Lambda}_n$  – матрицы сингулярных значений сигнального и шумового подпространств.

Матрица  $\mathbf{U}_s$ , столбцами которой являются сингулярные вектора сигналов, имеет вид:

$$\mathbf{U}_s = \begin{pmatrix} U_{s11} & U_{s21} & \dots & U_{sN1} \\ U_{s12} & U_{s22} & \dots & U_{sN2} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ U_{s1M} & U_{s2M} & \dots & U_{sNM} \end{pmatrix} \quad (8)$$

Матрицы  $\mathbf{U}_{s_x}$  и  $\mathbf{U}_{s_y}$  являются матрицами сингулярных векторов первых  $M-1$  элементов антенной решетки и последних  $M-1$  элементов соответственно:

$$\mathbf{U}_{s_x} = \begin{pmatrix} U_{s11} & U_{s21} & \dots & U_{sN1} \\ U_{s12} & U_{s22} & \dots & U_{sN2} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ U_{s1(M-1)} & U_{s2(M-1)} & \dots & U_{sN(M-1)} \end{pmatrix} \quad (9)$$

$$\mathbf{U}_{s_y} = \begin{pmatrix} U_{s12} & U_{s22} & \dots & U_{sN2} \\ U_{s13} & U_{s23} & \dots & U_{sN3} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ U_{s1M} & U_{s2M} & \dots & U_{sNM} \end{pmatrix} \quad (10)$$

Матрица  $\mathbf{\Psi}$  является решением матричного уравнения  $\mathbf{U}_{s_x} \cdot \mathbf{\Psi} = \mathbf{U}_{s_y}$ :

$$\mathbf{\Psi} = \mathbf{U}_{s_y} \cdot \mathbf{U}_{s_x}^{-1} = \mathbf{U}_{\Psi} \cdot \mathbf{\Lambda}_{\Psi} \cdot \mathbf{U}_{\Psi}^{-1} \quad (11)$$

$$\mathbf{\Phi} = \text{diag}\{\mathbf{\Lambda}_{\Psi}\} \quad (12)$$

Матрица  $\mathbf{\Phi} = \text{diag}\{\mathbf{\Lambda}_{\Psi}\}$  – вектор-строка сингулярных чисел  $\mathbf{\Psi}$ .

Углы прибытия сигналов определяются выражением:

$$\theta_i = \arcsin \left( \frac{-|\varphi_i| \cdot \lambda}{2 \cdot \pi \cdot d} \right) \quad (13)$$

Одним из недостатков алгоритма ESPRIT является уменьшение сектора обзора при увеличении  $d_s$  – смещения подрешеток относительно друг друга [2]. Согласно результатам моделирования, разрешающая способность алгоритма ESPRIT превосходит в 1.5–2 раза разрешающую способность MUSIC [3, 5].

Таким же образом алгоритм ESPRIT можно использовать для определения азимута и угла места в квадратных, прямоугольных или крестообразных решетках. При моделировании рассматривалась крестообразная антенная решетка – крест Миллса.

### III. ОПРЕДЕЛЕНИЕ СРЕДНЕКВАДРАТИЧЕСКОГО ОТКЛОНЕНИЯ

Для определения необходимых для работы описанного алгоритма параметров сигнала и антенной решетки проведем измерения среднеквадратического отклонения(СКО) в зависимости от отношения частоты принимаемого сигнала, количества элементов антенной решетки и расстояния между элементами антенной решетки. СКО определяется по формуле:

где  $n$  – количество измерений,  $x_i$  –  $i$ -тое значение случайной величины,  $M[x]$  – математическое ожидание.

Выбор частоты сигнала определяется его затухаемостью в атмосфере. Так как цели находятся на расстоянии четырех километров, сигнал должен хорошо распространяться в среде, поэтому должен быть низкий коэффициент затухания, что достигается при частоте 10 ГГц. Графики зависимости коэффициента ослабления от частоты приведены на рис. 1.

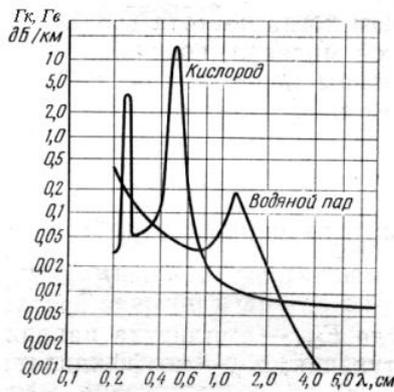


Рис. 1. Зависимости погонного ослабления в кислороде и водяных парах от частоты

Зависимости СКО угла места и азимута от отношения мощности сигнала к мощности шума представлены на рис. 2 и 3.

