



ПУБЛИЧНОЕ АКЦИОНЕРНОЕ ОБЩЕСТВО
РАДИОФИЗИКА

Радиолокация и связь – перспективные технологии

*XXII Всероссийская молодежная научно-техническая конференция
(Москва, 05 декабря 2024 года)*

Сборник трудов конференции



Москва 2025

УДК 53: 519.2: 621: 681.5
ББК 22.3: 22.17: 32.96: 32.841: 34
Р 154

Р 154 Радиолокация и связь — перспективные технологии. XXII Всероссийская молодежная научно-техническая конференция, (Москва, 05 декабря 2024 г.) // Сборник трудов конференции — М.: Мир науки, 2025. — Режим доступа: <https://izd-mn.com/PDF/04MNNPK25.pdf> — Загл. с экрана.

ISBN 978-5-907891-96-8
DOI: 10.15862/04MNNPK25

На XXII Всероссийской молодежной научно-технической конференции «Радиолокация и связь — перспективные технологии» 05 декабря 2024 г. были представлены научные труды согласно секциям «Электродинамика и антенно-фидерные устройства» и «Теория и техника радиолокации и связи. Программы и программные комплексы реального времени» Председатель — д.т.н., проф., В.Е. Фарбер. В конференции приняли участие ведущие молодые ученые предприятий АО «Концерн ВКО «Алмаз-Антей», аспиранты и студенты технических вузов, представители научно-исследовательских и промышленных организаций радиоэлектронной отрасли страны.

ISBN 978-5-907891-96-8

© Коллектив авторов
© ПАО «Радиофизика», 2025 г.
© ООО Издательство «Мир науки», 2025 г.

Организаторы конференции:

Публичное акционерное общество «Радиофизика».

Автономная некоммерческая организация дополнительного профессионального образования «Научно-образовательный центр воздушно-космической обороны «Алмаз – Антей» им. академика В.П. Ефремова.

Федеральное государственное автономное образовательное учреждение высшего образования «Московский физико-технический институт (национальный исследовательский университет)».

Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего образования «Московский авиационный институт (национальный исследовательский университет)».

Программный комитет конференции

В.Е. Фарбер, ПАО «Радиофизика», МФТИ (НИУ) – председатель.

К.В. Брусов, АНО ДПО «НОЦ ВКО «Алмаз-Антей» – зам. председателя.

Е.Н. Попова, ПАО «Радиофизика».

С.П. Скобелев, ПАО «Радиофизика», МФТИ (НИУ).

А.М. Шитиков, ПАО «Радиофизика», МФТИ (НИУ).

Ю.В. Гончарова, ПАО «Радиофизика».

Н.С. Диняева, МАИ (НИУ), ПАО «Радиофизика».

М.В. Эйсымонт, ПАО «Радиофизика».

Д.А. Сударенко, ПАО «Радиофизика», МАИ (НИУ).

Организационный комитет конференции

Б.А. Левитан, ПАО «Радиофизика», МАИ (НИУ), МФТИ (НИУ) – председатель.

Ю.В. Гончарова, ПАО «Радиофизика» – зам. председателя.

В.В. Федоров, АНО ДПО «НОЦ ВКО «Алмаз-Антей» – зам. председателя.

А.Г. Цыза, ПАО «Радиофизика» – секретарь.

С.В. Иванов, ПАО «Радиофизика».

И.Б. Аникина, ПАО «Радиофизика».

Л.А. Малогулко, АНО ДПО «НОЦ ВКО «Алмаз-Антей».

Оглавление

М.В. Акимова, Ю.В. Ильюшкина, С.С. Симунова, М.А. Грибков Защита радиотехнических изделий от внешних воздействующих факторов.....	6
Н.А. Лешко, И.С. Ашурков, С.Ю. Салов, А.Ю. Чернов Дополнительный программный канал РЛС для обнаружения малоразмерных воздушных объектов.....	12
В.Р. Барсук Проектирование микрополоскового фильтра на подложке с анизотропией свойств	23
Г.А. Бенкалюк, В.В. Козлов Экспериментальное определение оптимальных напряжений смещения усилителя мощности по схеме Догерти	30
М.С. Виноградов, С.В. Елизаров Дифракция электромагнитных волн на острых кромках и способы ее минимизации	35
Л.А. Зинченко, В.В. Казаков, Е.С. Поляков, Н.С. Хорин, Н.А. Есаян Особенности моделирования процессов взаимодействия для различных частиц в пакете GEANT4 при его применении при проектировании экранов защиты аппаратуры.....	39
Д.А. Веденькин, Т.О. Гогоберидзе, В.И. Классен, Б.А. Левитан, Ю.Е. Седельников, С.А. Топчиев Летающий радиозонд для измерения электродинамических характеристик крупноапертурных фазированных антенных решеток	44
Н.А. Герасименко, П.А. Коротков, Н.Л. Селиванов Использование вибрационного гироскопа в системе наведения мобильной антенны	53
Н.А. Герасименко, П.А. Коротков, Н.Л. Селиванов Макет системы наведения связной мобильной антенны	56
Н.А. Герасименко, П.А. Коротков, Н.Л. Селиванов Макет поворотного устройства мобильной антенны	59
Е.А. Маменко, С.В. Харалгин Электродинамическое моделирование сверхширокополосной линзы Ротмана сверхвысокочастотного диапазона длин волн	61
Д.Н. Нигомедзянов, И.М. Сергеев, Н.Ю. Лобачёв Разработка макета двухзеркальной антенны в масштабе 1:16.....	66
О.Б. Олейников Применение метода вычисления межслойных напряжений в многослойных печатных платах антенных устройств	71
О.Р. Павлова, Ю.В. Кривошеев Септум-поляризаторы с увеличенной шириной перегородки	77
М.В. Савельев, Л.А. Зинченко Особенности моделирования антенн с динамическими характеристиками для адаптивного управления излучением в сетях связи	82
О.Е. Смирнов, В.И. Парликов Проектирование гибридных электромеханических микрополоскового и волноводного аттенуаторов	87
И.В. Соколова, Г.Ю. Короленков, М.Ю. Лунин Классификация нормативной документации различных видов стандартов в части электромагнитной совместимости.....	95
А.В. Хайхан, Ю.В. Кривошеев Оптимизация профиля рупорного излучателя с квадратной апертурой для получения высокого коэффициента используемой поверхности при малой длине	104
А.Е. Чагин, И.А. Прохин, Л.А. Зинченко Алгоритм оценки веса ребра модели сетей 4G/5G на основе когнитивного потокового анализа	109

Д.Е. Чертилин, С.В. Стариков, А.А. Сударенко Особенность применения SFP-модулей для передачи синхросигналов в ФАР	113
А.В. Шогунц, С.С. Симунова, А.С. Ванютин Повышение коррозионной стойкости сложнопрофилированных каналов охлаждения для радиолокационных систем, изготовленных методом диффузионной сварки	116
А.О. Яшенков Оценка дальности видимости целей для радиолокатора с цилиндрической антенной решеткой при воздействии помех	122

УДК 621.359.3

Акимова Марина Владимировна

АО «Научно-исследовательский институт приборостроения имени В.В. Тихомирова»
Россия, Московская область, Жуковский
E-mail: akimova.m@nio10.niip.ru

Ильюшкина Юлия Валериевна

АО «Научно-исследовательский институт приборостроения имени В.В. Тихомирова»
Россия, Московская область, Жуковский
E-mail: ilyushkina.yu@nio10.niip.ru

Симунова Светлана Сергеевна

АО «Научно-исследовательский институт приборостроения имени В.В. Тихомирова»
Россия, Московская область, Жуковский
Доктор технических наук, доцент
E-mail: simunova.s@nio10.niip.ru

Грибков Михаил Андреевич

АО «Государственный Рязанский приборный завод»
Россия, Рязань
E-mail: gribkov.m.a@grpz.ru

Защита радиотехнических изделий от внешних воздействующих факторов

Аннотация. В статье описаны технология нанесения лакокрасочных материалов методом электроосаждения, его преимущества и недостатки. Рассмотрена возможность применения новой водоразбавляемой лаковой композиции для защиты изделий от внешних воздействующих факторов (ВВФ). Получено покрытие. Проведен комплекс испытаний покрытия на образцах и радиотехнических изделиях.

Ключевые слова: электроосаждение; лаковая композиция; защита от ВВФ.

Современные радиотехнические системы и комплексы различного типа и назначения в качестве составной части включают устройства сверхвысокочастотного (СВЧ) диапазона, осуществляющие непосредственный контакт с внешними радиоканалами посредством антенных устройств. В качестве конструкционного материала для изготовления СВЧ-конструкций используются алюминий, медь и их сплавы. Однако низкая коррозионная стойкость этих материалов затрудняет их применение, вызывает большие потери металла при эксплуатации, в связи с чем изделия нуждаются в дополнительной высокоэффективной противокоррозионной защите. Необходимость этой защиты связана с резким возрастанием активных потерь в высокочастотных трактах при наличии коррозии, что обусловлено, во-первых, изменением микрогеометрии и микроструктуры поверхностного слоя, увеличением шероховатости токонесущих поверхностей, во-вторых, протеканием части СВЧ-токов непосредственно в коррозионном слое. Коррозионная стойкость СВЧ-конструкций определяется используемыми защитными материалами и покрытиями, выдерживающими неблагоприятное воздействие окружающей среды.

Одним из современных способов защиты от коррозии является нанесение водорастворимого лакокрасочного покрытия методом электроосаждения. Электроосаждение – это способ нанесения, заключающийся в осаждении лакокрасочного

материала в виде концентрированного осадка на поверхности изделия под воздействием постоянного электрического тока. Осаждение осуществляется в результате придания частицам лакокрасочного материала, находящегося в жидкой электропроводящей среде, электрического заряда, противоположного по знаку заряду покрываемого изделия.

Технологический процесс анодного электроосаждения заключается в следующем:

– изделие служит анодом, а катодом являются корпус ванны или погруженные в нее металлические пластины (рис.1);

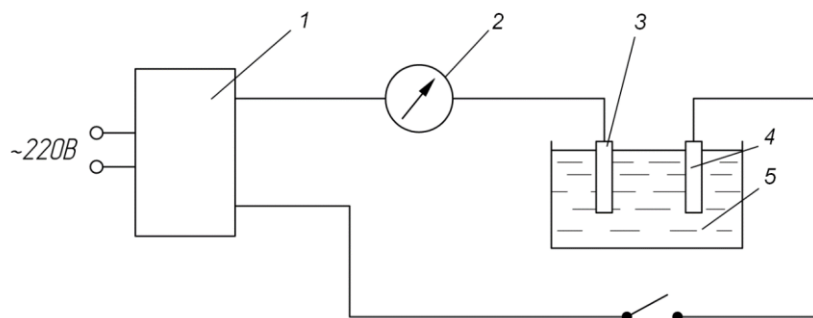


Рисунок 1. Схема установки для электрофоретического нанесения лакокрасочных материалов: 1 – источник постоянного тока; 2 – гальванометр; 3 – изделие; 4 – противозлектрод; 5 – ванна с лакокрасочным материалом

– при наложении постоянного тока происходит осаждение частиц пленкообразователя в тех местах изделия, где плотность тока больше. По мере роста толщины покрытия в этих местах и соответствующего роста его электрического сопротивления плотность тока на этих участках падает и соответственно замедляется и рост толщины покрытия, что не происходит на тех местах изделия, где вначале плотность тока была меньше.

Таким образом, даже на изделиях сложной конфигурации образуется равномерный по толщине слой покрытия. Осажденная пленка содержит 3-5% воды, не растворяется в среде и обладает высокой прочностью, не повреждаясь при дальнейшей струйной промывке. Обеспечивается равномерное покрытие во всех скрытых полостях изделий сложной конфигурации.

Окончательное формирование лакового покрытия происходит при повышенных температурах.

Способ электроосаждения лакокрасочных материалов позволяет покрывать изделия достаточно сложной конфигурации. Обеспечивает высокую адгезию пленки к поверхности изделия, исключает образование потеков, обусловленных стеканием лакокрасочного материала с вертикальных поверхностей как при окрашивании, например, окунанием или пневматическим распылением. Нанесение лакокрасочного покрытия методом электроосаждения производительнее, экономически и экологически выгоднее, по сравнению с другими методами, особенно при больших объемах окрасочных работ.

Несмотря на преимущества метода электроосаждения, для получения качественного покрытия требуется тщательный подбор водоразбавляемых лакокрасочных материалов, которые должны обладать рядом специфических свойств (электрическая проводимость водных растворов, электрическое сопротивление и др.). Кроме того, лакокрасочная композиция для электроосаждения должна обладать стабильностью – ее свойства не должны изменяться в процессе работы ванны и ее простаивания. Это в значительной мере зависит от

pH раствора, типа пленкообразователя и органического растворителя, а также некоторых добавок специального назначения [1].

До недавнего времени в радиотехнической отрасли для получения покрытий методом электроосаждения успешно применялись лаковые композиции на основе резидрола ВА-133 (производство Латвия) или лака КЧ-0125. На данный момент появилась острая необходимость в новых материалах отечественного производства для разработки электроосаждаемой водоразбавляемой лаковой композиции, на основе которой покрытия бы обладали свойствами, не хуже ранее применяемых.

По техническому заданию АО «НИИП имени В.В. Тихомирова» синтезирован новый материал с заданными свойствами как альтернативная замена резидрола ВА-133, для составления на его основе анафорезной водоразбавляемой лаковой композиции. Показатели смолы представлены в таблице 1.

Таблица 1

Показатели смолы

Наименование показателя	Значение	Метод испытания
Условная вязкость по вискозиметру типа ВЗ-246 (или ВЗ-4) с диаметром сопла 4 мм при температуре $(20,0 \pm 0,5)^\circ\text{C}$	173	ГОСТ 8420 – 2022 [2]
Массовая доля нелетучих веществ, %	64,8	ГОСТ 31939 – 2022 [3]
Кислотное число в пересчете на массовую долю нелетучих веществ, мг КОН	117,7	ГОСТ 23955 – 80 [4]

В АО «НИИП имени В.В. Тихомирова» составлена водоразбавляемая лаковая композиция на основе нового продукта (таблица 2).

Таблица 2

Состав композиции

№ п.п.	Наименование компонентов	Состав лака, масс. ч.
1	Смола 1 (с.о. 64,8 %)	15,8%
2	Смола 2 (с.о. $50 \pm 2\%$)	1,0%
3	Пентафталевый лак (с.о. $50 \pm 2\%$)	1,0%
4	Марганец сернокислый	0,029%
5	Триэтиламин	1,9%
6	Вода дистиллированная	до 100%

Сухой остаток равен 9,3%, pH = 8,3.

Технология нанесения покрытия отрабатывалась на пластинах из алюминиевых, медных и железных сплавов с различной гальванической подготовкой поверхности. Подготовленные образцы обезжиривали в растворе ОП-07 или ОП-10, наносили покрытие, подбирая оптимальное напряжение и время выдержки в ванне, далее следовала промывка в холодной проточной воде, выдержка на воздухе 30 мин и конвекционная сушка при температуре 140°C в течение 4 часов.

Внешний вид покрытия представлен на рисунке 2 а.

Лаковая пленка может наноситься на сложнопрофилированные поверхности (рис. 2 б, в) из любых металлов. Режимы нанесения (напряжение) определяются металлом или металлическим покрытием токонесущих поверхностей.

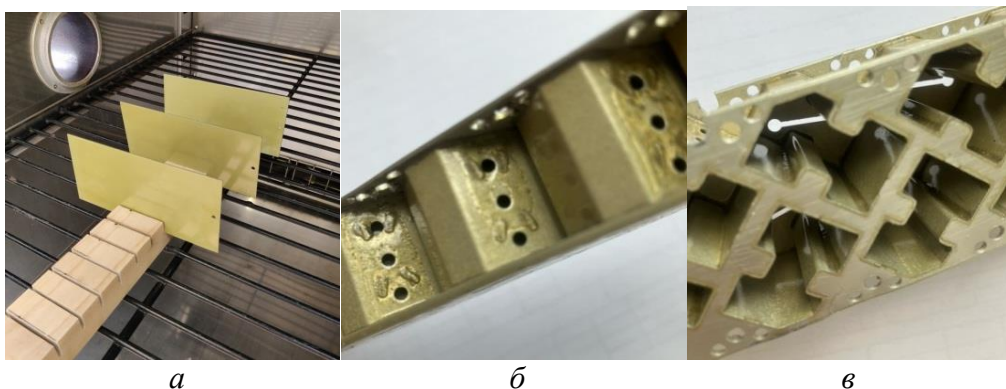


Рисунок 2. Внешний вид покрытия:

а – на металлических пластинах; б, в – на сложнопрофилированной поверхности

Дополнительно, покрытие может также служить грунтом под другие лакокрасочные материалы (рис.3).



Рисунок 3. Внешний вид покрытия эмалью ЭП-140 по лаку

Проведены испытания лаковой пленки по определению адгезии методом решетчатых надрезов [5], которая составила 1 балл, а также на стойкость к воздействию различных агрессивных жидкостей [6]: спирто-нефрасовой смеси (1:1), промывочной жидкости «Гидронол С10», кипящей дистиллированной воды, 15% раствора соляной кислоты и 50% раствора азотной кислоты. Покрытие выдержало испытания без изменения внешнего вида.

При испытании на стойкость к воздействию раствора NaOH (74 г/л) при температуре 70°C в статическом режиме, наблюдалось образование пузырей у острых кромок через 30 минут. Следовательно, покрытие не устойчиво к длительному воздействию щелочного раствора. Дальнейшие испытания продолжили в динамическом режиме с использованием щелочной охлаждающей жидкости (щелочность не менее 10 см³ и с pH = 10 – 14) ОЖ-65 «Лена» ТУ113-07-02 [7], представляющей собой водногликолевый раствор с антивспенивающими и антикоррозионными добавками.

На цилиндрические образцы из алюминиевого сплава в количестве 5 штук нанесли лаковое покрытие и установили их в систему реального рабочего места (рис. 4)



Рисунок 4. Система реального рабочего места

Внешний вид образцов оценивался визуальным осмотром после промывки проточной водой с периодичностью 1 раз в 10 месяцев.

По истечении 10 месяцев от начала испытания на острой кромке фаски образцов наблюдается незначительная деградация лакового покрытия без коррозии основного металла (рис.5).



Рисунок 5. Образец после воздействия ОЖ-65 «Лена»

После осмотра испытания продолжили.

Проверена возможность приклеивания к изделиям с новым покрытием ферритовых пластинок (рис.6).



Рисунок 6. Ферритовые пластинки на кремнийорганическом силиконовом клее

Исследована стабильность лаковой композиции в ванне. Для этого покрытие наносили на различные образцы периодичностью – 1 раз в неделю/месяц/3-4 месяца. Далее ванну законсервировали. Через год проведенный анализ лаковой композиции показал, что ванна пригодна к дальнейшему использованию при корректировке до оптимальных величин рН и сухого остатка.

Проведены ускоренные климатические испытания для особо жестких условий [8].

Дальнейшие испытания проводились на радиотехнических изделиях.

На базе АО «ГРПЗ» составлена ванна объемом 560 л новой водоразбавляемой композиции по рецептуре, отработанной АО «НИИП имени В.В. Тихомирова». Нанесено лаковое покрытие на радиотехнические изделия, разработанные в АО «НИИП имени В.В. Тихомирова» и выпускаемые в АО «ГРПЗ» с целью сравнительного анализа радиотехнических характеристик с покрытием на основе резидрола ВА-133, с учетом проведения механических и климатических испытаний.

Проведены климатические испытания изделий в соответствии с техническими условиями (ТУ) с замером радиотехнических характеристик (РТХ) до и после испытаний. По всем параметрам изделия соответствуют ТУ. Кроме того проведены ускоренные климатические испытания для особо жестких условий [8]: воздействие повышенной влаги доведено до 56 суток, соляного тумана до 7 суток, с последующим замером РТХ.

По результатам исследований можно сделать вывод о возможности применения разработанной лаковой композиции, наносимой методом электроосаждения, на сложнопрофилированные радиотехнические системы и комплексы различного типа и назначения для защиты от коррозии без изменения радиотехнических характеристик.

Литература

1. Лукомский Ю.Я., Горшков В.К. Гальванические и лакокрасочные покрытия на алюминии и его сплавах. – Л.: Химия, 1985. – 184 с., ил.
2. ГОСТ 8420 – 2022 Материалы лакокрасочные. Методы определения условной вязкости.
3. ГОСТ 31939 – 2022 Материалы лакокрасочные. Определение массовой доли нелетучих веществ
4. ГОСТ 23955 – 80 Материалы лакокрасочные. Методы определения кислотного числа.
5. ГОСТ 15140 – 78 Материалы лакокрасочные. Методы определения адгезии.
6. ГОСТ 9.403 – 2022 Единая система защиты от коррозии и старения (ЕСЗКС). Покрытия лакокрасочные. Методы испытаний на стойкость к статическому воздействию жидкостей.
7. ТУ 113-07-02-88 Жидкости охлаждающие низкотемпературные ОЖ К «Лена», ОЖ-40 «Лена», ОЖ-65 «Лена».
8. ГОСТ 16962.1-89 Изделия электротехнические. Методы испытаний на устойчивость к климатическим внешним воздействующим факторам.

УДК 621.396.69: 534.015

Лешко Николай Александрович

ФГКВОУ ВО «Ярославское высшее военное училище противовоздушной обороны»
Министерства обороны Российской Федерации
Россия, Ярославль
Доктор технических наук, профессор
E-mail: nikolai_zru@mail.ru

Ашурков Иван Сергеевич

ФГКВОУ ВО «Ярославское высшее военное училище противовоздушной обороны»
Министерства обороны Российской Федерации
Россия, Ярославль
Кандидат технических наук, доцент
E-mail: ivan_ashurkov1@mail.ru

Салов Сергей Юрьевич

ФГКВОУ ВО «Ярославское высшее военное училище противовоздушной обороны»
Министерства обороны Российской Федерации
Россия, Ярославль
E-mail: salov1985@yandex.ru

Чернов Андрей Юрьевич

ФГКВОУ ВО «Ярославское высшее военное училище противовоздушной обороны»
Министерства обороны Российской Федерации
Россия, Ярославль
Кандидат технических наук, доцент
E-mail: ach-yar@yandex.ru

Дополнительный программный канал РЛС для обнаружения малоразмерных воздушных объектов

Аннотация. Приведена структура дополнительного программного канала радиолокационной системы для решения задач обнаружения малоразмерных беспилотных летательных аппаратов с использованием методов многообзорной обработки радиолокационной информации на основе параметрических преобразований. Представлены результаты статистического эксперимента с данными телеметрии активной РЛС.