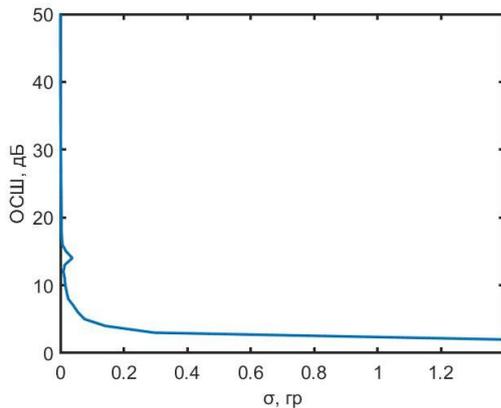


Рис. 2. Зависимость СКО угла места от ОСШ

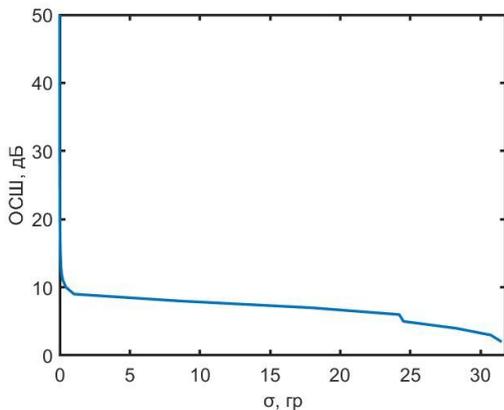


Рис. 3. Зависимость СКО азимута от ОСШ

Зависимость СКО от количества элементов антенны при ОСШ 20 дБ и частоте сигнала 10 ГГц представлена на рис. 4.

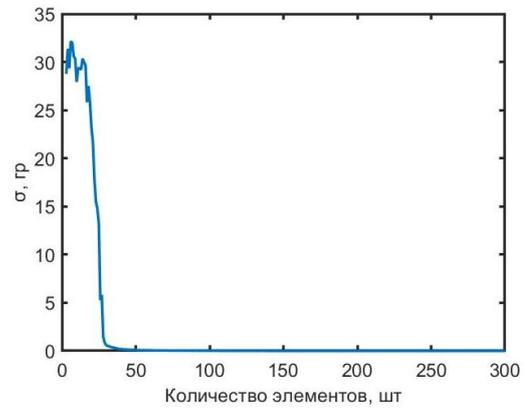


Рис. 4. Зависимость СКО от количества элементов антенны

Минимальным необходимым расстоянием между самолетами является 10 метров, что соответствует расстоянию между крыльями соседних самолетов при одновременном взлете или посадке. Допустимым среднеквадратическим отклонением, соответствующим данному расстоянию, является 0,015 градуса. Для этого необходимым минимальным отношением сигнал шум является 25 дБ, при моделировании ОСШ используется 30 дБ. Необходимое минимальное количество элементов одной прямой – 115 единиц, в модели – 200. Размеры такой антенной решетки при расстоянии между элементами  $\lambda/2$  составляют  $6 \times 6$  метров.

Результатами моделирования, произведенного на языке MATLAB, работы алгоритма ESPRIT, обрабатывающего сигнал, принятый антенной решеткой с определенными в статье параметрами, для решения задачи различения двух целей, разнесенных на угловое расстояние, является различение алгоритмом двух целей с СКО по азимуту 0,0033 градуса и СКО по углу места 0,0017 градуса.

#### IV. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Таким образом, по результатам моделирования, оптимальными параметрами крестообразной антенной решетки для работы алгоритма сверхразрешения ESPRIT, с шириной прямых в 3 элемента являются количество элементов – 200, необходимое отношение сигнал/шум – 30 дБ. Частота принимаемого сигнала – 10 ГГц. Такая антенна будет обладать размерами  $6 \times 6$  метров.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] Храмов Е.М. Анализ методов сверхразрешения для определения угловых координат цели // Журнал «StudNet» №9/2020.
- [2] Манохин Г.О., Гельцер А.А., Рогожников Е.В. Увеличение разрешающей способности радиолокационной системы за счёт параметрических методов обработки сигналов // Журнал «Вестник СибГУТИ», 2015. №1.
- [3] Карташов В.М., Корытцев И.В., Олейников В.Н., Зубков О.В., Бабкин С.И., Шейко С.А., Левский Н.А., Селезнев И.С. Алгоритмы пеленгации беспилотных летательных аппаратов по их акустическому излучению // «Радиотехника» 2019, вып. 196.
- [4] Петров В.П., Шауэрман А.К. Спектральные способы оценки направления источников сигналов в адаптивных антенных решетках // Журнал «Вестник СибГУТИ», 2011 №2.
- [5] Макаров Е.С. Анализ углового сверхразрешения источников электромагнитного поля в многоканальных системах с малой апертурой. Воронеж, 2009. 167 с.

# Особенности применения методов MUSIC и ESPRIT в адаптивных смарт-антеннах

М. Е. Шевченко<sup>1</sup>, В. Н. Малышев<sup>2</sup>, А. В. Горовой<sup>3</sup>

Санкт-Петербургский государственный  
электротехнический университет  
«ЛЭТИ» им. В.И. Ульянова (Ленина)

<sup>1</sup>M\_E\_Shevchenko@mail.ru, <sup>2</sup>VM@ieee.org

<sup>3</sup>andrew1295-09@mail.ru

С. Н. Соловьев<sup>1</sup> А. Х. Кельян<sup>2</sup>

ООО «НПП «НТТ»

Санкт-Петербург, Россия

<sup>1</sup>lilhorde@gmail.com, <sup>2</sup>kelian@mail.ru

**Аннотация.** Рассмотрены основные этапы реализации адаптивных смарт антенн на основе методов MUSIC и ESPRIT для оценивания направлений прихода, разделения сигналов разных источников радиоизлучения. Показано, оценивание направлений прихода сигналов на основе MUSIC, обуславливает необходимость дополнительного расчета весовых коэффициентов для формирования диаграммы направленности, применение ESPRIT позволяет независимо оценить направления прихода и сформировать диаграмму направленности для разделения сигналов. В результате разделения и идентификации прямых каналов базовых станций стандарта UMTS, выполненных с помощью ESPRIT, примененного к данным, принятым квадратной четырехэлементной АР, число обнаруживаемых и отслеживаемых сигналов увеличилось в 2 раза.

**Ключевые слова:** адаптивная антенная решетка; смарт обработка; MUSIC; ESPRIT; оценка направлений прихода сигналов; источник радиоизлучения; азимут; угол места

## I. ВВЕДЕНИЕ

Приемными смарт (smart) антеннами принято называть антенные решетки, к принятым данным которых применяется «интеллектуальная» (смарт) обработка для выделения и отслеживания сигнала интересующего источника радиоизлучения (ИРИ) в условиях априорной неопределенности направлений прихода полезных и мешающих сигналов. Направление прихода сигналов задается азимутом  $\theta$  и углом места  $\beta$ .

К смарт антеннам относятся многолучевые сканирующие смарт антенны, в которых формируется «виртуальная» многолучевая диаграмма направленности заданием фиксированных комплексных весовых коэффициентов для каждого канала приема, и адаптивные смарт антенны, в которых весовые коэффициенты формирования виртуальной диаграммы направленности (ДН), рассчитываются на основе оценок направления прихода сигналов ИРИ, сформированным по принятым многоканальным данным с помощью методов MUSIC (MUltiple Signal Classification) или ESPRIT (Estimation of Signal Parameters via Rotational Invariant Techniques). [1]

В многолучевых сканирующих антеннах последовательно или параллельно формируются фиксированные переключаемые ДН. Сигнал интересующего ИРИ принимается и отслеживается одним из главных лепестков многолучевой антенны (рис.1а). Решение о том, к какому лучу обращаться в любой момент времени, принимается на основе дополнительной обработки. Однако мешающий сигнал может быть принят через главный или боковой лепестки

ДН (рис. 1а), что приведет к маскированию полезного сигнала и снижению качества приема.

Диаграмма направленности адаптивной смарт решетки может быть сформирована для любого интересующего направления с одновременным занулением всех мешающих сигналов [1] (рис. 1б).

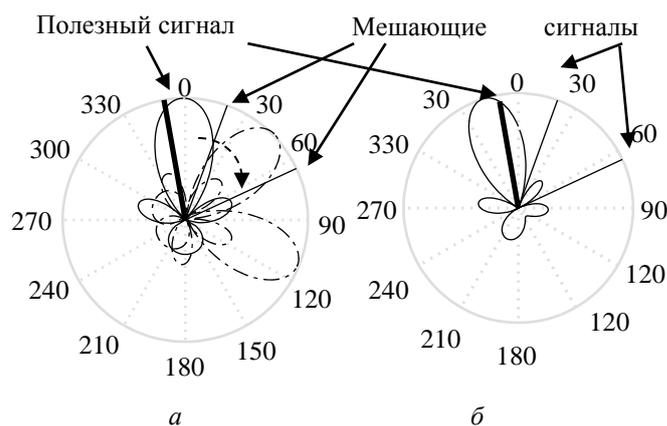


Рис. 1. Диаграммы направленности многолучевой и адаптивной smart антенн

Особенно актуальным является применение этого типа адаптивных смарт антенн при перекрытии спектров сигналов, когда невозможно применить частотную фильтрацию для разделения полезного и мешающих сигналов. Конфигурация антенной решетки (АР) и направления прихода мешающих сигналов определяют коэффициент направленного действия в направлении полезного сигнала, при этом максимизируется отношение сигнал-помеха, а не сам уровень полезного сигнала!