Ключевые слова: дополнительный программный канал; беспилотный летательный аппарат; порог обнаружения; параметрические преобразования.

Опыт войн и вооруженных конфликтов последних десятилетий показывает, что в настоящее время основную военную угрозу на тактическом театре военных действий представляют малоразмерные маневрирующие средства воздушного нападения (СВН), дальность применения которых составляет от 10 до 70 км. Под малоразмерными СВН будем понимать беспилотные летательные аппараты (БпЛА) ударного, разведывательно-ударного и разведывательного типа, скорость движения которых, как правило, составляет от 10 м/с и выше, а эффективная поверхность рассеяния (ЭПР) – 0.1 м² и менее.

Существует ряд факторов, усложняющих обнаружение БпЛА радиолокационными системами:

1. Потенциальный противник заблаговременно осуществляет разведку позиций радиолокационных средств и проводит оценку их потенциальных возможностей по обнаружению БПЛА [1, 2]. Это позволяет ему применять ударные БПЛА в обход зон обнаружения (поражения), а с помощью БПЛА разведывательного типа – вести разведку на границе зон, эффективно наводить средства поражения и вести доразведку пораженных объектов.

2. Анализ тактико-технических характеристик БПЛА показывает, что они способны изменять скоростной режим в достаточно широких пределах вплоть до нулевого.

3. По сравнению с аэродинамическими целями, траектории полета БПЛА «нетипичные» и значительно отличаются от известных («зависание», скачкообразное изменение параметров движения в горизонтальной и вертикальной плоскостях (скорости, ускорения) и т.д.). Это в свою очередь усложняет задачу их обнаружения и непрерывного сопровождения.

Средства разведки, которые должны обеспечивать стрельбовые РЛС боевой информацией о координатах воздушных целей, при работе по БПЛА с такой задачей справляются не в полной мере. Реализуемые дальности обнаружения БПЛА не позволяют командным пунктам (пунктам управления) группировок ПВО участвовать в процессе управления огнём подчинённых средств, снижая тем самым их потенциальные боевые возможности (рисунок 1).

Таким образом, возникает и требует разрешения противоречие в практике между необходимостью обнаружения в условиях низких значений отношения «сигнал-шум» БПЛА на требуемой дальности, обеспечивающей их уничтожение огневыми средствами, и ограниченными возможностями средств обеспечения разведки. Существующее противоречие создаёт угрозу срыва выполнения боевой задачи.

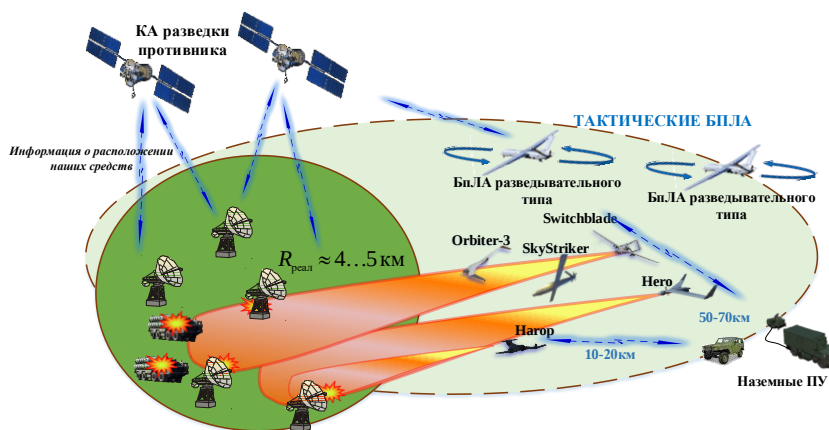


Рисунок 1. Система разведки (вариант)

Для повышения дальности обнаружения можно использовать различные способы: увеличение энергетических показателей РЛС; когерентное или некогерентное накопление сигнала; применение многообзорных методов обработки радиолокационной информации.

Увеличение энергетического потенциала РЛС зачастую приводит к увеличению массогабаритных размеров станции, увеличению времени развёртывания и существенному удорожанию станции.

Для осуществления когерентного накопления необходимо снижать время обзора РЛС до минимума ($T_{обз} = 1$ с), что не всегда возможно. Также при осуществлении когерентного

накопления на выигрыш сильно влияет вид флуктуаций амплитуд импульсов эхо-сигналов. При флуктуациях, соответствующих II и IV моделям Сверлинга, выигрыш когерентного накопления сводится к нулю. Некогерентное накопление обладает схожими недостатками, но существенно облегчает аппаратную часть РЛС, однако присутствуют потери, выигрыш по сравнению с когерентным накоплением снижается почти в 1,5 раза.

Другим направлением увеличения дальности обнаружения БПЛА активными радиолокационными станциями может быть использование в их составе дополнительного программного канала с реализацией многообзорной обработки [3–8], это обеспечит обнаружение малоразмерных БПЛА в условиях низких значений отношения сигнал-шум. Повышение дальности обнаружения БПЛА происходит в результате накопления энергии за несколько обзоров РЛС.

Энергетический выигрыш при внедрении дополнительного программного канала можно показать, например, путём установления зависимости дальности до цели от требуемого значения отношения сигнал-шум $q_{\text{треб}}$.

Анализ представленных зависимостей показывает (рисунок 2), что уменьшение требуемого значения отношения сигнал-шум на 3–5 дБ потенциально позволяет обеспечить выигрыш в дальности обнаружения маневрирующих малоразмерных БПЛА ($\sigma=0.01\dots0.1 \text{ м}^2$) при использовании в РЛС дополнительного программного канала обработки в среднем на 25%.

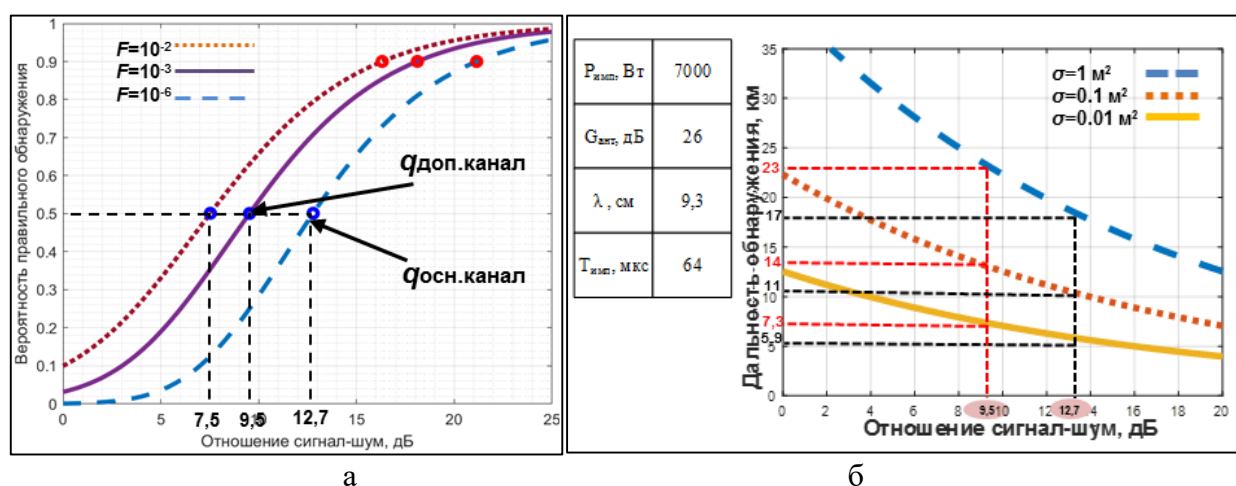


Рисунок 2. а) кривые обнаружения, б) зависимость отношения сигнал-шум от дальности обнаружения РЛС при различном значении ЭПР целей

Детализированное описание подхода. В настоящее время в активных РЛС для решения задачи обнаружения целей используется критерий Неймана-Пирсона, а котором условная вероятность ложной тревоги в одном элементе разрешения за один цикл обзора устанавливается в диапазоне от 10^{-7} до 10^{-5} . При такой вероятности ложной тревоги порог обнаружения является довольно высоким, что обеспечивает не более одного-двух ложных срабатываний во всех элементах разрешения РЛС за один или несколько циклов обзора в простой помеховой обстановке. Отношение сигнал-шум (ОСШ), которое требуется для обеспечения приемлемой вероятности правильного обнаружения, при таких вероятностях ложной тревоги является довольно высоким. Например, для значения вероятности правильного обнаружения 0,5 требуемое ОСШ составляет не менее 12,7 дБ. В случае

обнаружения малоразмерных БПЛА такое отношение энергии полезного сигнала к шуму на требуемых дальностях является недостижимым.

При использовании в системе первичной обработки РЛС только одного канала, сигналы, отраженные от цели и имеющие уровень ниже порога, будут пропущены. В то же время если параллельно основному каналу ввести дополнительный программный канал обработки с низким порогом (рисунок 3), в который попадут слабые сигналы, то с помощью накопления энергии за несколько обзоров можно реализовать обнаружение малоразмерных БПЛА.

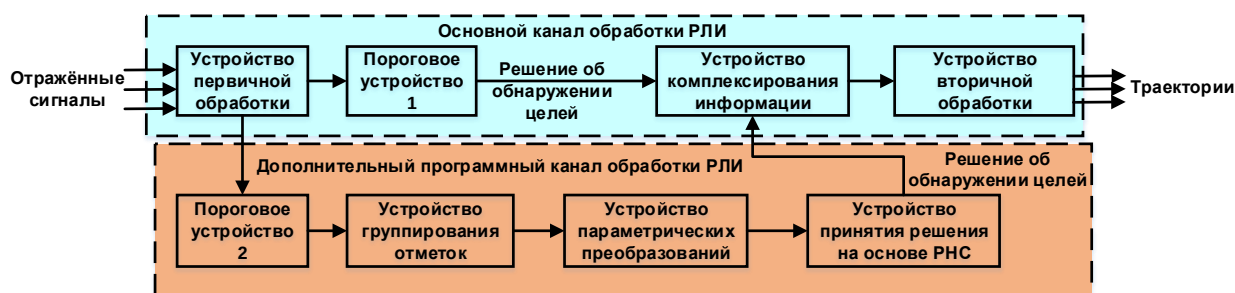


Рисунок 3. Структура системы первичной обработки радиолокационной информации РЛС с дополнительным программным каналом обработки РЛИ

В дополнительном канале уровень порога первичного обнаружения $q_{\text{пор}}$ при использовании многообзорных методов несколько понижается, при этом отношение сигнал-шум составляет порядка 7–12 дБ, что вызывает значительное увеличение числа превышений порога.

Выбор минимального значения порога в дополнительном канале обработки ограничен аномальными ошибками измерения координат, которые могут возникнуть при низких значениях отношения сигнал-шум.

Обработка в дополнительном канале осуществляется в два этапа. На первом этапе задается пониженный порог, что обеспечивает высокую вероятность правильного обнаружения, но увеличивает вероятность ложной тревоги. Например, для обеспечения требуемых значений показателей качества обнаружения таких же в основном канале ($F_{\text{треб}}=10^{-6}$, $D_{\text{треб}}=0.5$), ее значение составит $F_{\text{доп.канал}}=10^{-3}$, при этом отношение сигнал-шум в дополнительном канале потенциально должно составлять $q_{\text{доп.канал}}=9.5$ дБ.

На втором этапе для достижения требуемого значения условной вероятности ложной тревоги 10^{-6} сигналы от целей и помеховые сигналы, превысившие порог обнаружения, накапливаются в течение нескольких обзоров и сохраняются в запоминающем устройстве в виде массива отметок (1), соответствующих координатам дальности, азимута, угла места и времени обнаружения:

$$(\mathbf{P}_i)_n = \{R_{\text{отм}i}, \beta_{\text{отм}i}, \varepsilon_{\text{отм}i}, t_i\}_n, i = 1 \dots I, \quad (1)$$

где R – дальность до отметки (ложной либо истинной), $\beta_{\text{отм}}$, $\varepsilon_{\text{отм}}$ – азимут и угол места отметки соответственно, t – время обнаружения отметки, n – номер обзора РЛС, i – количество отметок, полученных на n -обзоре.

Далее координаты отметок сформированного массива преобразуются из сферической системы координат в прямоугольную:

$$(\mathbf{P}_i)_n = \{x_i, y_i, z_i, t_i\}_n. \quad (2)$$

С помощью применения плотностного алгоритма кластеризации данных в помехах *DBSCAN* (*Density-Based Spatial Clustering of Applications with Noise*) осуществляется предварительная обработка входного массива (группирование (разбиение на кластеры)) с целью снижения вычислительных затрат и исключения ложных отметок в устройстве группирования отметок (рисунок 4). В алгоритме *DBSCAN* устанавливается следующее правило включения отметок в группу (кластер):

$$(\mathbf{P}_i)_k = \left\{ X_i \in (\mathbf{P}_i)_n \cap \left((N(X_i) \geq (N_{\text{отм}})_{\min}) \cup (N(X_i) < (N_{\text{отм}})_{\min}) \right) \middle| X_i \in \forall A(X_j) \right\}, \quad (3)$$

где $(\mathbf{P}_i)_k$ – сформированная k -ая группа отметок; $(\mathbf{P}_i)_n$ – входной массив отметок; $N(X_i)$ – плотность в области отметки X_i , $A(X_j)$ – группа с центром в отметки X_j ; $(N_{\text{отм}})_{\min}$ – минимальное количество отметок в k -ой группе.

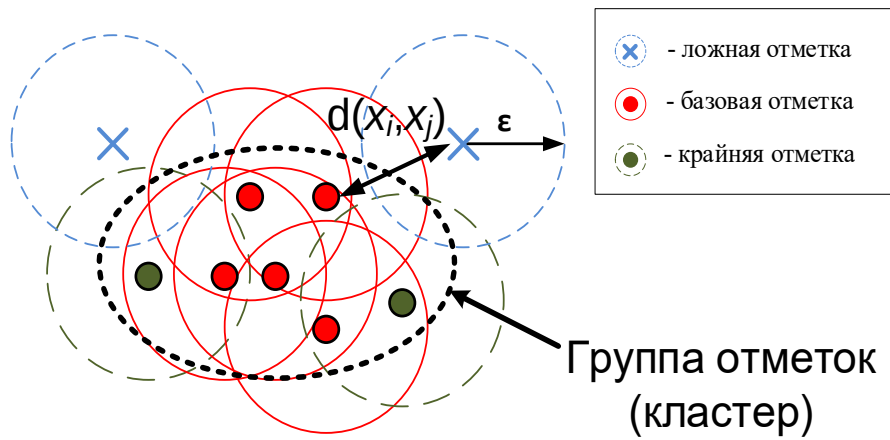


Рисунок 4. Порядок формирования группы отметок (кластера)

Плотность в области отметки рассчитывается согласно выражению (4)

$$N(X_i) = N \{ X_j \in D \mid d(X_i, X_j) \leq \varepsilon \}, \quad (4)$$

где D – группа (кластер), $d(X_i, X_j)$ – евклидово расстояние между отметками X_i и X_j , ε – гиперпараметр плотностного алгоритма, $\varepsilon = v_{\max} T_0 (N_{\text{отм}})_{\min}$, $v_{\max}$ – максимальная скорость цели, T_0 – период обзора РЛС.

Минимальное количество отметок в группе $(N_{\text{отм}})_{\min}$ определяется как

$$3 < (N_{\text{отм}})_{\min} \leq N_{\text{обз}} - 1, \quad (5)$$

где $N_{\text{обз}}$ – количество обзоров за время накопления.

Ложные отметки исключаются по правилу (6)

$$(\mathbf{P}_{\text{ило}})_n = \left\{ X_j \in (\mathbf{P}_i)_n \cap \left((N(X_j) < (N_{\text{отм}})_{\min}) \right) \middle| X_j \notin \forall A(X_j) \right\}, \quad (6)$$

где $(\mathbf{P}_{\text{ило}})_n$ – массив, содержащий ложные отметки.

В результате после применения алгоритма *DBSCAN* формируется массив, включающий в себя несколько групп отметок (рисунок 5)

$$(\mathbf{P}_i)_k = \{x_i, y_i, z_i, t_i\}_k^T, k = 1 \dots K, \quad (7)$$

где k – номер группы (кластера).

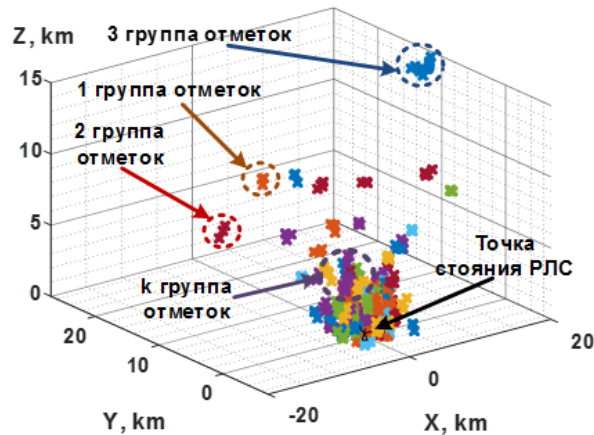


Рисунок 5. Группы отметок (кластеры) после применения алгоритма DBSCAN

После предварительной обработки входного массива отметки в каждой группе подвергаются параметрическим преобразованиям Хафа и Радона (ППХ и Р), целью которых является выявление геометрических закономерностей в массиве отметок, характерных для движущихся по различным траекториям целей. Так как в течение времени накопления цель движется, то решение об обнаружении нельзя принять, не учитывая траекторию цели за это время. В результате применения ППХ и Р формируются отметки, принадлежащие прямым и кривым сегментам траектории. Отметки прямолинейно движущихся воздушных объектов, полученные в нескольких периодах обзора, будут выстраиваться вдоль прямой последовательно друг за другом от обзора к обзору. Отметки от маневрирующих целей будут выстраиваться вдоль кривой линии последовательно друг за другом от обзора к обзору. Ложные отметки помех появляются случайно в разных элементах разрешения.

В каждом обнаруженном сегменте траектории количество отметок сравнивается с числом отметок, необходимых для принятия решения об обнаружении по критерию « m из n_1 (n_2)», где n_1 – количество отметок вдоль прямой (порог обнаружения прямолинейных сегментов траектории), n_2 – количество отметок вдоль кривой (порог обнаружения криволинейных сегментов траектории).

Затем отметки, принадлежащие различным обнаруженным сегментам, объединяются в единый массив. Из этого массива формируется набор вероятных траекторий цели за время накопления (рисунок 6)

$$(\mathbf{P}_{\text{тр}})_m = \{x_i, y_i, z_i, t_i\}_m, m = 1 \dots N_{\text{тр}}, \quad (8)$$

где $N_{\text{тр}}$ – количество траекторий в группе (кластере), с учётом пространственно-временных параметров (времени обнаружения, скорости и ускорения изменения координат отметок траектории).

$$R_i \leq R_{\text{доп}}, v_i = \frac{s_{i+1} - s_i}{t_{i+1} - t_i} \leq v_{\text{доп}}, a_i = \frac{v_{i+1} - v_i}{t_{i+2} - t_i} \leq a_{\text{доп}}, \quad (9)$$

где R – расстояние между i и $i+1$ координатой; v , a – скорость и ускорение изменения координаты; $R_{\text{доп}}$, $v_{\text{доп}}$, $a_{\text{доп}}$ – допустимые значения координат и параметров, определяются в зависимости от тактико-технических характеристик цели.

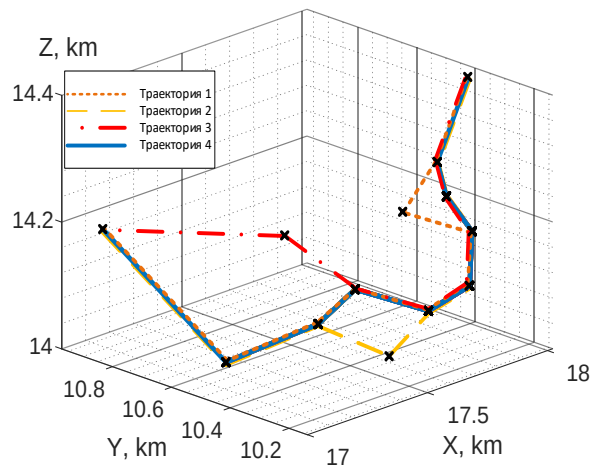


Рисунок 6. Набор вероятных траекторий в k -ой группе

Результатом объединения могут быть как истинные, так и ложные траектории. Для выбора отметок, лежащих вдоль истинной (наиболее вероятной) траектории, используется рекуррентная нейронная сеть (РНС) (рисунок 7). Главным преимуществом РНС является меньший размер сети, необходимый для обучения процессам, изменяющимся во времени, по сравнению с многослойным персептроном. Использование РНС позволяет обеспечить адаптивность запоминания предыдущих входных событий по времени и находить наилучший вариант.

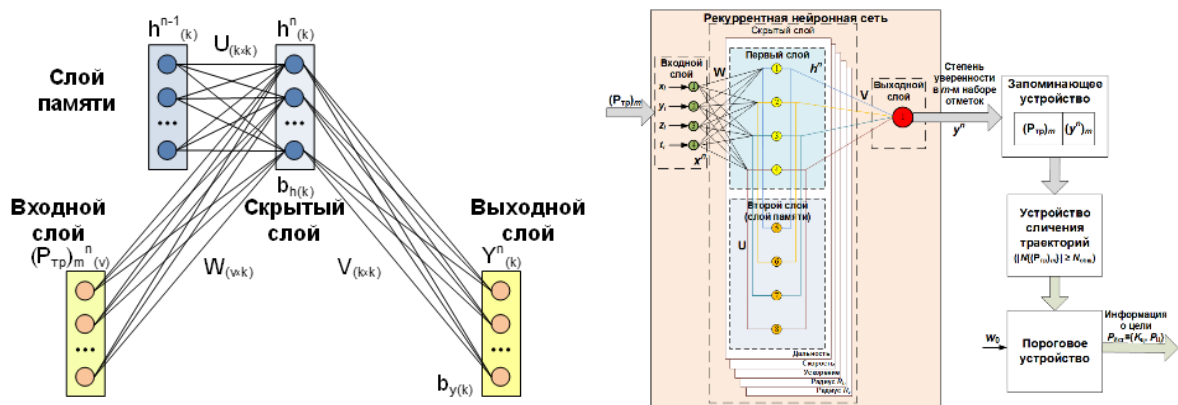


Рисунок 7. Структурная схема рекуррентной нейронной сети и модель решающего устройства с РНС

Скрытый и выходной слой описываются следующими выражениями

$$\begin{aligned} h^n &= \varphi[\mathbf{W}x^n + \mathbf{U}h^{n-1} + b_h] \\ y^n &= \varphi[\mathbf{V}h_n + b_y] \end{aligned} \quad (10)$$

где y_n – выход РНС ($0 < y < 1$), h_n – выход со скрытого слоя, n – номер нейрона, b_h , b_y – смещение, $\mathbf{W}$, $\mathbf{V}$, $\mathbf{U}$ – матрицы весов между соответствующими слоями, φ – функция активация нейрона («сигмоида»).

Принятие решения об обнаружении цели в РНС принимается в случае, если набор отметок на её выходе превышает установленный порог

$$\mathbf{P}_{\text{ист}} = \arg \max \left(\left(y^n \right)_m \right) \left(y^n \right)_m \geq w_0, \quad (11)$$

где $(y^n)^m$ – значение веса, присвоенного РНС m -ому набору отметок; w_0 – порог.

Одновременно с выбором набора отметок (траектории) принимается решение об обнаружении цели.

Отличительной особенностью дополнительного канала обработки является то, что решение об обнаружении цели принимается не на этапе первичной обработки, а после накопления отметок, полученных при пониженном пороге, вдоль траектории её движения.

Оценка показателей обнаружения. Качество процесса обнаружения целей характеризуется вероятностями правильного обнаружения и ложных тревог. По результатам оценки показателей качества основного и дополнительного каналов обработки РЛС следует (рисунок 2), что вероятность $D=0.5$ правильного обнаружения для дополнительного канала обеспечивается, если отношение сигнал-шум составляет $q=9,5$ дБ при $F_{\text{лт}}=10^{-3}$, а для основного – $q=12,7$ дБ при $F_{\text{лт}}=10^{-6}$. Таким образом, энергетический выигрыш может достигать порядка 3 дБ.

По-другому интерпретировать указанный энергетический выигрыш можно, например, путём установления зависимости порогового значения отношения сигнал-шум $q_{\text{пор}}$ от дальности до цели (рисунок 8).

Выражение для расчёта $q_{\text{пор}}$ имеет следующий вид:

$$q_{\text{пор}} = \frac{P_{\text{имп}} \cdot \tau_{\text{имп}} \cdot G^2 \cdot \lambda^2 \cdot \sigma}{(4\pi)^3 \cdot k \cdot T_s \cdot R^4 \cdot L}, \quad (12)$$

где R – максимальная дальность обнаружения РЛС, м; $P_{\text{имп}}$ – импульсная мощность зондирующего сигнала, Вт; $N_0=k \cdot T_s$ – спектральная плотность собственных шумов радиоприёмного устройства, выраженная через постоянную Больцмана $k_6=1,38 \cdot 10^{-23}$ Дж/К и шумовую температуру T_s , К; λ – длина волны зондирующего сигнала, м; $\tau_{\text{имп}}$ – длительность зондирующего сигнала, с; L – суммарные потери в радиоприёмном устройстве; G – коэффициент усиления антенны РЛС; σ – эффективная поверхность рассеяния цели, м^2 .

Для оценки зависимости $R(q_{\text{пор}})$ были использованы следующие тактико-технические характеристики РЛС: импульсная (пиковая) мощность $P_{\text{имп}}=700$ Вт, длительность импульса $\tau_{\text{имп}}=64$ мкс, коэффициент усиления антенны $G=26$ дБ, длина волны $\lambda=10$ см, ЭПР цели $\sigma=0.1 \text{ м}^2$.

Анализ представленной зависимости показал, что уменьшение порогового значения отношения сигнал-шум на 3 дБ потенциально позволяет обеспечить выигрыш в дальности обнаружения маневрирующих малоразмерных БПЛА ($\sigma=0.1 \text{ м}^2$).

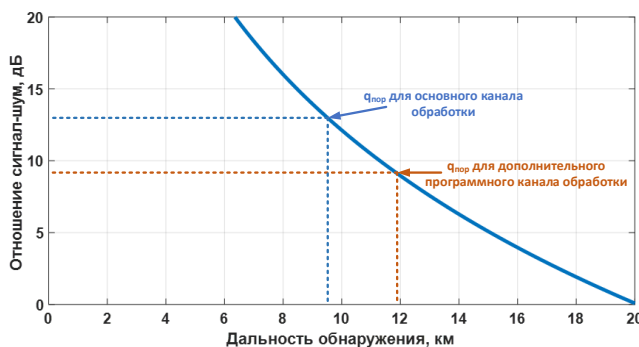


Рисунок 8. Зависимость порогового значения отношения сигнал-шум от дальности до цели

Это подтверждается результатами статистического эксперимента. Цель эксперимента – проведение сравнительного анализа показателей качества в основном и дополнительном программном каналах обнаружения целей по данным телеметрии (результатам первичной обработки) радиолокационной станции-обзора воздушного пространства (РЛС-ОВП, ЦКБА г. Тула).

Схема проведения эксперимента представлена на рисунке 9.

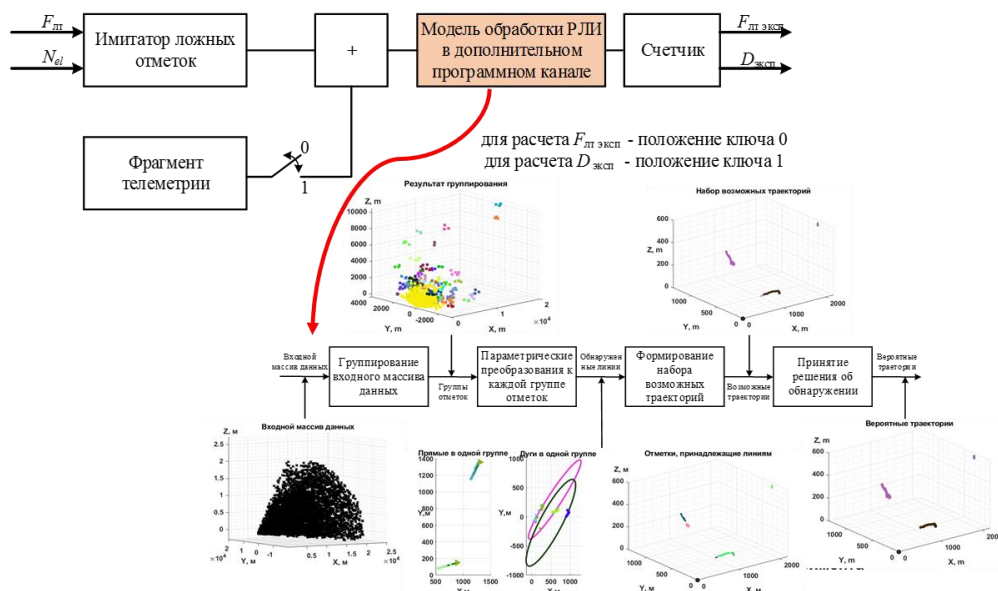


Рисунок 9. Схема проведения эксперимента

В качестве исходных данных использованы записи телеметрии РЛС-ОВП, которая содержат результаты облёта БПЛА вертолетного типа с ЭПР порядка 0.01 м^2 .

Для проверки возможности обнаружения указанных БПЛА на исходные данные, содержащие отметки их траекторий, накладывался шум для имитации низких значений отношения сигнал-шум. Результаты стандартной первичной обработки РЛС-ОВП зашумленной смеси с пониженным пороговым значением отношения сигнал-шум $q^*=9.5 \text{ дБ}$ обеспечивают вероятность правильного обнаружения $D=0.5$, но при этом ухудшается условная вероятность ложной тревоги с 10^{-7} до 10^{-3} .

По результатам проведения эксперимента получены следующие значения показателей качества обнаружения: вероятность правильного обнаружения $D_{\text{эсп}}=0.81$ и ложной тревоги $F_{\text{лт_эсп}}=1.52 \cdot 10^{-7}$. Эти значения показателей обеспечиваются за счёт обработки радиолокационной информации, полученной за 10 обзоров РЛС-ОВП при пониженном пороге обнаружения $q^*=9.5 \text{ дБ}$. При оценке экспериментальных показателей качества обнаружения [9, 10]: вероятности ложной тревоги $F_{\text{лт_эсп}}$ – факт ложного обнаружения цели устанавливался в случае обнаружения набора отметок, соответствующих несуществующей (ложной) траектории; вероятности правильного обнаружения $D_{\text{эсп}}$ – факт правильного обнаружения цели устанавливался в случае обнаружения набора отметок, соответствующего эталонной (истинной) траектории.

В основном канале РЛС-ОВП дальность обнаружения цели с ЭПР $= 0.01 \text{ м}^2$ составляет $R_{\text{осн}} = 5.3 \text{ км}$. По результатам эксперимента дальность обнаружения РЛС-ОВП такой же цели в дополнительном программном канале будет равна $R_{\text{доп}}=6.55 \text{ км}$. Выигрыш в дальности составил порядка 24%.

Результаты эксперимента демонстрируют возможность обнаружения малоразмерных целей в условиях низких значений отношения сигнал-шум. Одним из возможных путей реализации дополнительного канала обработки радиолокационной информации является его внедрение в аппаратно-программную часть современных РЛС на программном уровне.

Исходя из вышесказанного, можно сформировать требования к РЛС с дополнительным программным каналом обработки РЛИ, к которым относятся:

1. Структура основного канала первичной обработки остается неизменной.
2. Обнаружение целей в дополнительном канале обеспечивается с показателями качества не хуже, чем в основном.
3. Дополнительный канал обработки реализуется в составе РЛС на программном уровне.
4. В дополнительном канале обеспечивается накопление радиолокационной информации за несколько обзоров при значениях отношения сигнал-шум – 7...12 дБ.
5. В РЛС осуществляется комплексирование (отождествление) отметок в устройстве вторичной обработки с выходов основного и дополнительных каналов.

Таким образом, внедрение в состав активных РЛС дополнительного программного канала обработки обеспечит повышение вероятности обнаружения маневрирующих малоразмерных БПЛА и увеличение дальности их обнаружения в среднем на 10–25% в условиях низких значений отношения сигнал-шум за счет применения многообзорных методов обработки радиолокационной информации.

Литература

1. Гарнов И. Почему украинские дроны прорываются в наши тылы. [Электронный ресурс] – URL: <https://zvezdaweekly.ru.turbopages.org/turbo/zvezdaweekly.ru/s/news/2023313180-BGzyc.html>. (дата обращения 10.11.2024 г.).
2. Макаренко С.И. Противодействие беспилотным летательным аппаратам. Монография. – СПб.: Научно-технические технологии. 2020. – 204 с.
3. Ашурков И.С., Лешко Н.А., Грачев А.Н., Кадыков А.В., Кротов Д.С. Способ обнаружения малоразмерных целей с использованием параметрических преобразований в условиях низких значений отношения сигнал-шум // Успехи современной радиоэлектроники. 2024. Т. 78. №9. – С. 27–33.
4. Житков С.А., Ашурков И.С., Лешко Н.А., Захаров И.Н., Сахно И.В., Мороз А.В. Имитационная модель процесса обнаружения аэродинамических целей на основе параметрических преобразований в многопозиционной локационной системе // Успехи современной радиоэлектроники. 2020. Т. 74. №12. – С.32 – 44.
5. Житков С.А., Лешко Н.А., Ашурков И.С., Захаров И.Н., Цыбульник А.Н. Комплексный обнаружитель прямолинейной траектории воздушного объекта в пространстве с использованием преобразования Хафа. Патент России №2732916. 2020. МПК G01S 7/41 (2006.01), G01S 13/04 (2006.01).
6. Лешко Н.А., Ашурков И.С., Кадыков А.В., Житков С.А., Захаров И.Н., Цыбульник А.Н. Комплексный обнаружитель криволинейных траекторий воздушных объектов с использованием параметрических преобразований. Патент России №2776417, МПК G01S 7/41 (2006.01), G01S 13/04 (2006.01), заявл. 22.11.2021 г.; опубл. 19.07.2022 г.
7. Лешко Н.А., Ашурков И.С., Кадыков А.В., Халилов Э.В., Салов С.Ю. Способ обнаружения маневрирующих малоразмерных воздушных объектов с использованием

параметрических преобразований и устройство для его реализации. Патент России №2806448, МПК G01S 7/41 (2006.01), G01S 13/04 (2006.01), заявл. 15.03.2023 г.; опубл. 28.10.2023 г.

8. Ширман Я.Д. Радиолокационные системы: основы построения и теория. – М.: Радиотехника. 2007. – 806 с.
9. Лаврентьев А.В., Пискунов А.В. Основы компьютерного проектирования и моделирования радиоэлектронных систем. Моделирование компонентов радиоэлектронных систем различного уровня сложности средствами пакетов прикладных программ Matlab и MathCAD: Учебное пособие. – Ярославль: Филиал ВКА им. А.Ф. Можайского (г. Ярославль). 2013. – 136 с.
10. Виноградов А.П. Основы обработки радиолокационной информации. Часть III. Третьичная обработка радиолокационной информации. Статистическое моделирование процесса обработки РЛИ. – СПб.: Филиал ВУ ПВО. Санкт-Петербург. 2002. – 213 с.

Барсук Владимир Ромуальдович
АО «ИЭМЗ «Купол»
Россия, Москва
E-mail: barsukv@inbox.ru

Проектирование микрополоскового фильтра на подложке с анизотропией свойств

Аннотация. Была поставлена задача рассмотрения возможности перевода серийно выпускаемых микрополосковых плат с подложек из поликристаллического корунда ВК-100 на подложки из других материалов. В качестве потенциального материала был выбран монокристаллический синтетический корунд (сапфир) компании АО «Монокристалл», поскольку диэлектрическая проницаемость сапфира (то есть коэффициент, во сколько раз замедляется электромагнитная волна в материале) близка к диэлектрической проницаемости поликора. Но основной особенностью сапфира является то, что его диэлектрическая проницаемость анизотропна (то есть зависит от направления распространения волны) и зависит от метода обработки кристалла. С данной особенностью связана необходимость проведения работы, поскольку в расчетах фильтров, приведенных в литературе, диэлектрическая проницаемость берется изотропной.

Ключевые слова: фильтр; СВЧ; звенья; микрополосковые линии.

От предприятия АО «Монокристалл» были получены ТУ на сапфировые подложки. В зависимости от технологии изготовления на предприятии выделяют 4 типа подложек, смотреть таблицу 1.

Сильнее всего проявляется анизотропия диэлектрической проницаемости у подложек первого типа, поэтому расчет и моделирование будем проводить для них.

Сильнее всего несоответствие диэлектрической проницаемости проявляется в высокочастотных фильтрах, поскольку даже незначительное несоответствие реальной и расчетной диэлектрической проницаемости приводит к уходу резонансной частоты за пределы нужной полосы частот.

Таблица 1

Диэлектрическая проницаемость подложек из сапфира по ТУ 2670-020-88190310-2023

Диэлектрическая проницаемость, ϵ	В направлении нормально рабочей поверхности	В направлении нормально короткой стороне	В направлении нормально длинной стороне	
	9,38±0,05	10,95±0,05	10,95±0,05	Тип 01
	10,02±0,05	9,95±0,05	10,95±0,05	Тип 02
	10,95±0,05	9,95±0,05	9,95±0,05	Тип 03
	9,7±0,05	10,95±0,05	10,02±0,05	Тип 04

Синим цветом выделена диэлектрическая проницаемость ε , с которой будут проводиться расчёты.

имеются следующие исходные данные:

Нижняя частота – 745 МГц;

Верхняя частота – 755 МГц;

Полоса частот – 10 МГц;

Диэлектрическая проницаемость нормально к подложке – 9,38;

Волновое сопротивление микрополосковой линии – 50 Ом.

Расчёт относительной полосы пропускания реального фильтра:

$$\Pi_{\text{П.Р}}^{\%} = 1,2 \frac{\Pi_{\text{П}}}{f_{\text{ср}}} 100\% = \frac{1,2 \cdot 10}{750} 100\% = 1,6\%. \quad (1)$$

Расчёт относительной полосы заграждения:

$$\Pi_3^{\%} = 0,9 \frac{\Pi_3}{f_{\text{ср}}} 100\% = \frac{0,9 \cdot 90}{750} 100\% = 10,8\%. \quad (2)$$

Из таблицы 2 определяем, что пятизвенный фильтр с реальной полосой пропускания $\Pi_{\text{П.Р}}^{\%} = 2,37\%$ по уровню $\Delta L_{\text{П}} = 3$ дБ может обеспечить затухание $\Delta L_3 = 30$ дБ в полосе $\Pi_3^{\%} = 5\%$.

Таблица 2

Основные электрические параметры фильтров с чебышевской АЧХ при числе резонаторов (звеньев) $n=3, 5$ и 7

Число звеньев n	$\Pi_{\text{П.Р}}^{\%}$ ($\Delta L_{\text{П}}=0,1$ дБ)	$\Pi_{\text{П.Р.р}}^{\%}$ ($\Delta L_{\text{П}}=0,5$ дБ)	$\Pi_{\text{П.Р.р}}^{\%}$ ($\Delta L_{\text{П}}=3$ дБ)	L_0 , дБ	$\Pi_3^{\%}$ ($\Delta L_3=30$ дБ)	$\Pi_3^{\%}$ ($\Delta L_3=50$ дБ)
3	2.5	1.85	3.28	2.8	10	26
	5.0	4.55	6.74	1.4	22	60
	7.5	7.65	10.2	1.0	33	–
	10.0	10.3	13.7	0.76	46	–
	12.5	13.0	17.1	0.64	60	–
	15.0	15.7	20.3	0.56	74	–
	17.5	18.55	23.8	0.48	94	–
	20.0	21.2	27.0	0.4	–	–
5	2.5	1.22	2.37	6.08	5	7
	5.0	3.1	5.2	3.08	9	15
	7.5	5.36	8.05	2.08	15	23
	10.0	7.75	10.95	1.6	20	32
	12.5	10.55	13.9	1.32	25	40
	15.0	13.2	16.6	1.08	30	51
	17.5	16.0	19.5	0.96	36	61
	20.0	18.8	22.4	0.84	42	72
7	2.5	0.88	1.95	9.48	3	5
	5.0	2.4	4.55	4.8	7	9
	7.5	4.26	7.26	3.24	11	14
	10.0	6.5	10.05	2.48	15	20
	12.5	8.75	12.75	2.00	19	25
	15.0	11.0	15.55	1.68	22	30
	17.5	13.6	18.2	1.44	26	35
	20.0	14.5	20.9	1.28	31	42

Этим значениям соответствует полоса пропускания идеального фильтра (без потерь) $\Pi_{\text{П.ТЕОР}}^{\%} = 2,5\%$, которая является исходным параметром для определения геометрических размеров резонаторов.

Затухание в полосе пропускания фильтра из-за потерь $L_0 = 6,08$ дБ.

Для этого вычисляются

$$\lambda_0 = \frac{v}{f_{cp}} = \frac{3 \cdot 10^8}{749,983 \cdot 10^6} = 39,97 \text{ см} \quad (3)$$

- длина волны в свободном пространстве;

$$\frac{b}{h} \approx \frac{314}{\rho \sqrt{\epsilon_r}} - 1 = \frac{314}{50 \sqrt{9,38}} - 1 \cong 1 \quad (4)$$

- относительная ширина микрополосковой линии;

$$\epsilon_{\text{эф}} = \frac{1}{2} \left(\epsilon_r + 1 + \frac{\epsilon_r - 1}{\sqrt{1 + 10h/b}} \right) = 6,453 \quad (5)$$

- эффективная диэлектрическая проницаемость.

В результате длина четвертьволнового отрезка линии на подложке

$$l = \frac{\lambda_0}{4 \cdot \sqrt{\epsilon_{\text{эф}}}} = \frac{399,7}{4 \sqrt{6,453}} = 39,34 \text{ мм.} \quad (6)$$

Из рисунка 1 при $\frac{b}{h} \approx 1$

$$\frac{\Delta l}{h} = 0,32. \quad (7)$$

Абсолютная величина укорочения Δl при высоте (толщине) подложки $h = 0,5$ мм по формуле (7) будет $\Delta l = \frac{\Delta l}{h} \cdot h = 0,16$ мм. Длина отрезков связи после укорочения

$$l_0 = l - \Delta l = 39,338 - 0,16 \approx 39,18 \text{ мм.} \quad (8)$$

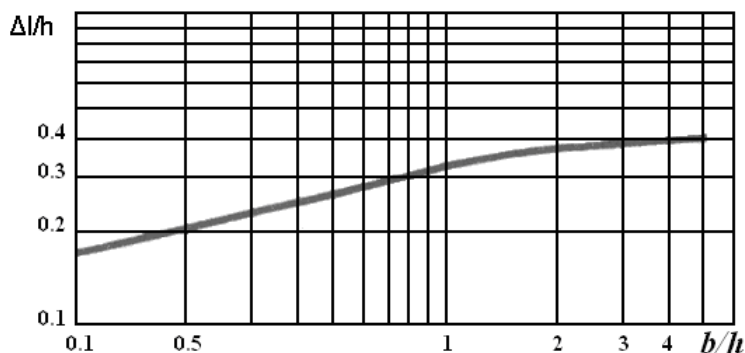


Рисунок 1. График относительного укорочения резонаторов

По таблице определяются относительные геометрические размеры резонаторов [1] при $n = 5$ и $\Pi_{\text{П.ТЕОР}}^{\%} = 2,5\%$:

$$\frac{b_1}{h} = \frac{b_6}{h} = 0,94; \quad \frac{b_2}{h} = \frac{b_5}{h} = 1,04; \quad \frac{b_3}{h} = \frac{b_4}{h} = 1,05;$$

$$\frac{s_1}{h} = \frac{s_6}{h} = 0,69; \quad \frac{s_2}{h} = \frac{s_5}{h} = 2,52; \quad \frac{s_3}{h} = \frac{s_4}{h} = 2,7.$$

При высоте (толщине) подложки $h = 0,5$ мм размеры ширины отрезков линий резонаторов и зазоров между ними будут

$$b_1 = b_6 = 0,47 \text{ мм}; \quad b_2 = b_5 = 0,52 \text{ мм}; \quad b_3 = b_4 = 0,525 \text{ мм}; \\ S_1 = S_6 = 0,345 \text{ мм}; \quad S_2 = S_5 = 1,26 \text{ мм}; \quad S_3 = S_4 = 1,35 \text{ мм}.$$

Эскиз пятизвенного фильтра представлен на рисунке 2. Для сокращения продольного размера фильтра его полуволновые линии изогнуты так, чтобы четвертьволновые отрезки были связаны с другими линиями, расположенными параллельно. Несвязанные линии находятся на расстоянии $3h$ друг от друга.