## II. МОДЕЛЬ ДАННЫХ

Оценивание направлений прихода и отслеживание полезного и мешающих сигналов можно реализовать во временной или спектральной областях. Поэтому наблюдаемыми данными являются  $M$  выборок во временной или в спектральной области:

$\mathbf{x}_m = x_{m1}, \dots, x_{mN}$ ,  $m = 1 \dots M$ , составленных из отсчетов

$$x_{mn} = \sum_{k=1}^d a_m(\theta_k, \beta_k) b_k s_{kn} + \xi_{mn}, \quad n = \overline{1, N},$$

представляющих собой аддитивную смесь временных или спектральных отсчетов  $k$ -ого полезного сигнала  $s_{kn}$ ,  $s_{kn}$  – мешающих сигналов,  $\kappa \neq k$ ,  $\kappa = 1, \dots, d$  и шумового отсчета  $\xi_{mn}$ ;

$$a_m(\theta_k, \beta_k) = K_m |a_m(\theta_k, \beta_k)| \exp(-j\omega_0 \tau_m(\theta_k, \beta_k)) -$$

амплитудно-фазовое распределение (АФР)-отклик  $m$ -й антенны на принимаемый сигнал с направления  $\theta_k, \beta_k$ ,  $K_m$  – коэффициент передачи  $m$ -го канала радиоприемного устройства (РПУ),  $b_k$  – энергетический параметр  $k$ -го сигнала;  $\tau_m(\theta_k, \beta_k)$  – задержка распространения сигнала между опорной антенной и  $m$ -й антенной с направления  $\theta_k, \beta_k$ . Данные, принятые всеми  $M$  антеннами, образуют матрицу

$$X = \begin{bmatrix} \mathbf{x}_1 \\ \vdots \\ \mathbf{x}_M \end{bmatrix} = A(\boldsymbol{\theta}, \boldsymbol{\beta})\mathbf{s} + \boldsymbol{\xi}, \quad \mathbf{s} = \begin{bmatrix} s_1 \\ \vdots \\ s_d \end{bmatrix}; \boldsymbol{\xi} = \begin{bmatrix} \xi_1 \\ \vdots \\ \xi_M \end{bmatrix}, \quad (1)$$

где  $(\boldsymbol{\theta}, \boldsymbol{\beta}) = (\theta_1, \beta_1), \dots, (\theta_d, \beta_d)$ ,  $\mathbf{s}_k = s_{k1}, \dots, s_{kN}$ ,  $\kappa = 1, \dots, d$ ,  $\xi_m = \xi_{m1}, \dots, \xi_{mN}$ ,  $m = 1 \dots M$ .

Матрица  $A(\boldsymbol{\theta}, \boldsymbol{\beta}) = \mathbf{a}(\theta_1, \beta_1), \dots, \mathbf{a}(\theta_d, \beta_d)$  содержит амплитудно-фазовые отклики АР и трактов РПУ на все сигналы ИРИ и является результирующей матрицей отклика АР и трактов РПУ, где  $\mathbf{a}(\theta_k, \beta_k) = a_1(\theta_k, \beta_k), \dots, a_M(\theta_k, \beta_k)^T$  – отклик антенной решетки для сигнала с направления  $\theta_k, \beta_k$ .

### III. ПРИМЕНЕНИЕ MUSIC И ESPRIT В ЗАДАЧАХ ОЦЕНИВАНИЯ НАПРАВЛЕНИЙ ПРИХОДА И ОТСЛЕЖИВАНИЯ СИГНАЛОВ

Для оценки направлений прихода сигналов, частично или полностью перекрывающихся по спектру ИРИ, разработаны методы MUSIC и ESPRIT [2]. Метод MUSIC подходит для любой АР, но требует полного задания АФР АР со всех направлений  $\mathbf{a}(\theta, \beta)$ ,

$\theta \in [0 \dots 360^\circ]$ ,  $\beta \in [0 \dots 90^\circ]$ . Обычно АФР оценивается калибровкой АР в безэховой камере. Для ESPRIT подходят АР, которые можно представить двумя идентичными подрешетками, смещенным относительно друг друга на опорное расстояние  $\Delta$ . Для элементов

$A_z(\boldsymbol{\theta}, \boldsymbol{\beta})$ ,  $A_v(\boldsymbol{\theta}, \boldsymbol{\beta})$  матрицы отклика  $A(\boldsymbol{\theta}, \boldsymbol{\beta}) = \begin{bmatrix} A_v(\boldsymbol{\theta}, \boldsymbol{\beta}) \\ A_z(\boldsymbol{\theta}, \boldsymbol{\beta}) \end{bmatrix}$

выполняется равенство  $A_z(\boldsymbol{\theta}, \boldsymbol{\beta}) = \Phi A_v(\boldsymbol{\theta}, \boldsymbol{\beta})$ , в котором  $\Phi = \text{diag} \exp[jF \theta_1, \beta_1], \dots, \exp[jF \theta_{\hat{d}}, \beta_{\hat{d}}]$  [2].