Размеры фильтра:

$$l_0 = 38,7 \text{ мм}; \\ b_{\Sigma} = 4b_1 + 4b_2 + 4b_3 + \\ 2S_1 + 2S_2 + 2S_3 + 5 \cdot 3h. \quad (9) \\ b_{\Sigma} = 19,47 \text{ мм}.$$

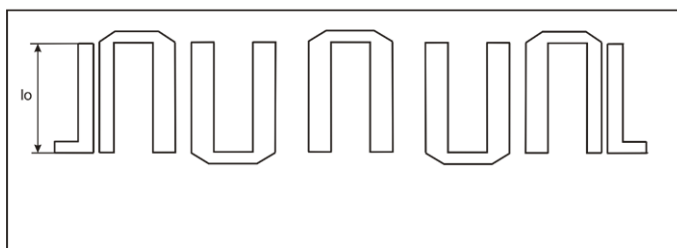


Рисунок 2. Топология фильтра промежуточной частоты

В программе CST Studio модуле Schematic можно создавать модели, разбивая их структуру на базовые блоки. Разделение структуры дает возможность настраивать ее компоненты по отдельности и быстрее рассчитывать общие результаты, что также позволяет значительно быстрее проводить оптимизацию фильтра. Каждый блок на схеме задается своим набором параметров.

Структура фильтра, созданная в модуле Schematic, представлена на рисунке 3.

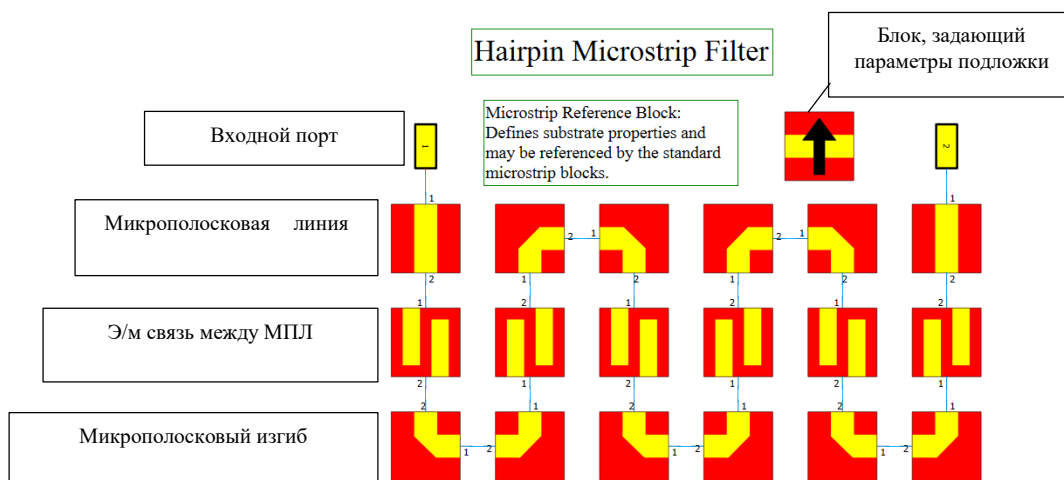


Рисунок 3. Структура фильтра, созданная в модуле Schematic

Проверим соответствие проведенных расчетов и моделирования в программе и выведем результаты на рисунке 4. Можно наблюдать точное совпадение центральной

резонансной частоты, однако форма АЧХ фильтра неидеальная и относительная полоса пропускания получилась чуть больше, чем задумывалась (4% вместо 2,38%).

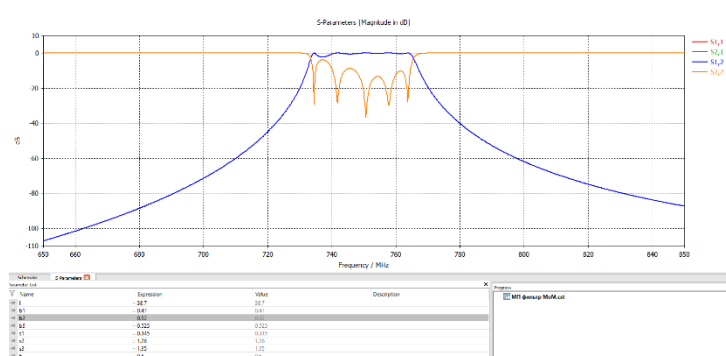


Рисунок 4. Результаты моделирования s-параметров фильтра с рассчитанными параметрами в модуле Schematic

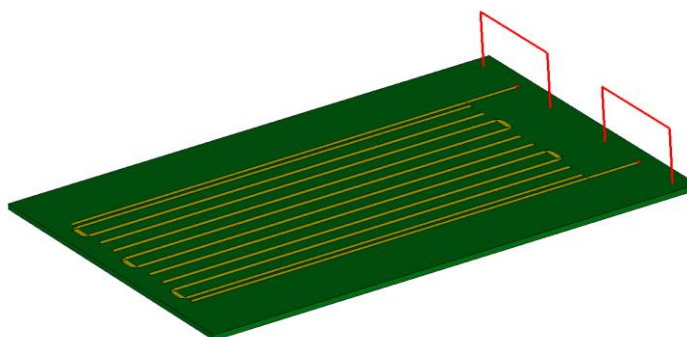


Рисунок 5. Внешний вид автоматически сформированной сборки фильтра

Программа позволяет из схематичного представления фильтра в виде блоков создать трехмерную сборку, которую можно будет исследовать одним из методов электродинамического моделирования. Внешний вид сборки представлен на рисунке 5. В данном представлении можно устанавливать анизотропию диэлектрической проницаемости подложки, как показано на рисунке 6.

Существует 3 основных метода электродинамического моделирования:

- Метод конечных разностей во временной области (МКРВО) (FDTD)
- Метод конечных элементов (МКЭ) (FEM)
- Метод моментов (МоМ).

Моделирование фильтра будем проводить методом моментов (Method of Moments (МоМ)). Типичными приложениями данного метода являются ВЧ-конструкции, такие как планарные антенны и фильтры. При использовании метода моментов металлические части модели фильтра заменяются эквивалентными поверхностными электрическими токами, после чего решается задача возбуждения электромагнитного поля этими токами. При этом требуется лишь дискретизация поверхности анализируемой конструкции фильтра без необходимости задания граничных условий, что позволяет снизить требования к вычислительным ресурсам используемой рабочей станции, а также сократить время моделирования.

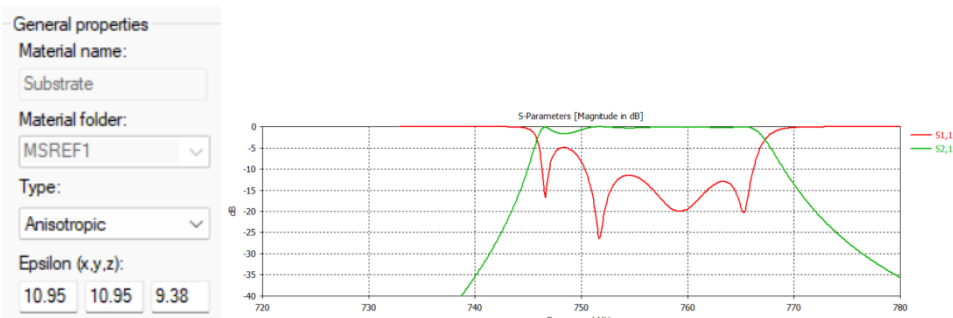


Рисунок 6. Результаты моделирования s -параметров фильтра методом моментов с учетом анизотропии диэлектрической проницаемости подложки

Результаты моделирования фильтра представлены на рисунке 6. Можно наблюдать, что из-за несоответствия показателей диэлектрической проницаемости в нормальном, продольном и перпендикулярном направлении, сместилась резонансная частота фильтра. Для коррекции резонансной частоты необходимо изменять длину резонаторов, а для коррекции формы АЧХ-фильтра применим встроенный алгоритм оптимизации топологии фильтра, который будет незначительно изменять связь между резонаторами и ширину полосок резонатора. Настройки оптимизатора представлены на рисунке 7.

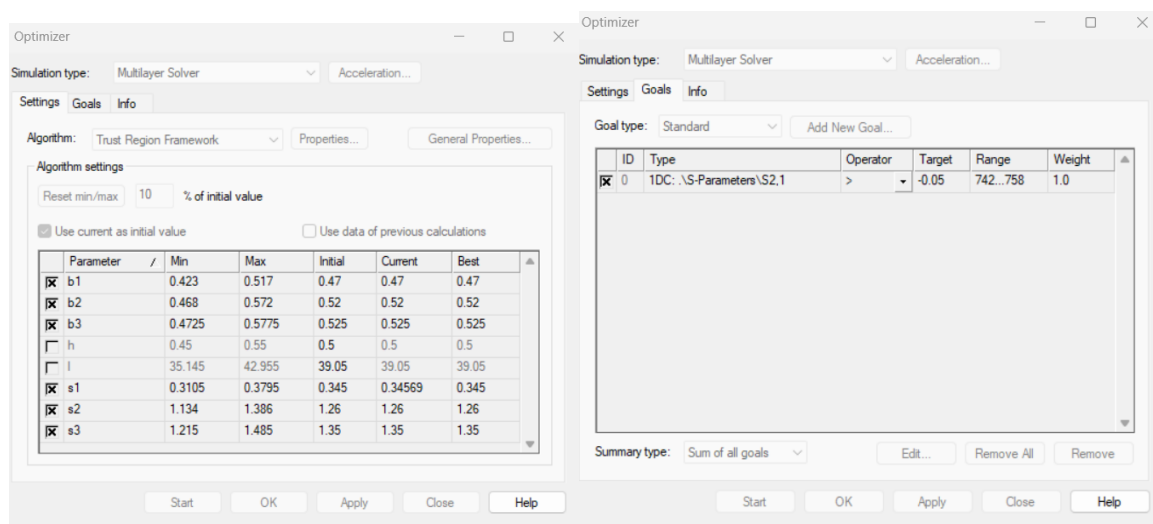


Рисунок 7. Цели и диапазон изменения параметров оптимизатора

Резонансную частоту сместим коррекцией длины резонаторов с 38,7 мм до 39,05 мм и проведем оптимизацию топологии фильтра и выведем результаты моделирования коэффициента прохождения фильтра до и после оптимизации.

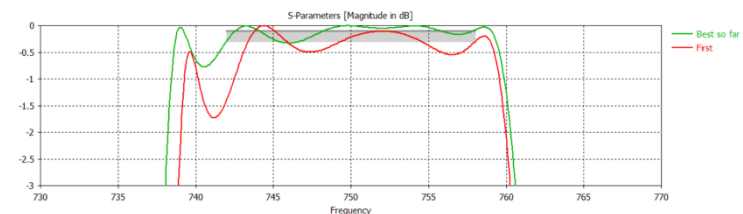


Рисунок 8. Сравнение коэффициента прохождения фильтра до и после использования алгоритма оптимизатора

На рисунке 8 красным цветом представлен коэффициент прохождения до оптимизации, а зеленым цветом – после оптимизации. Можно наблюдать, что форма АЧХ стала более гладкой и коэффициент передачи после оптимизации не опускается ниже -0,5 дБ.

Литература

1. А.И. Фалько. Расчет преселекторов радиоприемных устройств: Учебное пособие // СибГУТИ. – Новосибирск, 2009, 145 с.
2. Воскобойник М.Ф., Черников А.И. Техника и приборы СВЧ: Учебник для техникумов // Радио и связь, 1982. - 208 с.
3. Бахарев С.И., Вольман В.И., Либ Ю.Н. и др. Справочник по расчёту и конструированию СВЧ полосковых устройств // Радио и связь, 1982. – 328 с.
4. Малорацкий Л.Г., Явич Л.Р. Проектирование и расчёт СВЧ-элементов на полосковых линиях // Советское радио 1972. – 232.
5. Денисов Д.С., Кондратьев Б.В., Лесик Н.И. и др. Полосковые линии сверхвысоких частот // Вища школа, 1974. 3 – 247.
6. Проектирование полосковых устройств СВЧ // Ульяновский государственный технический университет, 2001.

УДК 621.375.026

Бенкалюк Георгий Аркадьевич
ФГБОУ ВО «Московский авиационный институт
(национальный исследовательский университет)»
Россия, Москва
ПАО «Радиофизика»
Россия, Москва
E-mail: goshabenk@gmail.com

Козлов Василий Владимирович
ФГБОУ ВО «Московский авиационный институт
(национальный исследовательский университет)»
Россия, Москва
ПАО «Радиофизика»
Россия, Москва
E-mail: kozlovv92@yandex.ru

Экспериментальное определение оптимальных напряжений смещения усилителя мощности по схеме Догерти

Аннотация. В статье рассматривается экспериментальный метод определения оптимальных напряжений смещения усилителя мощности по схеме Догерти. Для определения напряжений смещения был разработан программно-аппаратный комплекс, в основе аппаратной части комплекса использовалось шасси National Instruments с установленным в нем векторным генератором радиочастотных сигналов и блок питания R&H HMP 4040. Программная часть комплекса была разработана в среде разработки LabView.

Ключевые слова: Догерти; LabView; RFSG; OFDM; 5G.

В данное время в мире активно распространяется новое поколение сетей связи 5G, в котором используется технология цифровой модуляции с использованием большого количества близко расположенных ортогональных поднесущих (Orthogonal Frequency Division Multiplexing OFDM), характеризующейся высоким пик-фактором (Peak-to-Average Power Ratio PAPR). Вследствие невозможности работы каскадов обычного передающего тракта в энергетически выгодных режимах при таком высоком значении PAPR, его КПД, как правило, не превышает 10%.

К настоящему времени разработано много методов повышения энергетической эффективности сигналов с переменной огибающей. Одним из них является построение усилителя мощности по схеме Догерти, такие усилители эффективно работают в каналах связи с высокими пиковыми значениями выходной мощности, которые характерны для OFDM-сигнала [1].

Усилители, реализующие технологию Догерти, выпускаются рядом зарубежных фирм (Ampleon, NXP Semiconductor и др.) в интегральном исполнении. Именно такой усилитель типа BLM10D1822-61ABG (производитель Ampleon, Нидерланды) [2], выполненный по технологии LDMOS и работающий в диапазоне частот 1800-2200 МГц, является предметом настоящего исследования. В данном усилителе мощности задействовано два усилительных прибора: один из них, нижний по схеме рисунка 1, работает при любых значениях огибающей сигнала (для несущей), а другой, верхний по схеме на рисунке 1, включается только при пиковых ее значениях (обычно превышающих половину от максимального значения). При этом нижний усилитель в течение большей части периода огибающей, работает в высокоэффективном граничном режиме, что позволяет получить суммарный КПД микросхемы до 20-55%.

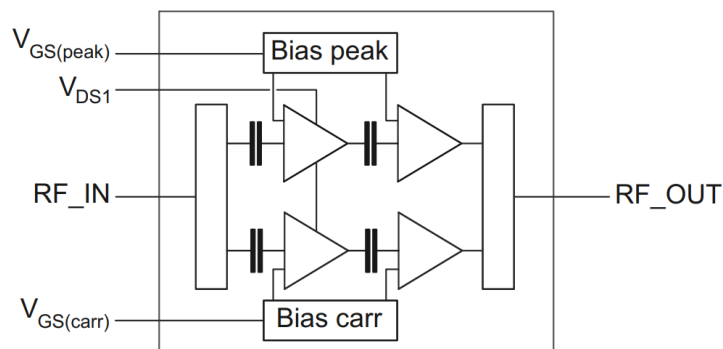


Рисунок 1. Структурная схема усилителя BLM10D1822-61ABG [2]

Эффективная работа микросхемы обеспечивается подачей двух напряжений смещения: $V_{GS(car)}$ для усилителя несущей и $V_{GS(peak)}$ для усилителя пикового значения огибающей сигнала. Рекомендуемые производителем значения указанных напряжений смещения $V_{GS(car)} = +2,19$ В и $V_{GS(peak)} = +1,87$ В являются оптимальными (показатель линейности – АСРР не менее минус 30 дБ с КПД до 50%) при выходной мощности +42 дБм (для длительности импульсной работы 100 мкс при скважности 10%) [2].

При необходимости использования микросхемы в другом режиме, как для рассматриваемого случая – непрерывная работа с выходной мощностью +31 дБм при максимально достижимой линейности (минимальном значении АСРР), требуется подбор напряжений смещения $V_{GS(car)}$ и $V_{GS(peak)}$. Вследствие широкого диапазона данных напряжений +1,6 .. 2,7 В и необходимости их перебора с достаточно высокой точностью (не более 0,05-0,1 В) был разработан программно-аппаратный комплекс, структурная схема которого приведен на рисунке 2.

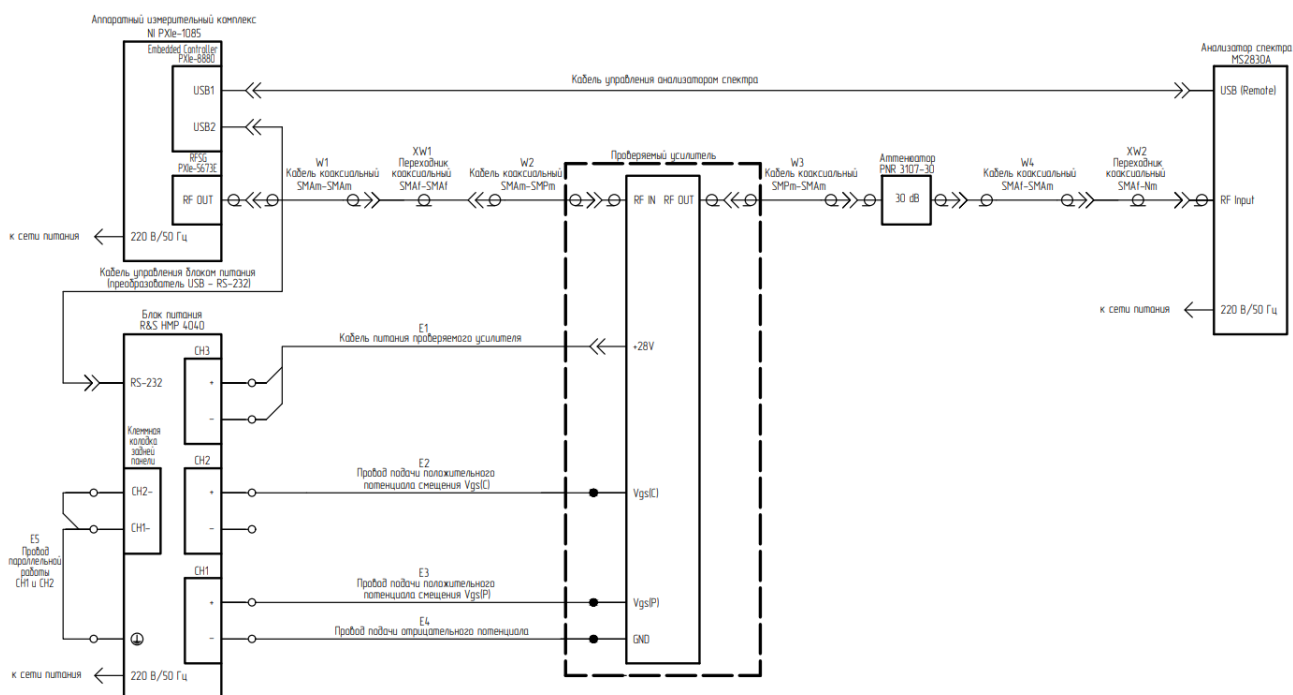


Рисунок 2. Структурная схема программно-аппаратного комплекса

Обзор программно-аппаратного комплекса

Основой программно-аппаратного комплекса является шасси NI PXIe-1085 с установленными модулями PXIe-8880 (встроенный компьютер с программой управления в LabView) и PXIe-5673E (векторный генератор радиочастотных сигналов).

Программа управления обеспечивает следующую последовательность работы комплекса:

1) загружается файл со списком напряжений смещения, которые подаются на микросхему усилителя ($V_{GS(car)}$ и $V_{GS(peak)}$);

2) подаётся команда на блок питания (БП) Rohde&Schwarz HMP4040 для установки напряжений смещения и напряжение питания для усилителя (+28 В), затем подается питание на усилитель с первыми значениями напряжений смещения;

3) векторный генератор подает на вход усилителя адаптивный белый гауссовский шум (AWGN), ограниченный в полосе 5 МГц (имитирующий сигнал OFDM с высоким PAPR), с заранее заданной несущей частотой и уровнем сигнала $P_{ВХ}$;

4) с исследуемого усилителя подается сигнал на анализатор спектра (АС) Anritsu MS2830A, который работает в режиме измерения значения АСРР;

5) далее, согласно списку напряжений смещения, выбираются следующие напряжения $V_{GS(car)}$ и $V_{GS(peak)}$, и цикл измерений повторяется.

Для последующего анализа программа управления собирает и записывает в файл следующие данные с АС и БП:

- напряжения смещения $V_{GS(car)}$ и $V_{GS(peak)}$ усилителя;
- ток потребления $I_{ПОТР}$ усилителя;
- мощность входного $P_{ВХ}$ (на выходе генератора) и выходного $P_{ВЫХ}$ (на входе анализатора спектра) сигналов усилителя мощности;
- значение АСРР с анализатора спектра;
- форма спектра сигнала (для визуального исследования), пример которого показан на рисунке 3.

Результаты измерений зависимости уровня выходной мощности $P_{ВЫХ}$, значений АСРР полезного сигнала и тока потребления $I_{ПОТР}$ усилителя мощности от напряжения смещения $V_{GS(peak)}$ (при одном из фиксированных $V_{GS(car)}$) приведены на рисунке 4.

Из графиков видно, что в исследуемом случае (для требуемой максимальной выходной мощности +31 дБм) при напряжениях смещения $V_{GS(car)} = +2,10$ В и $V_{GS(peak)} = +1,76$ В (отличающихся от рекомендованных производителем) достигается значение АСРР не более минус 31 дБ при КПД усилителя мощности не менее 22%.