Функция  $F$  задается конфигурацией АР.

Общим при реализации обоих методов является:

1. Вычисление корреляционной матрицы  $XX^H = E \text{diag} \lambda_1, \dots, \lambda_d, \dots, \lambda_M E^H$  и ее разложение по собственным векторам  $E$  и числам  $\lambda_1 \geq \dots \lambda_d \dots \geq \lambda_M$ .

2. Оценивание числа сигналов  $\hat{d}$ , присутствующих в (1), как число собственных чисел  $\lambda_d > C_\lambda$ , которые превысили порог  $C_\lambda$ , заданного уровня вероятности ложной тревоги. Для задания порога  $C_\lambda$  требуется оценка уровня аддитивного шума  $\xi_m$ ,  $m = 1 \dots M$  в каждом канале приема. Уровень шума практически всегда можно оценить по свободным от сигналов участкам во временной или спектральной областях, с помощью квантильной или цензурированной квантильной оценок. [4]

3. Разделение собственных векторов  $E = [E_s \ E_\xi] = \begin{bmatrix} E_1 \dots E_{\hat{d}} & E_{\hat{d}+1} \dots E_M \\ E_s & E_\xi \end{bmatrix}$  на векторы сигнального  $E_s$  и шумового  $E_\xi$  подпространств.

Метод MUSIC использует векторы шумового  $E_\xi$ , а ESPRIT  $E_s$  – сигнального подпространств.

Оценка направлений прихода сигналов на основе MUSIC выполняется численным поиском  $d$  координат экстремумов функционала

$$P_{\text{MUSIC}}^{\theta, \beta} = \frac{\mathbf{a}^H(\theta, \beta) \mathbf{a}(\theta, \beta)}{\mathbf{a}^H(\theta, \beta) E_\xi E_\xi^H \mathbf{a}(\theta, \beta)},$$

которые являются

оценками направлений прихода  $\hat{\theta}_1, \hat{\beta}_1, \dots, \hat{\theta}_d, \hat{\beta}_d$  сигналов ИРИ. Весовые коэффициенты  $\mathbf{W}^k = w_1^k \dots w_M^k$  для выделения  $k$ -го сигнала из данных (1) рассчитываются так, чтобы в оценке  $k$ -го сигнала

$$\hat{s}_k = \mathbf{W}^k X = \mathbf{W}^k \mathbf{a}(\theta_k, \beta_k) \mathbf{s}_k + \sum_{\substack{\kappa=1, \\ \kappa \neq k}}^{\hat{d}} \mathbf{W}^k \mathbf{a}(\theta_\kappa, \beta_\kappa) \mathbf{s}_\kappa + \tilde{\xi}_m.$$

мешающие сигналы  $\kappa \neq k$ ,  $\kappa = 1, \dots, \hat{d}$  отсутствовали:

$$\sum_{\substack{\kappa=1, \\ \kappa \neq k}}^{\hat{d}} \mathbf{W}^k \mathbf{a}(\theta_\kappa, \beta_\kappa) \mathbf{s}_\kappa \approx 0, \quad \hat{s}_k \approx \mathbf{W}^k \mathbf{a}(\theta_k, \beta_k) \mathbf{s}_k + \tilde{\xi}_m.$$

Данное условие записывается в виде системы уравнений

$$\begin{cases} \mathbf{W}^k \mathbf{a}(\hat{\theta}_k, \hat{\beta}_k) = 1; \\ \mathbf{W}^k \mathbf{a}(\hat{\theta}_\kappa, \hat{\beta}_\kappa) = 0, \quad \kappa = 1, \dots, \hat{d}, \quad \kappa \neq k. \end{cases} \quad (2)$$

Система (2) является недоопределенной относительно весовых коэффициентов, поскольку содержит  $\hat{d} < M$  уравнений и  $M$  неизвестных коэффициентов фильтра. При стандартном решении получается, что  $M - \hat{d}$  коэффициентов в  $\mathbf{W}^k$  нулевые. Неполное использование мерности АР приводит к снижению отношения сигнал-шум или появлению побочных направлений приема в случае разреженных АР.