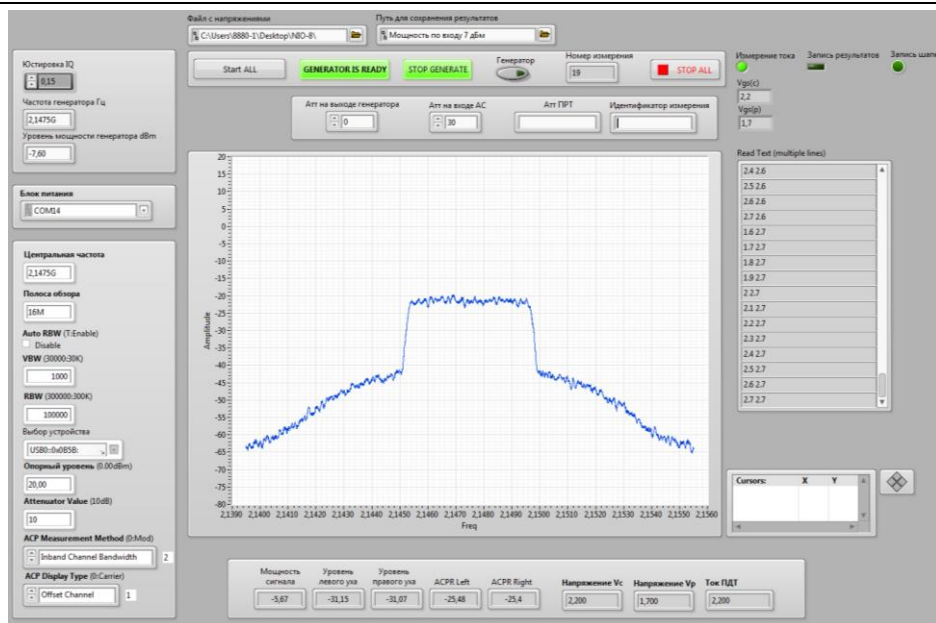


Рисунок 3. Вид интерфейса программы управления

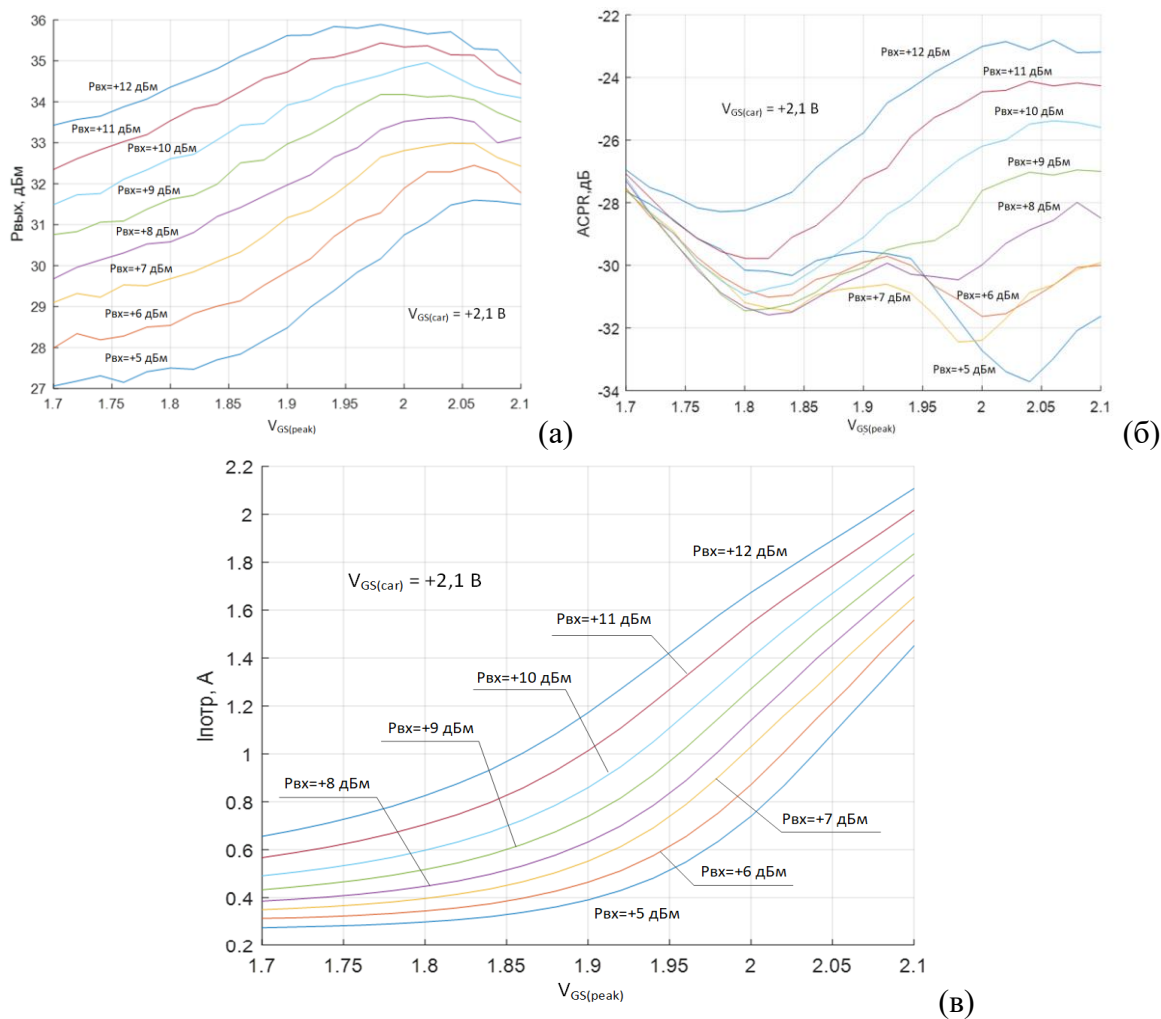


Рисунок 4. Уровень выходной мощности (а), значения ACPR (б) и тока потребления (в) исследуемого усилителя мощности

Заключение

По результатам проведенного исследования можно сделать следующие выводы.

1. Режим работы интегрального усилителя мощности, использующего технологию Догерти для повышения энергоэффективности при необходимом уровне линейности, сильно зависит от напряжений смещения, подаваемых на усилитель несущей и усилитель пикового значения огибающей сигнала.

2. Выбор указанных напряжений смещения с необходимой точностью возможен только при использовании автоматизированных измерений, например, с помощью программно-аппаратного комплекса, описанного в настоящей работе.

Литература

1. Кочемасов В., Косичкина Т. Усилители мощности по схеме Догерти. // Электроника. Наука, технолоия, бизнес. – 2019, №3, с. 144-152.
2. BLM10D1822-61ABG. DMOS 2-stage integrated Doherty MMIC. - Ampleon Netherlands B.V., 9 October 2020, Rev. 1, 17 p.

УДК 536.87

Виноградов Максим Сергеевич
ПАО «Радиофизика»
Россия, Москва
E-mail: vinogradov.m.s@yandex.ru

Елизаров Сергей Валерьевич
ПАО «Радиофизика»
Россия, Москва
Кандидат технических наук
E-mail: else044@gmail.com

Дифракция электромагнитных волн на острых кромках и способы ее минимизации

Аннотация. Исследуется вклад задних кромок объекта со сниженной заметностью в интегральное значение эффективной площади рассеяния (ЭПР). Рассмотрены два основных метода снижения обратного рассеяния сложных объектов. Представлена сравнительная характеристика полученных результатов расчета оптимального значения ЭПР относительно исходной модели объекта.

Ключевые слова: острые кромки; интегральное значение ЭПР; дифракционные явления; радиопоглощающее покрытие; диаграмма обратного рассеяния.

В настоящее время одним из ключевых факторов, определяющих способность летательных аппаратов выполнять поставленную задачу, является их радиолокационная (РЛ) заметность.

Знание и учет радиолокационных характеристик объектов со сниженной заметностью является необходимым условием для успешной борьбы с воздушными средствами нападения и позволяет осуществлять макетирование для отработки правильного функционирования перспективных РЛС.

Существует два основных способа снижения ЭПР объекта: изменение конструкции сложных тел (синтез малоотражающей формы объекта) и применение на сложных объектах радиопоглощающих покрытий (РПП) [1].

Математическое моделирование радиолокационных характеристик исследуемых объектов в ПАО «Радиофизика» может дополняться экспериментальными работами в большой безэховой камере (БЭК) ПАО «Радиофизика».

Таким образом, в БЭК могут решаться следующие задачи:

- определение исходных данных по радиолокационным характеристикам объектов, выполненных по технологии «Стелс», в интересах разработки требований к перспективным системам РЛС как наземного, так и воздушного базирования;
- экспериментальная оценка эффективности применения новых способов и устройств снижения радиолокационной заметности;
- разработка рекомендаций по снижению РЛ заметности отечественных летательных аппаратов и других объектов.

Целью исследований настоящей работы является оценка вклада в интегральное значение ЭПР объекта, который вносят задние кромки объекта.

При этом уровень дифракционных явлений, возникающих на этих кромках и влияющих именно на обратное рассеяние объекта, а также необходимость применения РПП

на кромках зависит от того, является эта кромка «острой» по отношению к длине волны излучения.

Подобные исследования зависимости влияния РПП на минимизацию обратного рассеяния на острых кромках ранее уже проводились [2], и вопросы минимизации обратного рассеяния с помощью радиопоглощающих покрытий на поверхности различных объектов, нашли отражение в трудах различных ученых, однако для быстрой оценки вариантов практического применения различных РПП и оценки влияния их электрофизических параметров на уровень обратного рассеяния, целесообразно использовать расчетные математические методы.

Для более быстрой оценки ЭПР объектов в настоящей работе применялись методы электродинамического моделирования.

С целью дальнейшего анализа сложного тела строится его 3D-модель с учетом геометрии и электрофизических свойств РЛ целей.

Выбор модели для расчета обусловлен критерием минимума зеркального отражения от переднего торца объекта, с целью выявления вклада дифракционной составляющей в обратное рассеяние от задних острых кромок.

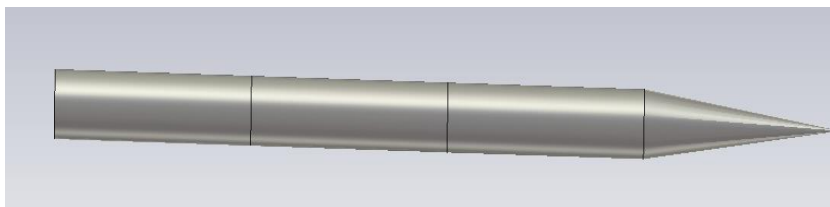


Рисунок 1. Расчетная модель объекта с плоским задним торцом

В зависимости от геометрических параметров объекта (угол конуса, длина конической части, общая длина образующей и других) главный дифракционный лепесток диаграммы обратного рассеяния (ДОР) изменяет амплитуду и свое положение.

Изменение формы торцевой задней части, а именно скругление торцевой кромки приводит к снижению интегрального и медианного значения ЭПР. Для сферической формы заднего торца не возникает излучения главного лепестка, который в случае плоского торца имеет уровень ЭПР, на порядок превышающий уровень обратного рассеяния, в случае, когда скругленная задняя кромка больше не является острой.

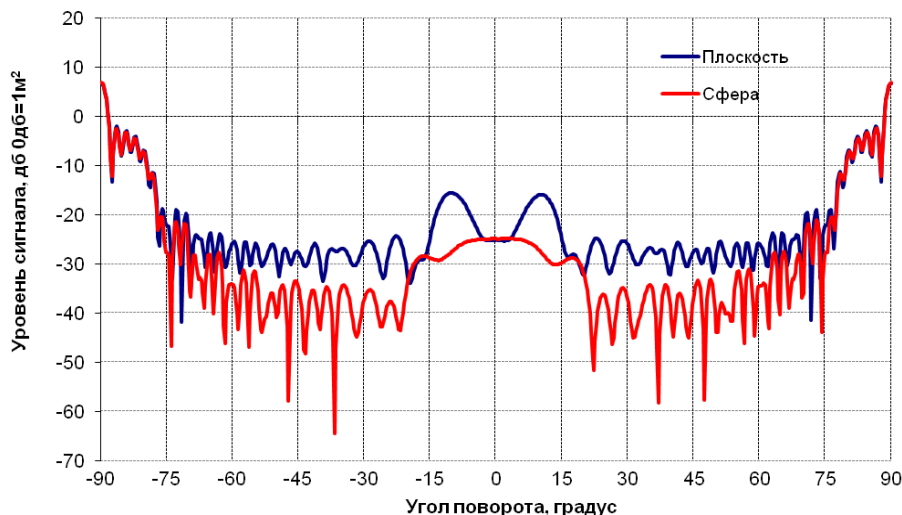


Рисунок 2. ДОР цилиндра со сферическим и плоским задним торцом

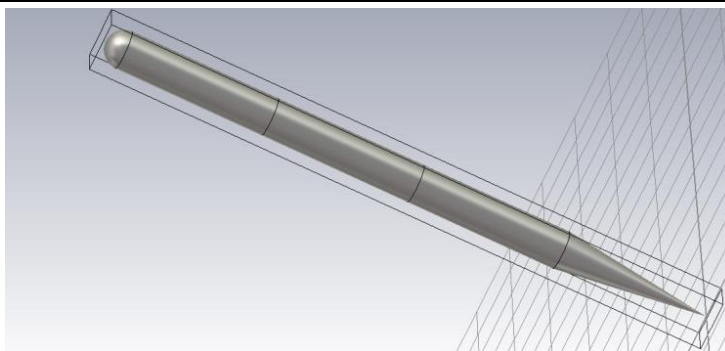


Рисунок 3. Расчетная модель объекта с сферическим задним торцом

В таблице 1 показана зависимость значения ЭПР от радиуса скругления для металлического цилиндра.

Таблица 1

Значение ЭПР в зависимости от радиуса скругления задней кромки металлического цилиндра

Р скругления, см	0	1	2	2,5	3	4
Угол локации дифракционного лепестка	10,2	10,2	10,2	10,2	9,6	8,1
Значение, дБ	-15,85	-17,96	-20,95	-22	-22,51	-23,5

При радиусе скругления 2,5 см (диаметр – $\lambda/2$) кромка перестает быть «острой» и не требуется нанесение РПП на задние кромки.

Наличие вытянутых прямых граней в направлении заданных углов локации при увеличении длины объекта приводит к росту амплитуды уровня обратного рассеяния при наличии задней острой кромки.

Применение скругленной формы и наличие РПП на задних кромках объекта дает наилучший вклад в интегральное значение ЭПР. При этом сравнение эффективности различных типов границ перехода «Металл – РПП» показало, что плавное уменьшение толщины РПМ (плавный скос) даёт наименьшее значение ЭПР во всех секторах. В качестве наилучшего рассматриваемого РПМ применялось карбонильное железо.

В таблице 2 приведены сравнительные значения ЭПР исходной и модернизированной модели объекта (круглая кромка с применением РПП) в секторе углов локации $\pm 45^\circ$.

Таблица 2

Значения ЭПР исходной и модернизированной модели объекта

Сектор, градус	± 15	± 30	± 45	± 60
Исходная модель, дБ	-19,9	-25,2	-26,8	-27
Модернизированная модель (круглая кромка+РПП), дБ	-42,2	-42,1	-42,6	-42,2

Выводы

Уровень вклада в интегральное значение ЭПР объекта, рассеянного на задней кромке дифракционного лепестка (он имеет практически один и тот же угол локации), линейно

падает с увеличением радиуса скругления кромки по отношению к длине волны до того момента, когда радиус скругления будет равен примерно половине длины волны.

Увеличение длины цилиндра приводит к линейному росту интегрального значения ЭПР.

Плавное уменьшение толщины РПМ на границе перехода «Металл – РПП» дополнительно минимизирует значение ЭПР объекта во всех секторах.

Литература

1. Елизаров С.В., Тихонова А.В. Исследование ЭПР металлодиэлектрических объектов в секторах углов, не относящихся к зеркальным направлениям локации / С.В. Елизаров, А.В. Тихонова // Сборник научных трудов конференции "Радиолокация и связь - перспективные технологии". – Москва: Мир науки, 2017. С.59-62.
2. Елизаров С.В., Краснолобов И.И., Лебедев А.М., Семененко В.Н., Федоренко А.И., Фурманова Т.А. Минимизация вклада в обратное рассеяние от поверхностных волн на тонком металлическом стержне путём нанесения радиопоглощающего покрытия на один из концов стержня // Труды конференции "Излучение и рассеяние электромагнитных волн ИРЭМВ-2013". Таганрог - Дивноморск, ЮФУ, 2013. С.329-333.

УДК 621.372

Зинченко Людмила Анатольевна

ФГБОУ ВО «Московский государственный технический университет им. Н.Э. Баумана»

Россия, Москва

Доктор технических наук, профессор

E-mail: zinchenko@bmstu.ru

Казаков Вадим Вячеславович

ФГБОУ ВО «Московский государственный технический университет им. Н.Э. Баумана»

Россия, Москва

Кандидат технических наук

E-mail: kazakov-vadim-v@yandex.ru

Поляков Евгений Сергеевич

ФГБОУ ВО «Московский государственный технический университет им. Н.Э. Баумана»

Россия, Москва

E-mail: polyakoves@student.bmstu.ru

Хорин Никита Сергеевич

ФГБОУ ВО «Московский государственный технический университет им. Н.Э. Баумана»

Россия, Москва

E-mail: khodin.nik@yandex.ru

Есаян Николай Араратович

ФГБОУ ВО «Московский государственный технический университет им. Н.Э. Баумана»

Россия, Москва

E-mail: esayananna@gmail.com

Особенности моделирования процессов взаимодействия для различных частиц в пакете GEANT4 при его применении при проектировании экранов защиты аппаратуры

Аннотация. Статья посвящена разработке и моделированию защитных экранов для электронной аппаратуры, предназначенной для работы в условиях космических миссий. Описано влияние заряженных частиц, таких как тяжёлые заряженные частицы, электроны и протоны, на функционирование цифровых схем. Для защиты аппаратуры используется экранирование, требуемые параметры которого определяются с помощью программного комплекса Geant4. Рассматриваются возможности использования этого инструмента для моделирования взаимодействия частиц с материалами экранов и оценки эффективности их использования в условиях космического пространства. В работе сделан акцент на физических моделях и наборах данных, таких как FTFP_BERT, используемых в Geant4, для анализа воздействия космической радиации.

Ключевые слова: защита электронной аппаратуры; космическая радиация; тяжелые заряженные частицы; экранирование; моделирование; Geant4; SRIM; FTFP_BERT; взаимодействие частиц, космические миссии.

Введение

Электронная аппаратура активно используется в космических миссиях. При проектировании такой аппаратуры необходимо учитывать, что в таких условиях аппаратура

подвержена воздействию тяжелых заряженных частиц (ТЗЧ), электронов и других частиц, влияющих на работу цифровых схем [1-4]. Это может вызывать сбои в системе, например, изменение данных в микросхемах. Для защиты оборудования от заряженных частиц применяется экранирование [5].

Моделирование защитных экранов для электронной аппаратуры

Основной принцип работы экранов защиты от радиации заключается в задержке частиц внутри материала экрана, что не дает частицам проникнуть далее в электронную аппаратуру. Разработка многослойного экрана для защиты электронной аппаратуры от заряженных частиц является сложной задачей. Необходимо выбрать материалы экрана, а также число и толщину слоев, которые будут обеспечивать требуемую защиту от проникновения заряженных частиц. Для моделирования процессов взаимодействия заряженных частиц с веществом используют различное программное обеспечение. В работе [5] была использована программа SRIM, позволяющая выполнить моделирование с минимальными вычислительными затратами.

Программный комплекс Geant4 [6, 7] предоставляет возможности для моделирования взаимодействий частиц с материалом в заданной среде. Этот инструмент широко применяется в областях физики высоких энергий, ядерной физики, а также в исследовании радиационной защиты. Каждый компонент моделирования представлен в виде отдельных классов и модулей, что обеспечивает гибкое управление процессом моделирования. Инструментарий Geant4 предоставляет широкий спектр физических компонентов, доступных для управления. Одними из таких компонентов, служащих основой для задания параметров эксперимента, являются *процессы*. *Процессы* в Geant4 представляют собой отдельные классы, которые описывают специфическое взаимодействие между частицей и веществом [7, 8].

В рассматриваемом в этой статье случае объектом проектирования является защитный экран, который должен останавливать поток заряженных частиц. Используя библиотеки материалов, а также задавая геометрию, создается многослойный защитный экран заданной конфигурации. Каждый слой представляет собой пластину из определенного материала. Упрощенная геометрия позволяет оценить степень защиты электронной аппаратуры, не прибегая к сложным геометрическим вычислениям, что позволяет сосредоточить вычислительные мощности на расчете взаимодействия частиц с веществом. Разработанная модель экрана далее используется при моделировании процесса воздействия заряженных частиц. В процессе моделирования взаимодействий частиц с материалами могут генерироваться вторичные частицы, которые также могут повлиять на правильность функционирования электронной аппаратуры. Программный комплекс GEANT4 [6] позволяет моделировать различные процессы. В результате расчета выходные данные позволяют рассчитать количество остановленных, прошедших и вторично сгенерированных частиц. На основе этих данных можно оценить уровень защиты электронной аппаратуры экраном выбранной конфигурации. Описанный подход к проектированию позволяет проектировать экраны защиты электронной аппаратуры, предназначенной для работы в условиях космоса.

Процессы в программном комплексе Geant4 классифицируют как: электромагнитные, адронные, распада, параметризованные и транспортирующие. Эти *процессы* являются основными элементами, которые управляют моделированием, которые объединяются в рамках набора *PhysicsList*, в котором указываются все физические процессы, модели и

параметры, необходимые для моделирования, и при задании этого набора определяются все взаимодействия частиц в модели. Пользователю предоставляется возможность выбирать и управлять отдельными процессами и объединять в набор [7-9].

Программный комплекс Geant4 содержит готовые наборы *PhysicsList*, которые можно использовать без дополнительной перенастройки. Эти списки представляют собой наборы моделей взаимодействия для различных частиц и диапазона энергий. Анализ имеющихся наборов позволяет сделать вывод, что для оценки степени защиты электронной аппаратуры с использованием экрана наибольший интерес представляют наборы FTFP_BERT и QGSP_BERT. Набор FTFP_BERT часто используется для моделирования взаимодействия частиц с высокими энергиями. Набор QGSP_BERT применяется для моделирования процессов воздействия космической радиации [8]. Набор QGSP_BERT является предыдущей версией набора FTFP_BERT.

В основе этих наборов лежит комбинация нескольких моделей.

Адронная часть этих наборов физических моделей состоит из процессов упругого, неупругого рассеяния, захвата и деления. Каждый процесс построен из набора наборов сечений и моделей взаимодействия, которые обеспечивают детализированную физическую реализацию.

Неупругие процессы адрон-ядерных взаимодействий реализованы с помощью партонной модели Fritiof (FTF), каскадной модели Бертини и прекомпаундной модели. Внутриядерный каскад Бертини отвечает за взаимодействия p , n , π^+ , π^- , K^+ , K^- , KL , KS , и других частиц в диапазоне энергий от 0 до 6 ГэВ. Модель FTF обрабатывает те же частицы, но в диапазоне от 3 ГэВ до 100 ТэВ, а также взаимодействия антипротонов, антинейтронов, анти-дейтронов, анти-трионов и анти-гиперонов от 0 до 100 ТэВ/нуклон.