В [2, 3] показано оценкой максимального правдоподобия коэффициентов для выделения полезного сигнала, приходящего с  $\hat{\theta}_k, \hat{\beta}_k$ , и зануления мешающих сигналов с  $\hat{\theta}_\kappa, \hat{\beta}_\kappa$ ,  $\kappa = 1, \dots, d$ ,  $\kappa \neq k$  при недоопределенной системе (3) является

$$\hat{\mathbf{W}}^k = \mathbf{I}_k \cdot A(\hat{\boldsymbol{\theta}}, \hat{\boldsymbol{\beta}})^H A(\hat{\boldsymbol{\theta}}, \hat{\boldsymbol{\beta}})^{-1},$$

$$\mathbf{I}_k = I_{k1}, \dots, I_{kd}, \quad I_{kk} = 1; I_{k\kappa} = 0, \quad \kappa = 1, \dots, d, \quad \kappa \neq k. \quad (3)$$

В матричной форме коэффициенты для выделения всех  $d$ , присутствующих в (1) сигналов:

$\hat{W} = I \cdot A(\hat{\theta}, \hat{\beta})^H A(\hat{\theta}, \hat{\beta})^H \cdot A(\hat{\theta}, \hat{\beta})^{-1}$ . Оценки сигналов

$$\hat{s} = \hat{s}_1^T, \dots, \hat{s}_d^T = \hat{W}X.$$

**Оценка направлений прихода сигналов на основе ESPRIT** применима для AP, обладающих свойством инвариантности к сдвигу, к линейным и образованным из линейных – уголковым, квадратным, прямоугольным AP. Максимальное число различаемых сигналов обычно меньше, чем при использовании MUSIC. Принято считать, что минимальное число разделяемых сигналов  $\hat{d} < M/2$ . В ESPRIT оценки направлений прихода получаются непосредственно из матричных преобразований с векторами сигнального подпространства для оценивания оператора поворота.

Структура матрицы отклика AP  $A(\theta, \beta) = \begin{bmatrix} A_v(\theta, \beta) \\ \Phi A_v(\theta, \beta) \end{bmatrix}$

позволяет оценить оператор  $\Phi$  без знания  $A(\theta, \beta)$ , если в  $X$  содержится  $d < M/2$  сигналов. Так как

$E_s = \begin{bmatrix} A_v(\theta, \beta)T \\ \Phi A_v(\theta, \beta)T \end{bmatrix}$ , то  $\Phi = T\Psi T^H$  [2], где  $\Psi$  – оператор

поворота, чьи собственные числа совпадают с диагональными элементами  $\Phi$  и определяют направления прихода сигналов. Для оценки оператора поворота  $\Psi$  выполняются специальные несложные матричные преобразования [2] с векторами сигнального подпространства, учитывающие конфигурацию AP. Оператор поворота раскладывается  $\Psi = T_\Psi \text{diag}(\psi) T_\Psi^H$

по собственным векторам  $T_\Psi$  и числам  $\psi = \psi_1, \dots, \psi_d$ .

Для формирования  $\hat{\theta}_k, \hat{\beta}_k = F^{-1} \psi_k$ ,  $k = 1 \dots \hat{d}$

используются собственные числа  $\psi = [\psi_1 \dots \psi_{\hat{d}}]$ . А

собственные векторы оператора поворота  $T_\Psi$  применяются при вычислении весовых коэффициентов для выделения полезного сигнала и зануления мешающих. Поскольку  $\hat{A}(\theta, \beta) = E_s T_\Psi$  [2], то из (3) следует, что

$$\hat{W}^k = I_k \cdot E_s T_\Psi \quad (4)$$

Каждый вектор сигнального подпространства  $E_s$  является линейной комбинацией всех присутствующих сигналов. Домножение на  $T_\Psi$  преобразует векторы сигнального подпространства  $E_s$  в ортонормированный базис, в котором каждый вектор соответствует направлению прихода только одного сигнала, т. е.

выделяет полезный сигнал и зануляет все мешающие. Из (4) следует, что оценки сигналов

$$\hat{s} = \hat{s}_1^T, \dots, \hat{s}_d^T = I \cdot E_s T_\Psi^H X = E_s T_\Psi^H X. \quad (5)$$

вычисляются из векторов сигнального подпространства и собственных векторов оператора поворота одновременно с формированием направлений прихода сигналов и не требуют использования последних.

#### IV. ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ

Статистическое имитационное моделирование в MATLAB, показало, что при одновременном приеме двух сигналов семиэлементной уголковой AP достигаются практически потенциальные характеристики помехоустойчивости при обоих методах. При одновременном присутствии трех сигналов реализация по ESPRIT проигрывает 1–2 дБ в пороговом отношении сигнал шум реализации по MUSIC. [5]. С применением ESPRIT были разделены и идентифицированы реальные сигналы прямых каналов базовых станций (БС) сотовых систем связи, принятые четырехэлементной квадратной AP, подключенной к многоканальному РПУ в диапазоне частот стандарта UMTS в 4 частотных каналах.

Без smart обработки в двух каналах приема идентифицировалась только 1 БС, а в двух других каналах принадлежность принятых сигналов к какой-либо БС идентифицировать было невозможно. На рис. 2 изображены БС, которые идентифицировались без smart обработки по всем 4 каналам приема. Применение ESPRIT позволило обнаружить в каждой частотной полосе не менее двух разных сигналов БС и идентифицировать их принадлежность, причем во 2 полосе число значимых СЧ было равно 3, т. е. присутствовали сигналы трех БС. Квадратная 4-х элементная AP позволяет разделить сигналы только 2 ИРИ с помощью ESPRIT. Однако на азимутально-временной панораме четко наблюдались три области группировки оценок. После применения дополнительной временной фильтрации, сформированы три оценки сигналов, которые после идентификации соответствовали трем разным БС. На рис. 3 изображены БС, которые были идентифицированы по ESPRIT, причем их местоположение совпало с оцененными направлениями прихода сигналов. Smart обработку на основе MUSIC не удалось реализовать из-за отсутствия точного задания АФР AP во всей области значений.