В диапазоне, где пересекаются типы частиц и диапазоны энергий для моделей Бертини и FTF, модель Бертини используется с вероятностью, уменьшающейся линейно от 1,0 до 0,0, а FTF – с дополняющей вероятностью. Когда используется модель FTF, также применяется прекомпаундная модель для разряда остатков ядра после первичного взаимодействия на высоких энергиях. Эта модель использует модели распада по Ферми, испарения нейтронов и легких ионов, а также фотоиспарения. При использовании модели Бертини задействуются её собственные, более простые прекомпаундные и разрядные модели.

Неупругое ядерное рассеяние для всех проекций обрабатывается с помощью бинарного легкого ионного каскада (BIC) в диапазоне от 0 до 6 ГэВ/нуклон и модели FTF в диапазоне от 3 ГэВ/нуклон до 100 ТэВ/нуклон. Схема выбора моделей для перекрывающихся диапазонов энергий такая же, как и для FTFP и Бертини.

Упругое рассеяние протонов и нейтронов использует модель G4ChipsElasticModel в диапазоне от 0 до 100 ТэВ. Эта модель использует параметризацию Коссова. Для почти всех других адронов используется модель G4HadronElastic [8.]

Помимо этого, FTFP_BERT учитывает распады нестабильных частиц, таких как мюоны, пионы, что критично для точных результатов в экспериментах, где длительность жизни частиц имеет большое значение [10]. Таким образом, можно сделать вывод, что предоставляемый Geant4 физический набор подходит для моделирования условий в космосе, где присутствуют значительные число высокоэнергичных протонов и иных частиц.

В связи с тем, что при проведении вычислительного эксперимента с использованием программного комплекса Geant4 необходимо создать или выбрать существующий набор

физических процессов и моделей, при проектировании экранов защиты электронной аппаратуры предлагается использовать рассмотренный выше набор FTFP_BERT.

Этот набор *PhysicsList* обеспечивает высокую точность моделирования взаимодействий частиц высоких энергий, характерных для космического пространства, благодаря использованию модели Fritiof (FTF) и каскада Бертини. Он также учитывает электромагнитные взаимодействия и распады частиц, что важно для комплексной оценки эффективности защиты электронной аппаратуры.

Выводы

Обобщая вышеизложенное, необходимо отметить, что пакет моделирования Geant4 использует более точные модели для моделирования взаимодействия частиц с материалом по сравнению с пакетом SRIM. К недостаткам пакета GEANT4 следует отнести большие вычислительные затраты по сравнению с пакетом моделирования SRIM.

В связи с этим при проектировании экранов защиты электронной аппаратуры представляется целесообразным использовать как программное обеспечение [5], использующее программу SRIM, так и программное обеспечение [6], использующее программный комплекс GEANT4.

Литература

1. Shakhnov V., Zinchenko L., Kosolapov I., Filippov I. Modeling and Optimization of Radiation Tolerant Microsystems // EMS '14 Proceedings of the 2014 European Modelling Symposium. – 2014. – P. 484-489.
2. Glushko A.A., Zinchenko L.A., Shakhnov V.A. Simulation of the impact of heavy charged particles on the characteristics of field-effect silicon-on-insulator transistors // Journal of Communications Technology and Electronics. – 2015. – No. 10.
3. Кузнецов Н.В. Радиационная опасность на околоземных орбитах и межпланетных траекториях космических аппаратов. – URL: <http://nuclphys.sinp.msu.ru/crd/index.html> (дата обращения: 01.03.2024).
4. Glushko A.A., Morozov S.A., Chistyakov M.G. Investigation of the sensitive region of the MOSFET to the effects of secondary particles arising from ionizing radiation // Microelectronics. – 2023. – Vol. 52, No. 4. – P. 282-289.
5. Shakhnov V.A., Zinchenko L.A., Rezhikova E.V., et al. Visual Analytics and Its Applications in Electronic Engineering Education: BMSTU Case Study, 2022 6th International Conference on Information Technologies in Engineering Education, Inforino 2022 – Proceedings. – DOI: 10.1109/Inforino53888.2022.9782907.
6. Л.А. Зинченко, В.В. Казаков, Р.Р. Моисеев, Е.С. Поляков. Программный модуль для автоматизированного проектирования многослойных экранов защиты электронной аппаратуры от воздействия тяжелых заряженных частиц с использованием Geant4 // Известия ЮФУ. Технические науки. – 2024. – DOI 10.18522/2311-3103-2024-2-100-109.
7. Geant4 User's Guide for Toolkit Developers: Geant4 Docs. – URL: https://geant4.web.cern.ch/documentation/dev/bftd_pdf/BookForToolkitDevelopers.pdf (дата обращения: 10.01.2025).

-
8. Geant4 Scope of Application. – URL: https://geant4.web.cern.ch/documentation/pipelines/master/intro_html/IntroductionToGeant4/IntroductionToG4.html (дата обращения: 10.01.2025).
 9. Geant4 Guide for Physics Lists: Geant4 Docs. – URL: <https://geant4-userdoc.web.cern.ch/UsersGuides/PhysicsListGuide/html/index.html> (дата обращения: 09.01.2025).
 10. Sensitive Detector in Geant4: Seminar on Software for Nuclear, Subnuclear and Applied Physics. URL: https://agenda.infn.it/event/8781/contributions/75434/attachments/54976/64833/Cirrone_SensitiveDetector.pdf (дата обращения: 09.01.2025).

УДК 621.396.96

Веденькин Денис Андреевич
Казанский национальный исследовательский технический
университет им. А.Н. Туполева – КАИ
Россия, Казань
Кандидат технических наук
E-mail: denis_ved@mail.ru

Гогоберидзе Тенгиз Омарович
АО РК «Вектор»
Россия, Чистополь
E-mail: gto@vector.ru

Классен Виктор Иванович
АО РК «Вектор»
Россия, Чистополь
ФГАОУ ВО «Московский физико-технический институт
(национальный исследовательский университет)»
Россия, Москва
Доктор технических наук
E-mail: klassen@vector.ru

Левитан Борис Аркадьевич
ПАО «Радиофизика»
Россия, Москва
ФГАОУ ВО «Московский физико-технический институт
(национальный исследовательский университет)»
Россия, Москва
Кандидат технических наук
E-mail: b.levitan@radiofizika.com

Седельников Юрий Евгеньевич
Казанский национальный исследовательский технический
университет им. А.Н. Туполева – КАИ
Россия, Казань
Доктор технических наук
E-mail: sedhome2013@yandex.ru

Топчиев Сергей Александрович
ПАО «Радиофизика»
Россия, Москва
Кандидат технических наук
E-mail: topus@mail.ru

Летающий радиозонд для измерения электродинамических характеристик крупноапертурных фазированных антенных решеток

Аннотация. Рассмотрены способы измерения электродинамических характеристик крупноапертурных фазированных антенных решеток (ФАР).

Традиционные методы измерений электродинамических характеристик антенн (диаграммы направленности, коэффициента усиления, поляризационных характеристик и т.п.), как правило, предусматривают использование приемного либо передающего

радиозонда, располагаемого в дальней зоне антенны (в зоне дифракции Фраунгофера). Иногда, в особенности, для крупноапертурных антенн современных радиолокационных станций (РЛС), это сопряжено со значительными техническими сложностями или невозможно – например, если РЛС расположена на берегу моря.

Описан модифицированный «облетный метод» измерения в зоне Френеля, в котором в качестве носителя радиозонда используется беспилотный летательный аппарат (БПЛА) мультироторного типа, координаты которого с достаточной точностью определяются национальной навигационной системой ГЛОНАСС. БПЛА зависает в заданной точке, в которой фокусируют излучение испытываемой антенны, после чего измеряют динамическую диаграмму направленности.

Проведены расчеты погрешностей метода в зависимости от параметров конструкции зонда и точности определения координат радиозонда.

Ключевые слова: диаграмма направленности; беспилотный летательный аппарат мультироторного типа; цифровая активная фазированная антенная решетка; перефокусировка; фазовая подставка; динамическая диаграмма направленности.

Введение

Проверенные практикой традиционные методы измерений не соответствуют возможностям современных крупноапертурных ФАР и не позволяют проводить антенные измерения вновь разрабатываемых РЛС в объемах и с точностями, отвечающими требованиям сегодняшнего дня.

До сих пор для антенных измерений чаще других используют метод вышки, при котором измерительный зонд фиксируется на располагаемой в дальней зоне вышке, и с течением времени условия измерения, кроме погодных, не меняются. Это обеспечивает простоту организации работ и надежность получаемых результатов, пока речь идет об антенных устройствах относительно небольших геометрических и электрических размеров. Использование электронного управления лучом ФАР позволяет снизить длительность проведения работ путем измерений динамической диаграммы направленности. В этом случае для определения поля в контрольной точке диаграммы, сдвинутой относительно максимума на угол θ , луч смещают относительно направления на зонд в противоположную сторону на тот же угол θ и измеряют уровень излучения. Однако при измерениях параметров крупноапертурных ФАР вопрос организации полигона на месте эксплуатации вырастает в серьезную проблему, поскольку требуемые высоты вышек составляют многие сотни метров, а, например, в случаях расположения РЛС на берегу моря установка вышки оказывается попросту невозможной.

Проблемы классического облетного метода связаны с организацией полетов и необходимостью защиты личного состава, в результате, как создание, так и эксплуатация таких комплексов представляют собой дорогостоящие процедуры. Тем не менее, в случаях, когда требуется проверить характеристики крупноапертурных ФАР на месте дислокации, облетным комплексам трудно найти альтернативу.

С середины 2010-х годов активно разрабатываются облетные измерительные комплексы на платформах БПЛА мультироторного типа (рис.1) вместо классических самолетов или вертолетов.

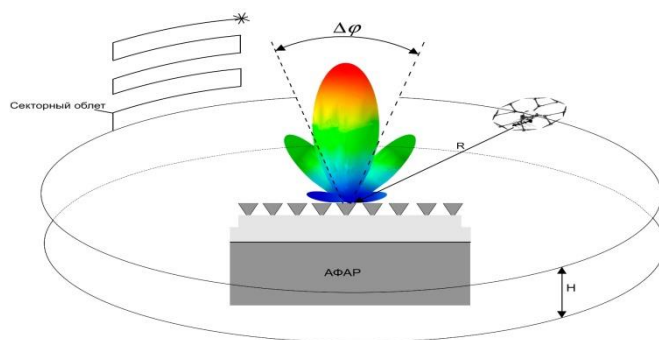


Рисунок 1. Облетный метод с использованием БПЛА

Так, отечественный измерительный комплекс на базе октокоптера с перестраиваемым по частоте передатчиком и измерительным приемником на борту (рис. 2) производил измерения ДН в дециметровом диапазоне в режимах и на прием, и на передачу, совершая круговой облет тестируемой антенны на расстоянии 100 м [1],[2]. С целью снижения неопределенности углового положения в момент измерения, зондовая антенна удерживалась в направлении тестируемой антенны 3-осевым гиросtabilизированным подвесом (рис. 3) [3].



Рисунок 2. Измерительный комплекс АО РК «Вектор»



Рисунок 3. БПЛА измерительного комплекса АО РК «Вектор»

Измерительные комплексы на основе БПЛА позволяют решить часть организационных и экономических вопросов, однако измерение параметров крупноапертурных антенн методами дальней зоны требует значительного полетного времени и высот подъема. Для ФАР с границами зоны Фраунгофера, удаленными на 10 и более километров, требуемые высоты подъема могут превышать 5 км, а суммарное полетное время – составлять сотни часов. БПЛА, способные эффективно справиться с подобной задачей, не появятся в ближайшие 10-15 лет.

Ниже покажем, как модифицировать облетный метод и сократить и требуемые высоты подъема, и полетное время настолько, чтобы иметь возможность использовать в качестве носителя радиозонда БПЛА мультироторного типа, доступные уже сегодня.

Новый метод антенных измерений

Способы сокращения размеров измерительных полигонов для крупноапертурных антенн связаны с измерениями ближе границы дальней зоны.

Метод измерений с применением перефокусировки зеркальных антенн путем смещения облучателя применялся еще в середине прошлого века. В ФАР фазовую ошибку, возникающую из-за отличия полей плоской и сферической волн, компенсируют введением квадратичной фазовой подставки в сигналы приемных или передающих каналов, что соответствует фокусировке в заданную точку. После перефокусировки характеристики антенны определяются так же, как при измерениях в дальней зоне [4]. К недостаткам метода обычно относят сложность организации фазовых подставок, которые в требуемом диапазоне углов сканирования корректировали бы фазовые фронты с релевантностью, необходимой для обеспечения метрологической точности измерений. Еще в недалеком прошлом фокусировка решеток проводилась путем выравнивания фаз в каналах с помощью ферритовых фазовращателей. С наращиванием числа каналов трудоемкость этого способа быстро росла. Именно это до последнего времени ограничивало широкое внедрение метода фокусировки в практику.

Ситуация изменилась с появлением цифровых адаптивных ФАР (ЦАФАР), которые используют аналого-цифровое преобразование сигнала в каждом приёмном канале и цифро-аналоговое преобразование в каждом передающем канале, при этом формирование диаграмм направленности производится путем обработки потоков цифровой информации [5]. Задача фокусировки современных ФАР с цифровым формированием ДН ничем не отличается от стандартных задач управления лучом и сводится к установке требуемых фазовых подставок цифровыми устройствами приемных или передающих каналов. Новые возможности ЦАФАР дают возможность модифицировать облетный метод так, чтобы сократить высоты подъема и продолжительности полета БПЛА, сохранив при этом метрологическую точность измерений.

Для проведения измерений БПЛА заходит в заданной точке в зоне Френеля в направлении (θ_0, φ_0) , а ЦАФАР фокусируют в эту точку, измеряя уровень сигнала в главном лепестке. Затем смещают главный луч изменением наклона линейной фазовой подставки без изменения фокусирующей подставки, последовательно ориентируя главный луч в направлениях $(2\theta_0 - \theta_i, 2\varphi_0 - \varphi_j)$ и производят измерения динамической диаграммы направленности (ДДН). Этот метод измерений электродинамических характеристик ЦАФАР был назван методом виртуальной вышки [6]

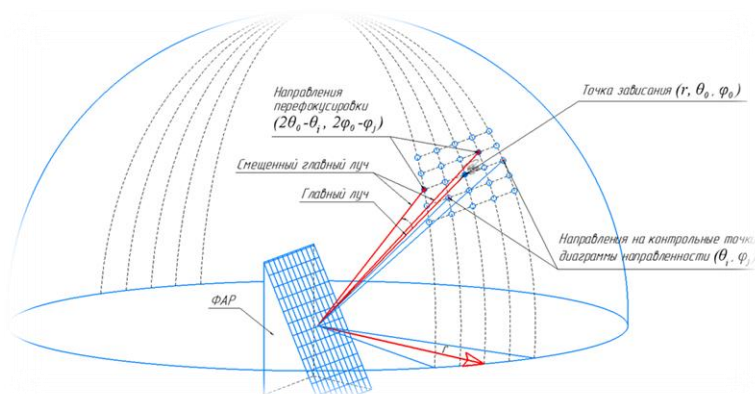


Рисунок 4. Метод виртуальной вышки

Требования к платформе-носителю радиозонда

Предлагаемая модификация облетного метода сочетает преимущества нескольких современных методов измерений:

- ✓ усовершенствованного облетного метода (использование БПЛА в качестве платформы для радиозонда);
- ✓ усовершенствованного метода вышки (измерение динамической диаграммы направленности без изменения положения зонда);
- ✓ метода цифровой фокусировки (установка корректирующих фазовых подставок цифровыми устройствами).

Поскольку ближняя граница зоны Френеля для крупноапертурных ФАР УВЧ-диапазона не превосходит 1-2 км, а время сканирования в разы меньше времени облета, требования к носителям зондов для проведения измерений методом виртуальной вышки по этим параметрам могут быть смягчены. Однако появляются дополнительные ограничения по точности вычисления местоположения, программированию маршрутов, удержанию позиции и устойчивости к мощному электромагнитному излучению.

По сути, летающий радиозонд представляет собой роботизированный комплекс, работающий в тесной «связке» с ЦАФАР. Вся процедура измерений, включая фокусировку и сканирование с установкой требуемых фазовых подставок в каналах ЦАФАР, фиксацию уровней излучения радиозондом или освещение им полотна приемной решетки, должна быть строго синхронизирована. Для этого все данные фиксируются с метками времени от ГЛОНАСС и после их обработки строится ДДН.

Основные требования к БПЛА-платформе радиозонда для измерения электродинамических характеристик крупноапертурных ЦАФАР модифицированным облетным методом выглядят следующим образом:

- ✓ продолжительность полета 45 мин.;
- ✓ статический потолок 2500 м;
- ✓ точность позиционирования 0,2 м (с использованием ГЛОНАСС с дифференциальными поправками)
- ✓ ветроустойчивость 15 м/с;
- ✓ устойчивость к электромагнитному излучению (ЭМИ) 300 В/м;
- ✓ программирование сложных маршрутов полета с зависаниями;
- ✓ информационный канал, связывающий полетный контроллер БПЛА с компьютером измерительного блока и наземным оборудованием.

В 2023г. АО РК «Вектор» был разработан прототип летающего зонда на базе БПЛА «Пегас» (рис. 5-6).

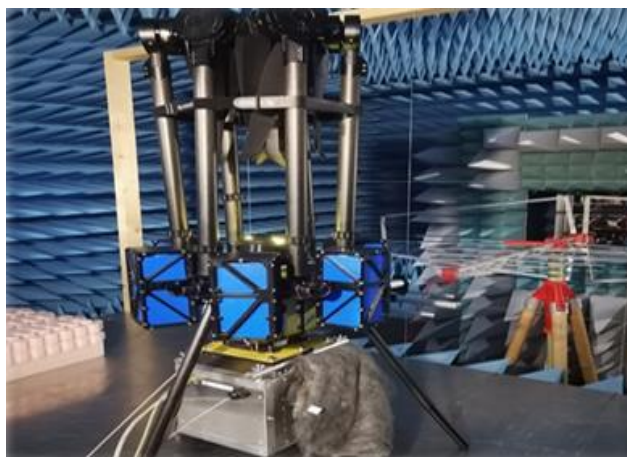


Рисунок 5. Радиозонд АО РК «Вектор» 2023г. Испытания на устойчивость к ЭМИ



Рисунок 6. Радиозонд АО РК «Вектор» 2023г. Зависание и прицеливание

Зонд успешно функционировал в условиях мощного электромагнитного излучения и проводил измерения различных электродинамических параметров антенн (рис. 7).



Рисунок 7. Радиозонд АО РК «Вектор» 2023г.

Измерение ЭИИМ

Оценка погрешностей и результаты моделирования

Первые оценки применимости метода показали, что методологические погрешности в угловой окрестности $\pm \sqrt{\frac{D}{\lambda}} \cdot (2\Delta\theta_{0,5})$ от главного луча ДДН при измерениях на расстоянии $R \geq 3.3R_F$ окажутся на уровне погрешностей методов дальней зоны. Здесь λ — длина волны излучения, D — максимальный размер апертуры, $2\Delta\theta_{0,5} = \frac{\lambda}{D}$ — ширина главного луча ДДН, $R_F = 0.62D \sqrt{\frac{D}{\lambda}}$ — внутренний радиус зоны Френеля [7].

Для его практической реализации проведены оценки негативного влияния неустойчивости пространственного положения зонда и изменчивости ДН бортовой антенны с учетом угловых эволюций носителя. Для оценки влияния корпуса на ДН зондовой антенны были созданы электродинамические модели радиозондов на платформе БПЛА (рис. 8) с различными материалами корпуса, винтов и гиростабилизированного подвеса. В качестве зондовой антенны принималась зондовая антенна прототипа 2023 г.

Анализ расчетных ДН зондовой антенны в различных вариантах взаимного пространственного расположения корпуса и антенны позволил установить требования к конструкции и разработать средства минимизации влияния на ДН корпуса БПЛА. На рис. 9-10 заметно уменьшение ширины ДН на 10% и появление заднего лепестка на уровне минус 15 дБ.

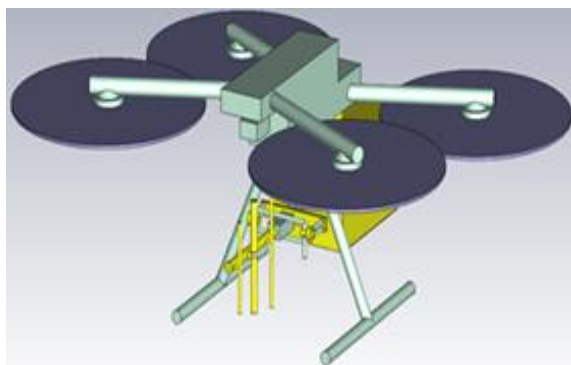


Рисунок 8. Электродинамическая модель радиозонда (БПЛА из алюминия)

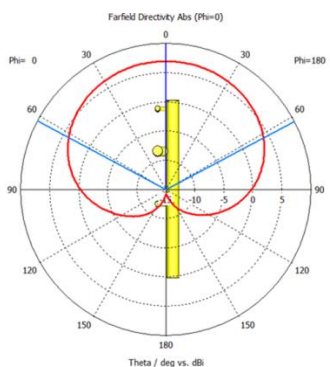


Рисунок 9. ДН зондовой антенны (без БПЛА)

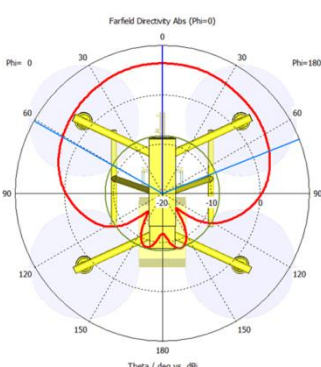


Рисунок 10. ДН зондовой антенны (с БПЛА)

Неточности в определении координат зонда с помощью национальной навигационной системы ГЛОНАСС приводят к отклонению фактического положения зонда от точки фокусировки (рис. 9). В результате волны от излучателей каналов ФАР складываются в зондовой антенне с фазами, несколько отличающимися от их фаз в дальней зоне, что, в свою очередь, приводит к отличию измеряемого распределения поля от поля дальней зоны.

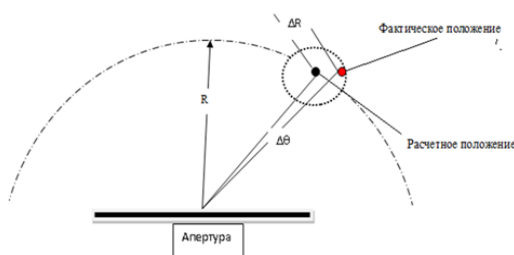


Рисунок 11. Отклонение фактического положения зонда от точки фокусировки

Для оценки этого вида погрешностей измерения ДДН методом виртуальной вышки было проведено компьютерное моделирование распределений поля ЦАФАР в окрестности зондовой антенны при отклонении ее положения от точки фокусировки.

Типичные результаты моделирования процесса измерений в зоне Френеля ($R = 2.2R_F$) показаны на рис. 12-13. Рис. 12 соответствует картине сфокусированного поля ФАР апертурой $65\lambda \times 30\lambda$ в окрестности $10^\circ \times 5^\circ$ главного луча $\theta_0 = 15^\circ$; $\varphi_0 = 45^\circ$, рис.13 – «измеренной» ДН при отклонении координат зонда от точки фокусировки 7λ .

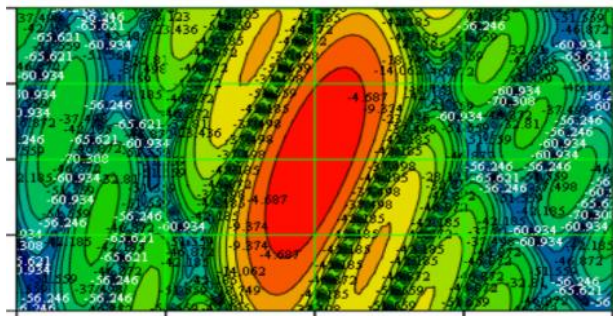


Рисунок 12. Распределение поля сфокусированной ФАР

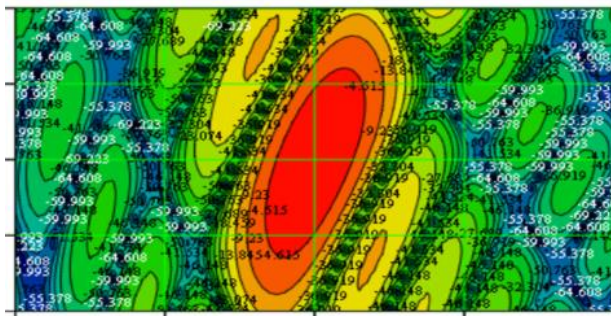


Рисунок 13. «Измеренная» ДН ФАР (отклонение 7λ)

Видно, что расчетные диаграммы демонстрируют хорошее совпадение сфокусированного поля и распределения поля в окрестности зондовой антенны (с учетом сдвига по направлению), отклонение фактического положения зонда от точки фокусировки в зоне Френеля не оказывает влияния на результаты измерений ДН вплоть до отклонений 7λ .

Заключение

Таким образом, отдельные отечественные мультироторные БПЛА уже сегодня отвечают требованиям к БПЛА-платформе для измерений методом виртуальной вышки, при этом дополнительные погрешности, связанные с их критическими параметрами (конструкция корпуса, точность определения координат национальной системой ГЛОНАСС), минимальны и позволяют проводить измерения параметров крупноапертурных ФАР с метрологической точностью.

В настоящее время ведется разработка летающего радиозонда на платформе БПЛА с потолком до 3 км для проведения измерений характеристик направленности крупноапертурных ЦАФАР методом виртуальной вышки.

Литература

1. V.I. Klassen, B.A. Levitan, I.A. Prosvirkin, S.A. Topchiev Development of hardware and software complex for measurement of direction patterns of large aperture antennas with the use of unmanned aerial vehicle and GLONASS system // Proceedings of the 2016 International Conference on Engineering and Telecommunication (EnT-2016 ISBN 978-1-5090-4553-2/16 IEEE), 2016.
2. Классен В.И., Левитан Б.А., Просвиркин И.А., Топчиев С.А. Способ измерения параметров направленности антенны с помощью БПЛА методом облета // Патент Российской Федерации №2626561, МПК G01R 29/10 (2006.01) №2016114365, заявл. 13.04.2016; опубл. 28.07.2017 Бюл. № 22.
3. Гогоберидзе Ю.Т., Классен В.И., Левитан Б.А., Литновский В.Я., Просвиркин И.А., Топчиев С.А. Способ автоматизированной ориентации бортовой антенны беспилотного комплекса для измерений параметров направленности антенн // Патент Российской Федерации №2704393, МПК G01R 29/10 (2006.01) №2019101411, заявл. 17.01.2019; опубл. 28.10.2019 Бюл. № 31.
4. Захарьев Л.Н. Методы измерения характеристик антенн СВЧ / Л.Н. Захарьев, А.А. Леманский, В.И. Турчин, Н.М. Цейтлин, К.С. Щеглов, под ред. Н.М. Цейтлина – М.: Радио и связь, 1985. 368 с.
5. Никитин М.В., Топчиев С.А. Разработка в ПАО «Радиофизика» РЛС с цифровыми ФАР // Сб. науч. тр. XIII молодежной науч.-техн. конф. Радиолокация и связь – перспективные технологии, 2015.
6. Гогоберидзе Т.О., Гогоберидзе Ю.Т., Классен В.И., Левитан Б.А., Литновский В.Я., Никитин М.В., Просвиркин И.А., Топчиев С.А. Способ измерения характеристик направленности фазированной антенной решетки в зоне Френеля с помощью беспилотной авиационной системы // Патент Российской Федерации №2797461, МПК G01R 29/10 (2006.01) № 2022115262, заявл. 06.06.2022; опубл. 06.06.2023 Бюл. № 16.

7. Балдин С.В., Гогоберидзе Т.О., Классен В.И., Левитан Б.А., Никитин М.В., Просвиркин И.А., Топчиев С.А. Метод виртуальной вышки для измерения диаграмм направленности крупноапертурных фазированных антенных решеток // XX Всероссийская молодежная научно-техническая конференция «Радиолокация и связь — перспективные технологии». Сборник трудов конференции – М.: Мир науки, 2023, сс. 26-29.
8. Грибанов А.Н., Гаврилова А.Е., Дорофеев А.Е., Мосейчук Г.Ф., Алексеев А.С. Метод измерения динамических ДН пассивных и активных ФАР. Вестник концерна «Алмаз - Антей». 2016, № 4, сс. 38-42.
9. Ненартович Н.Э., Балагуровский В.А., Маничев А.О. Методы измерения параметров и диагностики отказов ФАР в ближней зоне без применения механических позиционеров. Вестник концерна «Алмаз - Антей». 2015, № 3, сс. 36-42.

УДК 621.396

Герасеменко Никита Андреевич

ПАО «Радиофизика»

Россия, Москва

ФГБОУ ВО «Московский авиационный институт
(национальный исследовательский университет)»

Россия, Москва

E-mail: nik.gerasemenko@mail.ru

Коротков Павел Андреевич

ПАО «Радиофизика»

Россия, Москва

ФГБОУ ВО «Московский авиационный институт
(национальный исследовательский университет)»

Россия, Москва

E-mail: pasha.korotkov.2003@mail.ru

Селиванов Николай Леонидович

ПАО «Радиофизика»

Россия, Москва

Кандидат технических наук

E-mail: nick_selivanov@rambler.ru

Использование вибрационного гироскопа в системе наведения мобильной антенны

Аннотация. Сопровождение связной мобильной антенны спутника имеет проблему потери принимаемого сигнала при попадании антенны в тень. Возобновление приема сигнала крайне времязатратно. В данной статье рассматривается решение данной задачи путем использования инерциальной системы наведения, включающей в себя гироскоп.

Ключевые слова: инерциальная система наведения; макет инерциальной системы наведения; гироскоп; МЕМС-гироскопы; мобильная антенна.

Введение

Наведение антенны на спутник является важной задачей при функционировании мобильных систем. Мобильная система обеспечивает нахождение спутника для получения стабильного сигнала и дальнейшее его сопровождение по максимуму принимаемого сигнала. Указанная схема работы усложняется, если прием внезапно прекращается при попадании антенны в тень. В таком случае сопровождение по сигналу становится невозможным. Один из путей решения этой задачи – использование инерциальной системы наведения, которая будет управлять перемещением антенны при отсутствии сигнала. В этом случае, после выхода мобильной антенны из тени, будет обеспечено наведение антенны в область спутника, тем самым прием сигнала может быть восстановлен и сопровождение может продолжиться в установленном порядке. Инерциальная система может быть реализована с помощью гироскопа.

Выбор гироскопа

Гироскоп – это инерциальный датчик, который измеряет угол, угловую скорость, а также линейные ускорения относительно одной, двух или трёх осей и подразделяется соответственно на одно-, двух- и трёхосевой. Интегрируя значения полученной угловой скорости, можно определить закон изменения угла (траекторию движения).

Существует несколько видов инерциальных датчиков угловой скорости: роторные, лазерные, вибрационные и МЕМС [1].

Роторный гироскоп – классический механический гироскоп, с которого началось развитие всех гироскопических устройств. В устройство такого гироскопа входит ротор, приходящий в движение под действием электрического тока, как ротор электродвигателя, закрепленный в раме, и стабильный корпус. Такие гироскопы объемные и дорогие. Работа лазерных гироскопов основана на эффекте «Саньяка», и такой датчик представляет из себя оптический резонатор треугольной или квадратной формы с тремя или четырьмя зеркалами, расположенными по углам контура. Между анодом и катодом возникают разряды, генерирующие два лазерных луча, непрерывно циркулирующие в полости гироскопа в противоположных направлениях, из-за чего в датчике возникает интерференционная картина, состоящая из светлых и тёмных полос. Однако стоимость таких гироскопов слишком высока. Вибрационные гироскопы содержат в своём устройстве реагирующие на вращение объекта вибрирующие детали, которые при этом соединены с опорой гироскопа. Чувствительный элемент вибрирует в одной и той же плоскости при повороте основания, и амплитуда этих колебаний пропорциональна угловой скорости. Принцип работы МЕМС-гироскопов схож с принципом работы вибрационных гироскопов: для измерения угловой скорости вращающегося тела необходима вибрация (возбуждение). Для этого в системе имеется инертная масса, которая вибрирует, и при изменении угловой скорости эффект «Кориолиса» вызывает возникновение новых колебаний этой массы в другой плоскости.

Ожидаемое время сохранения направления на спутник невелико (≈ 10 минут), что позволяет снизить требования к точности и дрейфу гироскопа. Благодаря малым габаритам, низкой стоимости и допустимой погрешности измерений был выбран модуль GY-25, который представлен на рисунке 1. Устройство включает в себя гироскоп MPU-6050 и контроллер для обработки его сигналов.

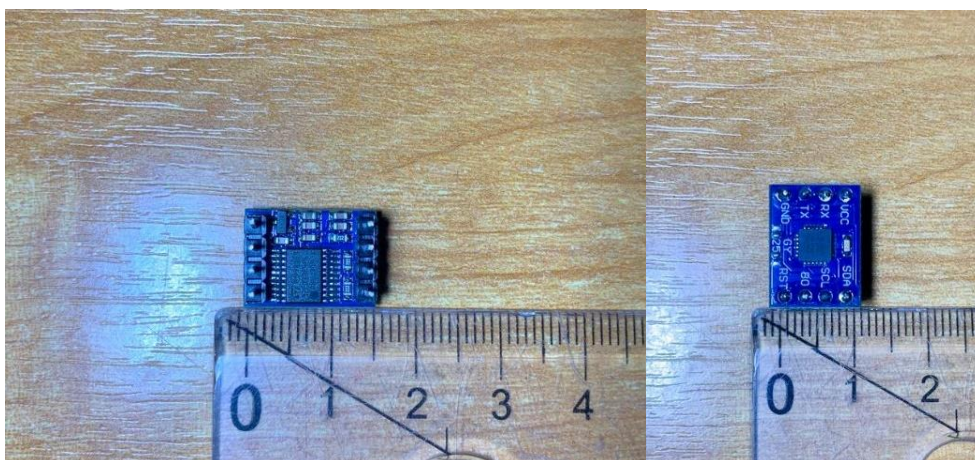


Рисунок 1. Модуль GY-25

MPU-6050 состоит из трёх независимых одноосных вибрационных датчиков угловой скорости (MEMS-гироскопов), которые реагируют на вращение вокруг X-, Y-, Z- осей. Две подвешенные массы совершают колебания по противоположным осям. С появлением угловой скорости эффект «Кориолиса» вызывает изменение направления вибрации, которое фиксируется емкостным датчиком. Измеряемая дифференциальная емкостная составляющая пропорциональна углу перемещения. Получившийся сигнал усиливается, демодулируется и фильтруется, давая в итоге напряжение, пропорциональное угловой скорости вращения. Данный сигнал оцифровывается с помощью встроенного в модуль GY-25 16-битного АЦП [2].

Подключение гироскопа

Была разработана электрическая схема макета для изучения характеристик гироскопа и отладки программного обеспечения модуля (рисунок 2). Также было изучено, что подключение гироскопа к ЭВМ может быть осуществлено с помощью преобразователя интерфейса UPORT 1150 по протоколу RS-232, а подключение к микроконтроллеру может быть реализовано по шине данных I2C [3].



Рисунок 2. Электрическая схема макета

Заключение

В настоящее время разрабатывается программное обеспечение для подключения гироскопа к ЭВМ по UPORT 1150. В дальнейшем планируется подключение модуля к микроконтроллеру STM32, а также получение реальных параметров гироскопа: его точность измерения и временной интервал сохранения угла отклонения. Отладка аппаратной части и программного обеспечения инерциальной системы поможет использовать их как в учебных целях, так и при разработке систем наведения мобильных антенн.

Литература

1. Блюмин Г.Д. Гироскоп. Теория и применение. - М.: Мир, 1974. - 533с.
2. Кашкаров А.П. Микроэлектромеханические системы и элементы. - М.: ДМК Пресс, 2017. - 144с.
3. Авдеев А.В. Периферийные устройства: интерфейсы, схемотехника, программирование. М.: ДМК Пресс, 2012. - 848с.

УДК 621.396

Герасеменко Никита Андреевич

ПАО «Радиофизика»

Россия, Москва

ФГБОУ ВО «Московский авиационный институт
(национальный исследовательский университет)»

Россия, Москва

E-mail: nik.gerasemenko@mail.ru

Коротков Павел Андреевич

ПАО «Радиофизика»

Россия, Москва

ФГБОУ ВО «Московский авиационный институт
(национальный исследовательский университет)»

Россия, Москва

E-mail: pasha.korotkov.2003@mail.ru

Селиванов Николай Леонидович

ПАО «Радиофизика»

Россия, Москва

Кандидат технических наук

E-mail: nick_selivanov@rambler.ru

Макет системы наведения связной мобильной антенны

Аннотация. В статье рассматривается проблема нарушения приёма сигнала связной мобильной антенны при появлении препятствий приему, таких как мосты, туннели и здания. Для сохранения направления антенны на спутник было решено использовать инерциальную систему на основе малогабаритного гироскопа. Для разработки основных подсистем было решено создать макет системы наведения связной мобильной антенны. В статье описано построение поворотного устройства, приёмника наведения и инерциальной системы.

Ключевые слова: мобильная антенна; система наведения связной мобильной антенны; макет мобильной антенны; инерциальная система; макет поворотного устройства.

Введение

Система наведения связной мобильной антенны, установленной на автомобиле, имеет ряд особенностей. Наведение антенны на спутник производится в два этапа. Сначала, пока автомобиль неподвижен, производится поиск спутника путем сканирования пространства в широком секторе. Далее, при движении транспортного средства, антенна сопровождает спутник, обеспечивая максимальный уровень сигнала. Однако, при появлении препятствий приёму, таких как мосты, туннели или здания, приём сигнала нарушается. В результате его сопровождение невозможно. При выходе из-за препятствия необходимо осуществить повторный поиск сигнала, что требует дополнительного времени. Для решения этой проблемы предлагается использовать инерциальную систему, которая поможет сохранить направление антенны на спутник при отсутствии сигнала.

Для разработки и отладки основных подсистем, а именно: поворотного устройства, приёмника наведения и инерциальной подсистемы предполагается создать макет системы

наведения. Схема макета системы наведения связной мобильной антенны приведена на рисунке 1.

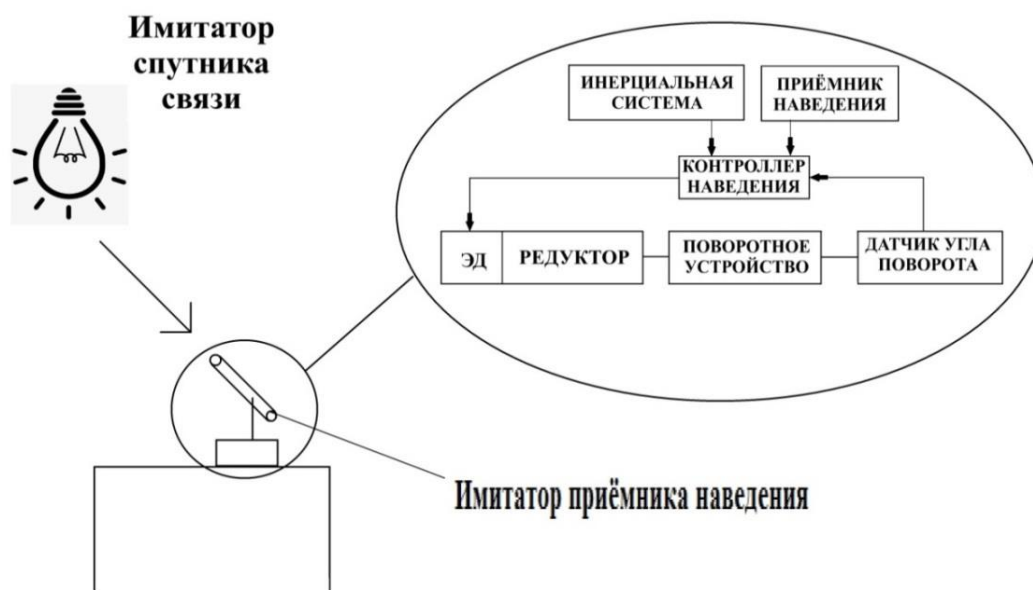


Рисунок 1. Схема макета системы наведения связной мобильной антенны

Поворотное устройство

Поворотное устройство предназначено для наведения на имитатор ИСЗ. В системах наведения мобильных антенн может быть использовано наведение только по азимутальной оси за счет широкой диаграммы направленности по углу-месту. В макете также будет использоваться наведение по одной, азимутальной оси. Для создания макета поворотного устройства был использован механизм с червячным редуктором. Он был оснащён мотор-редуктором постоянного тока [1] и инкрементным датчиком угла поворота. Конструкция не позволяет установить датчик угла на оси вращения, поэтому он установлен на быстроходном валу червячной передачи. Мотор-редуктор и датчик угла соединяются с валом червячного редуктора с помощью пружинных муфт обеспечивающих безлюфтовое соединение. В качестве контроллера наведения выбран контроллер семейства STM32F4, так как микроконтроллеры STM32 производимы, легко сопрягаются с различной периферией и поддерживаются собственной средой разработки. Управлять электродвигателем было решено при помощи широтно импульсной модуляции [2]. Для решения этой задачи была выбрана плата управления электродвигателем L298N.

Приёмник наведения

Приёмник наведения предназначен для приема сигнала и определения ошибки наведения. В связи с рядом трудностей, возникающих при использовании радиоканала, а именно сложность технической реализации, сложность испытания макета в помещении и требованием получения разрешения на использование радиочастоты, в макете предполагается использовать оптическую имитацию приёмника наведения и наводиться на источник света. Наведение имитатора приёмника наведения на имитатор ИСЗ производится

в два этапа. На первом этапе имитатор приёмника наведения сканирует пространство в широком секторе, осуществляя предварительное наведение на сигнал. После обнаружения сигнала наведения, производится переход к слежению. Слежение осуществляется по максимуму сигнала. Контроллер определяет ошибку наведения и обеспечивает поворот имитатора наведения в сторону увеличения сигнала.

Инерциальная система

Инерциальную систему предлагается строить на основе вибрационного гироскопа типа GY-25, она предназначена для сохранения направления на объект наблюдения при потере сигнала. В настоящее время существует огромное количество различных видов гироскопов. Вибрационные гироскопы миниатюрны и обладают достаточной точностью. Такие гироскопы используются в гаджетах, системах стабилизации изображения и моделях на радиоуправлении. При потере сигнала, контроллер наведения переходит к управлению положением приёмника наведения по сигналам от гироскопа и приёмник продолжает сопровождение «невидимого» источника сигнала. Это упрощает его повторный захват и ускорит переход к сопровождению. Сохранять направление необходимо в течение не длительного времени, до нескольких минут, поэтому жестких требований точности к гироскопу не предъявляется.

Заключение

В настоящее время разработана общая схема макета, проработано построение поворотного устройства, приёмника наведения и инерциальной системы. Разработана схема электрическая и конструкция поворотного устройства. В процессе отладки находится программа управления скоростью электродвигателя. Было изучено подключение гироскопа к микроконтроллеру и ЭВМ.

Создаваемый макет позволит проверить основные технические решения, отладить аппаратуру подсистем и функциональное программное обеспечение, отработать алгоритмы поиска источника сигнала и его сопровождения. Макет может быть использован в учебных целях для получения практических навыков разработки аппаратуры и программного обеспечения подобных систем, а также получения опыта работы с лабораторным оборудованием. Кроме того, макет может использоваться на всех этапах разработки реальных систем.

Литература

1. Лодочников Э.А., Юферов Ю.М., Микроэлектродвигатели для систем автоматики (технический справочник). М.: Энергия, 1969. 272 с.
2. Лакота Н.А., Основы проектирования следящих систем. М.: Машиностроение, 1978. 391с.

УДК 621.396

Герасеменко Никита Андреевич

ПАО «Радиофизика»

Россия, Москва

ФГБОУ ВО «Московский авиационный институт
(национальный исследовательский университет)»

Россия, Москва

E-mail: nik.gerasemenko@mail.ru

Коротков Павел Андреевич

ПАО «Радиофизика»

Россия, Москва

ФГБОУ ВО «Московский авиационный институт
(национальный исследовательский университет)»

Россия, Москва

E-mail: pasha.korotkov.2003@mail.ru

Селиванов Николай Леонидович

ПАО «Радиофизика»

Россия, Москва

Кандидат технических наук

E-mail: nick_selivanov@rambler.ru

Макет поворотного устройства мобильной антенны

Аннотация. В данной статье рассматривается построение макета поворотного устройства связной мобильной антенны. Была разработана схема поворотного устройства, а также программное обеспечение поворотного устройства.

Ключевые слова: макет поворотного устройства; мобильная антенна; схема поворотного устройства.

Введение

В ходе работы над макетом системы наведения связной мобильной антенны остро встала задача разработки поворотного устройства. Для решения этой задачи была разработана схема поворотного устройства, она представлена на рисунке 1. Схема включает в себя: мотор-редуктор (поз.1), датчик угла поворота (поз.2), червячный редуктор (поз.3), соединительные муфты (поз.4), контроллер наведения (поз.5), плату управления (поз.6).