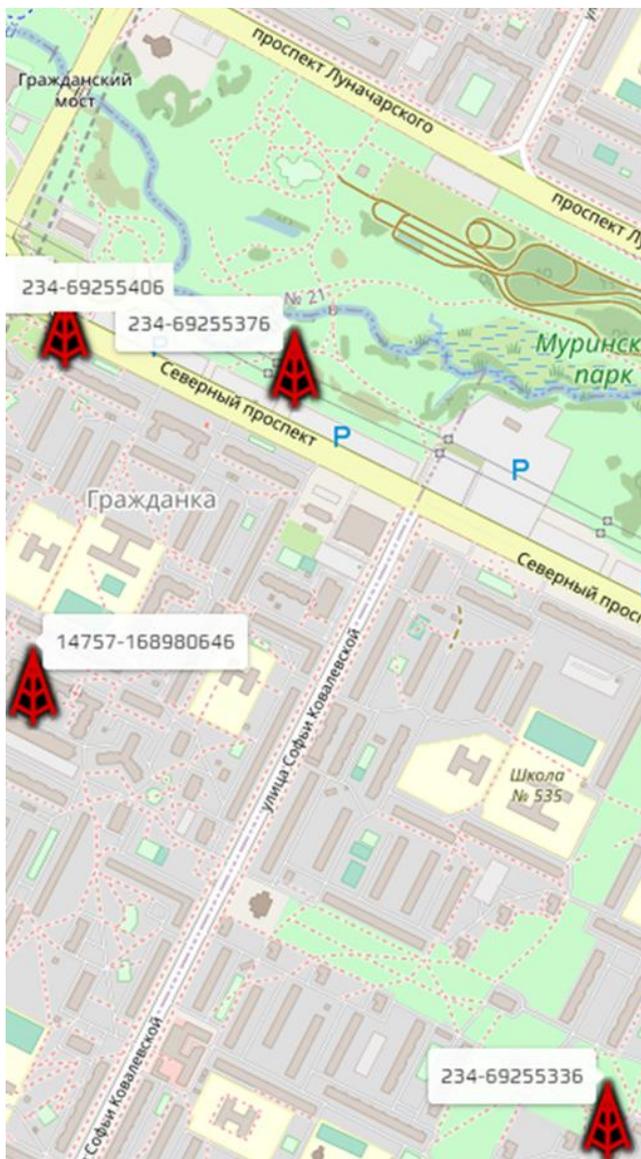


Рис. 2. Идентифицированные БС без смарт обработки

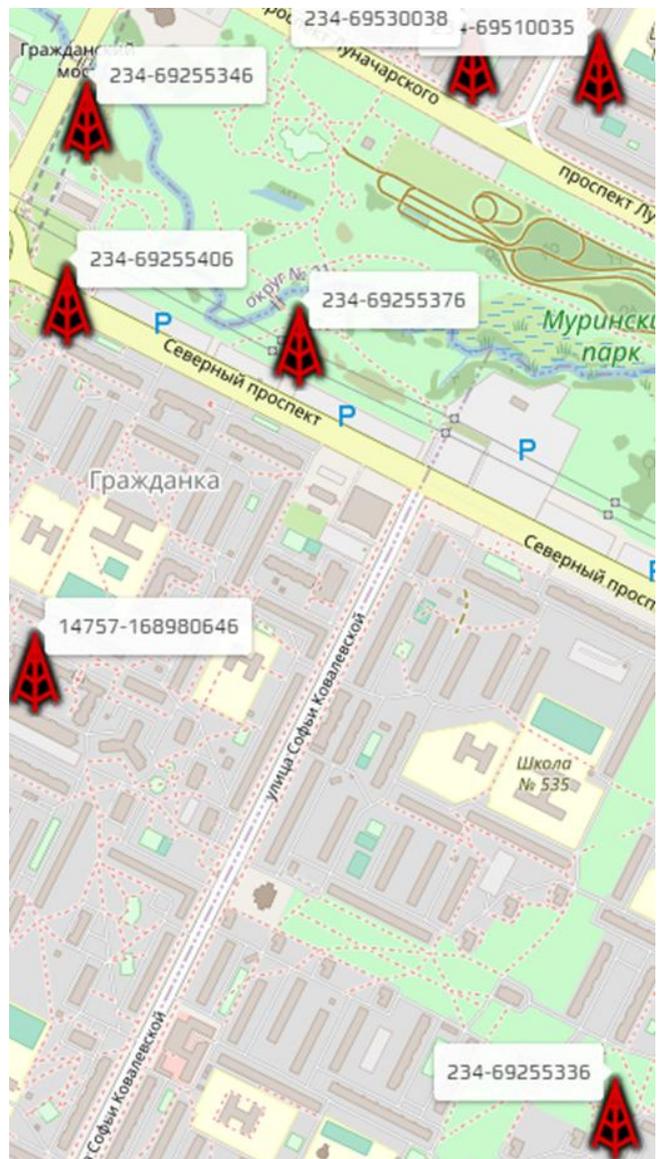


Рис. 3. Идентифицированные БС после смарт обработки по ESPRIT

## V. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Реализация смарт антенн по MUSIC подходит для любой конфигурации AP и позволяет при фиксированном числе антенн разделить большее число перекрывающихся по спектру сигналов, чем реализация на основе ESPRIT, однако требует точного задания АФР AP во всей области значений азимута и угла места. Недостатком реализации на основе MUSIC является большая вычислительная сложность, из-за численного поиска оценок направления прихода сигналов и расчета по ним весовых коэффициентов для выделения

полезного сигнала. Реализация на основе ESPRIT требует меньших вычислительных затрат, чем на основе MUSIC, реализуема в реальном времени и не чувствительна к амплитудной неидентичности трактов приема, не использует знание АФР AP и оценки направлений прихода сигналов для выделения полезного сигнала. Однако метод ESPRIT применим к ограниченному типу AP и требует большего числа антенн и каналов приема, чем MUSIC для оценивания и выделения полезного сигнала.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] Stevanovic I., Skrivervik A., Mosig J. R. Smart antenna systems for mobile communications. Final report. Ecole Polytechnique Federale de Lausanne, 2003. 120 p.
- [2] Roy R., Kailath T. ESPRIT – estimation of signal parameters via rotational invariance techniques // IEEE Trans. Acoustics, Speech and Signal Processing. 1989. Vol. ASSP-37. No. 7. P. 984–995.
- [3] Golub G.H., Pereyra A. The differentiation of pseudo-inverses and nonlinear least squares problems whose variables separate // SIAM J. Numer. Anal. 1973. Vol. 10. P. 413–432.
- [4] Шевченко М.Е. Алгоритмы совместного обнаружения и пеленгования на основе метода сигнальных подпространств. СПбГЭТУ «ЛЭТИ», 2013. 159 с.
- [5] Шевченко М.Е., Горовой А.В., Соловьев С.Н. Пространственная фильтрация перекрывающихся по спектру сигналов // Вопросы радиоэлектроники. 2019. № 12. С. 27–33. DOI 10.21778/2218-5453-2019-12-27-33

**WWW.ADMINC.ETU.RU**



**СПбГЭТУ «ЛЭТИ»**  
ПЕРВЫЙ ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКИЙ



**KEYSIGHT**  
TECHNOLOGIES



**акметрон**



КОМИТЕТ ПО НАУКЕ  
И ВЫСШЕЙ ШКОЛЕ



**IEEE**

197376, Санкт-Петербург, ул. Проф. Попова, 5,  
СПбГЭТУ «ЛЭТИ», Центр конференций  
+7 (812) 346-46-37 [irvc.eltech@mail.ru](mailto:irvc.eltech@mail.ru)  
[ADMINC.ETU.RU](http://ADMINC.ETU.RU)