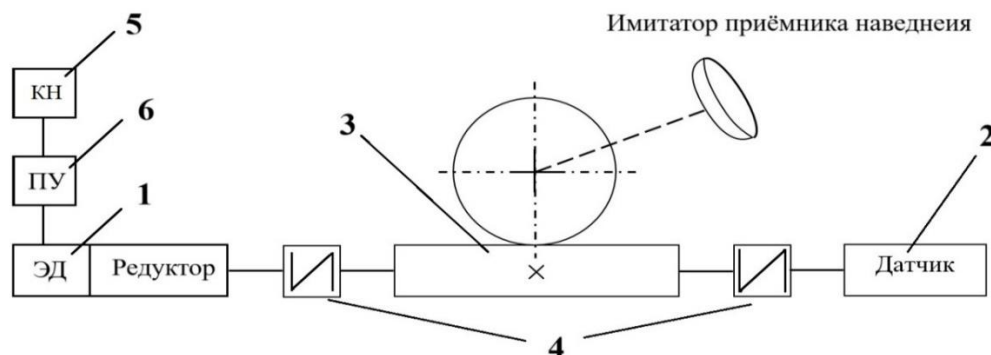


Рисунок 1. Схема макета поворотного устройства

Построение макета

В макете реализовано наведение только по одной – азимутальной оси. Для его создания был использован механизм, оставшийся от старых разработок. Он был дооснащён коллекторным мотор-редуктором постоянного тока ZGA37RG [1] и инкрементным датчиком угла поворота ЛИР-137А. Так как конструкция не позволяет установить датчик угла непосредственно на оси вращения, он установлен на быстроходном валу червячной передачи. Червячное колесо выполнено из пластика, передача обладает малым люфтом и погрешность измерения угла ожидается небольшой. Угол поворота определяется с учетом редукции червячной передачи. Мотор-редуктор и датчик угла соединяются с валом червячного редуктора с помощью пружинных муфт, это позволит минимизировать люфт передачи и компенсировать несоосность. В качестве контроллера наведения было решено выбрать микроконтроллер семейства STM32, а именно STM32F407. Микроконтроллеры STM32 имеют высокую производительность, легко сопрягаются с различной периферией, поддерживаются собственной средой разработки с большим количеством библиотек и невысокой стоимостью. За основу аппаратуры управления была взята плата управления электродвигателем L298N. Данная плата под управлением микроконтроллера позволяет плавно регулировать скорость мотор-редуктора при помощи широтно импульсной модуляции [2].

Заключение

В настоящее время собран макет поворотного устройства и разработано программное обеспечение для регулирования скорости электродвигателя. Предполагается подключить датчик угла, отладить программное обеспечение и добиться более широкого диапазона регулирования скорости вращения электродвигателя.

Макет может использоваться в учебных целях для получения практических навыков по работе с лабораторным оборудованием, разработке аппаратуры и программного обеспечения следящих систем. Кроме того, он входит в состав макета системы наведения связной мобильной антенны и сможет использоваться на всех для разработки реальных систем связи.

Литература

1. Лодочников Э.А., Юферов Ю.М., Микроэлектродвигатели для систем автоматики (технический справочник). М., «Энергия», 1969. 272 с.
2. Лакота Н.А., Основы проектирования следящих систем. М.: «Машиностроение», 1978. 391с.

УДК 621.396.6

Маменко Егор Александрович

АО «Центральный научно-исследовательский радиотехнический
институт им. академика А.И. Берга»
Россия, Москва
E-mail: mamenko2002@mail.ru

Харалгин Сергей Владимирович

АО «Центральный научно-исследовательский радиотехнический
институт им. академика А.И. Берга»
Россия, Москва
E-mail: Hsvl92@mail.ru

Электродинамическое моделирование сверхширокополосной линзы Ротмана сверхвысокочастотного диапазона длин волн

Аннотация. В статье рассматривается проблема разработки малогабаритных, широкополосных, удовлетворительных по стоимости и простых в изготовлении диаграммообразующих схем для использования в устройствах радиоэлектронного мониторинга поверхности Земли. С учетом требований разработана 3D-модель линзы Ротмана для частотного диапазона 8 – 18 ГГц.

Ключевые слова: диаграммообразующая схема; линза; линза Ротмана.

Введение

К современным системам радиоэлектронного мониторинга предъявляется широкий набор требований, которые включают в себя: широкополосность, высокая чувствительность, требования по пространственной области обзора и другие [1]. В силу растущих требований к миниатюризации, линзы Ротмана становятся перспективными диаграммообразующими устройствами для подобных систем.

Линза Ротмана, выполненная по печатной технологии, является простым в изготовлении диаграммообразующим устройством СВЧ-диапазона. При прохождении сигнала от выбранного порта через тело линзы и систему линий задержек создается необходимое фазовое распределение.

Принимая во внимание вышеизложенное, была поставлена задача на разработку Линзы Ротмана СВЧ-диапазона длин волн и оценка её потенциальных возможностей. Линза должна иметь 6 входных и 4 выходных порта, 6 положений луча, отклоненных от нормали линзы на $\pm 50^\circ$, $\pm 32^\circ$, $\pm 6^\circ$.

Для удовлетворения поставленной цели проводится расчет и исследование сверхширокополосной линзы Ротмана СВЧ-диапазона длин волн. Исследование проводится методами математического расчета и электродинамического моделирования.

Алгоритм построения 3D-модели линзы Ротмана

Общий вид топологии линзы Ротмана представлен на рис. 1.

Линза имеет 13 портов: 6 входных, 4 выходных и 3 балластных. Балластные порты необходимы для устранения дополнительных переотражений в линзе, это положительно сказывается на фазовых характеристиках линзы. Линии задержки нужны для формирования необходимой величины разности фаз между выходными портами.

Для построения линзы Ротмана согласно [2] необходимо задать углы отклонения $[0 \pm \alpha_f^\circ]$, расстояние до внеосевых фокусов F и параметр $g = G/F$ (где G – расстояние до главного фокуса) и массив ординат излучателей.

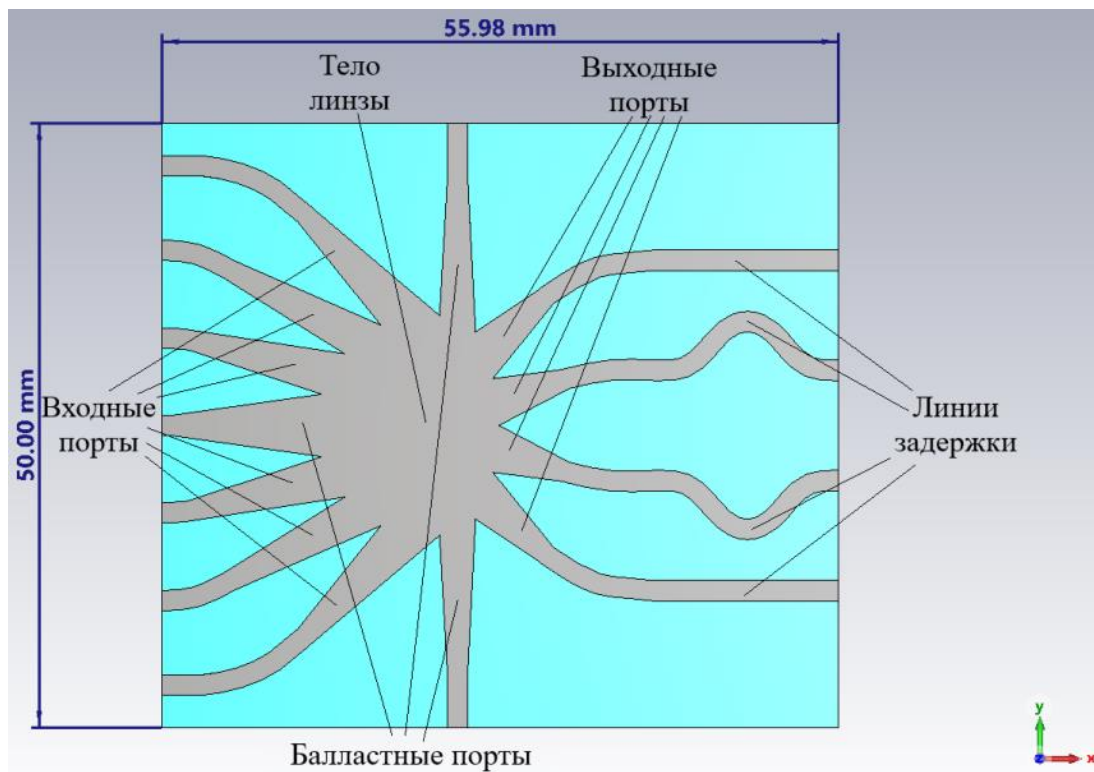


Рисунок 1. Топология линзы Ротмана

Построение линзы производилось в соответствии с [3] в следующей последовательности:

1. Подбор материала диэлектрика:
В качестве материала подложки был выбран ФЛАН 5.0 с диэлектрической проницаемостью $\varepsilon = 5 \pm 0.2$ и толщиной 1 мм.
2. Расчет и построение входного и выходного контура линзы:
Под выходным контуром понимается дуга (край тела линзы), на которой расположены выходные порты, она рассчитывается по формулам (1) - (8):

$$w_i = \frac{-b - \sqrt{b^2 - 4ac}}{2a}, \quad (1)$$

$$x_i = \frac{F}{(\cos \alpha_f - g)} \left(\sqrt{\frac{\varepsilon_w}{\varepsilon}} w_i (g - 1) + \frac{\eta_i^2 \sin^2 \alpha_f}{2\varepsilon} \right), \quad (2)$$

$$x_i = \frac{y_{ai}}{\sqrt{\varepsilon}} \left(1 - \sqrt{\frac{\varepsilon_w}{\varepsilon}} w_i \right), \quad (3)$$

где y_{ai} – ордината i -го излучателя антенной решетки,

w_i – нормированная разность длин линий задержек между i -ой точкой подключения и i -м излучателем с ординатой y_{ai} ,

$$\eta_i = \frac{y_{ai}}{F}, \quad (4)$$

$$a = \frac{\varepsilon_w}{\varepsilon} \left(1 - \frac{\eta_i^2}{\varepsilon} - \left(\frac{g - 1}{g - \cos \alpha_f} \right)^2 \right), \quad (5)$$

$$b = \sqrt{\frac{\varepsilon_w}{\varepsilon}} \left(\frac{2g(g-1)}{g - \cos \alpha_f} - \frac{(g-1)\eta_i^2 \sin^2 \alpha_f}{\varepsilon(g - \cos \alpha_f)^2} + \frac{2\eta_i^2}{\varepsilon} - 2g \right), \quad (6)$$

$$c = \frac{g\eta_i^2 \sin^2 \alpha_f}{\varepsilon(g - \cos \alpha_f)} - \frac{\eta_i^4 \sin^4 \alpha_f}{4\varepsilon^2(g - \cos \alpha_f)^2} - \frac{\eta_i^2}{\varepsilon}, \quad (7)$$

$$\varepsilon_w = \frac{\varepsilon + 1}{2} + \frac{\varepsilon - 1}{2} \left(1 + 12 \frac{H}{w} \right)^{-\frac{1}{2}}. \quad (8)$$

Под входным контуром понимается дуга, на которой расположены входные порты, она рассчитывается по формуле (9):

$$\rho = F \left(\frac{(g^2 - 1) \cos \alpha + \sqrt{(g^2 - 1)^2 \cos^2 \alpha - 4g(g - \cos \alpha_f)(g \cos \alpha_f - 1)}}{2(g - \cos \alpha_f)} \right). \quad (9)$$

3. Расчет или вспомогательное электродинамическое моделирование для построения плавного перехода.

4. Построение линий задержки.

Построенная линза представлена на рис. 1.

Электродинамическое моделирование и анализ результатов

Проведем анализ данных, полученных в ходе электродинамического моделирования, его результаты представлены в виде распределений E-компоненты поля на частотах 8, 10, 13 и 18 ГГц на рисунках 2-5 соответственно.

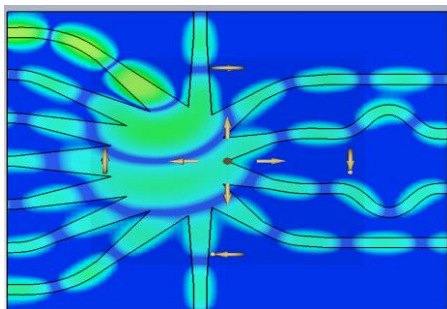


Рисунок 2. Распределение E – компоненты поля в линзе на частоте 8 ГГц

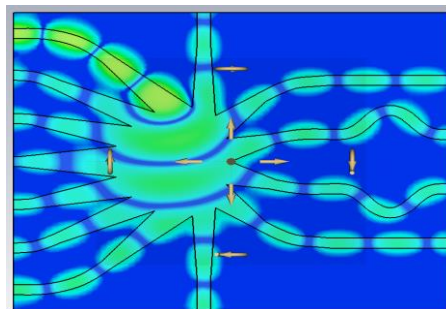


Рисунок 3. Распределение E – компоненты поля в линзе на частоте 10 ГГц

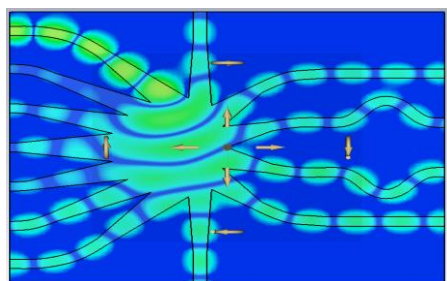


Рисунок 4. Распределение E – компоненты поля в линзе на частоте 13 ГГц

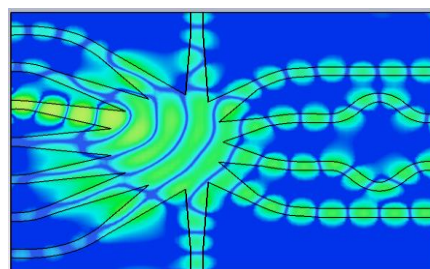


Рисунок 5. Распределение E – компоненты поля в линзе на частоте 18 ГГц

Как видно из рисунков, не во всем рассматриваемом диапазоне волны распространяются равномерно по структуре. Могут наблюдаться искажения фронта волны, что ведет к увеличению фазовых ошибок.

Значения отклонения луча от нормали к линзе (ось X) α_f можно рассчитать математически по формуле (10) [4]:

$$\alpha_f = \arcsin\left(\frac{\Delta\varphi \cdot c}{2\pi \cdot d \cdot f}\right), \quad (10)$$

где $\Delta\varphi$ – разность фаз на выходе линий задержек,

d – расстояние между выходами линий задержек,

f – частота,

c – скорость света.

На рисунках 6, 7 и 8 представлены зависимости значений отклонения луча от нормали линзы в зависимости от номера питаемого порта: 1, 2 или 3 в диапазоне 8 – 18 ГГц, посчитанных математически на основе S-параметров, полученных в результате электродинамического моделирования, а также их средние значения.

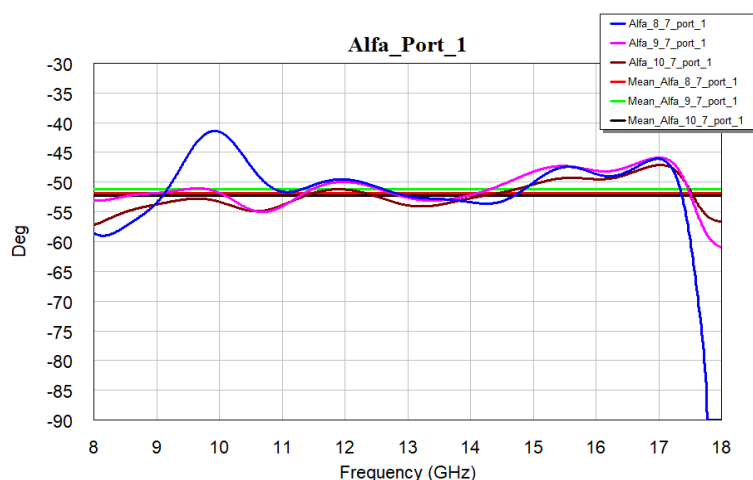


Рисунок 6. Зависимость значений отклонения луча от нормали при питании 1 порта

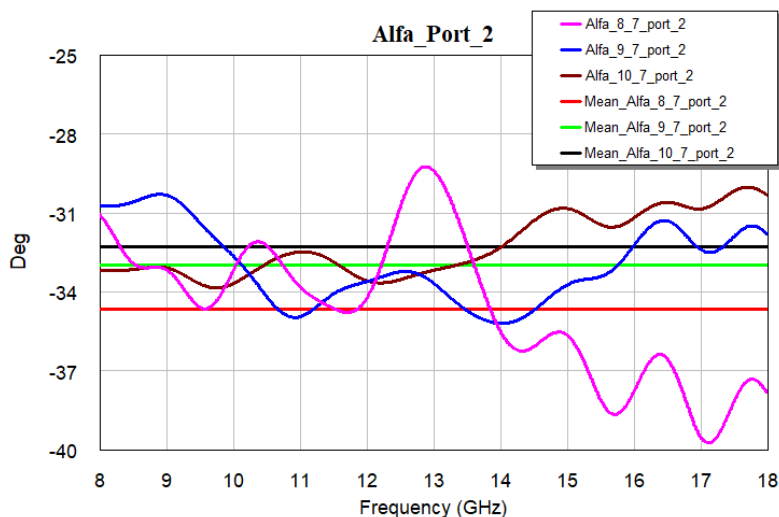


Рисунок 7. Зависимость значений отклонения луча от нормали при питании 2 порта

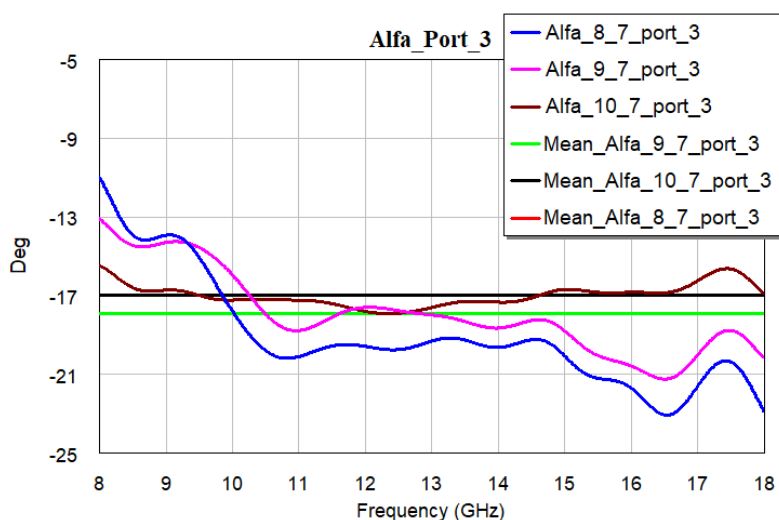


Рисунок 8. Зависимость значений отклонения луча от нормали при питании 3 порта

Выводы

1. Теоретически можно рассчитать линзу Ротмана в микрополосковой конфигурации с учетом материала подложки с любой ϵ , однако при малых значениях ϵ имеет место ярко выраженная нелинейная зависимость волнового сопротивления от соотношения ширины полоска к толщине подложки.

2. Электрическая длина пути распространения электромагнитной волны внутри линзы для каждого значения длины волны разная, в связи с этим возникают фазовые ошибки – отклонение луча от заранее рассчитанного значения. Необходимо искать методы борьбы с ними, один из них – балластные порты, которые ставятся в местах, свободных от основных портов, и подключаются к согласованной нагрузке.

3. Процесс распространения волны внутри линзы на некоторых частотах может иметь ярко выраженный резонансный характер.

4. Полученные результаты, а именно отклонение положения луча от расчетного значения в $2...3^\circ$ позволяют использовать рассчитанную структуру линзы Ротмана в качестве диаграммообразующей схемы.

5. Неточность полученных значений отклонения луча позволяет сделать вывод о том, что в расчетной структуре линзы присутствуют фазовые ошибки, являющиеся результатом интерференции при переотражении распространяющейся электромагнитной волны.

Литература

1. Андреев Г.И., Замарин М.Е., Созинов П.А., Солдатов В.П. Особенности развития радиотехнических систем радиоэлектронной борьбы // Радиотехника. – 2021. Т. 85. № 12. – С. 5-30.
2. Rotman W., Turner R.F. Wide-Angle Microwave Lens for Line Source Applications. IEEE Trans. 1963. V. AP-11. № 11. – P. 623.
3. Селютин А.Ю. Топология линий задержки в печатной линзе Ротмана // Радиотехника. – 2021. Т. 85. № 3. – С. 134–147.
4. Корн Г., Корн Т. Справочник по математике. - М.: Наука, 1974.

УДК 53.072.8

Нигомедзянов Даниил Николаевич
ФГБОУ ВО «Московский авиационный институт
(национальный исследовательский университет)»
Россия, Москва
ПАО «Радиофизика»
Россия, Москва
E-mail: nigomedzyanov.57@mail.ru

Сергеев Илья Михайлович
ООО «Многофункциональные преобразователи и системы»
Россия, Домодедово
E-mail: neohotaneo@mail.ru

Лобачёв Никита Юрьевич
ФГБОУ ВО «Московский авиационный институт
(национальный исследовательский университет)»
Россия, Москва
ПАО «Радиофизика»
Россия, Москва
E-mail: mr.NikitaYurievich@mail.ru

Разработка макета двухзеркальной антенны в масштабе 1:16

Аннотация. В статье рассмотрена разработка и приведено описание технологии изготовления макета двухзеркальной антенны в масштабе 1:16, позволяющего демонстрировать принципы антенных систем. Предложено использование изготовленного макета в образовательном процессе базовой кафедры.

Ключевые слова: разработка макета; макет двухзеркальной антенны; 3D-моделирование; макетирование; аддитивные технологии.

Введение

Развитие технологий в области антенностроения влечёт всё более жесткие требования к квалификации специалистов, которая определяется полученными в процессе образования знаниями и навыками [1-3]. Образовательный процесс включает всё больше новых дисциплин, темпы развития которых приводят к отрыву теоретических знаний от практических навыков [4-5]. Для уменьшения данного отрыва был разработан макет двухзеркальной антенны в масштабе 1:16.

Разработка макета

С одной стороны, чтобы образовательный процесс соответствовал актуальным функционалу и принципам антенностроения, необходимо взять за образец готовую антенну. Была выбрана реальная двухзеркальная антенна сопровождения геостационарного искусственного спутника Земли (ГИСЗ) с одним параболическим зеркалом (рефлектором) и одним гиперболическим зеркалом (контррефлектором) по оптической схеме Кассегрена, показанная на рисунке 1.

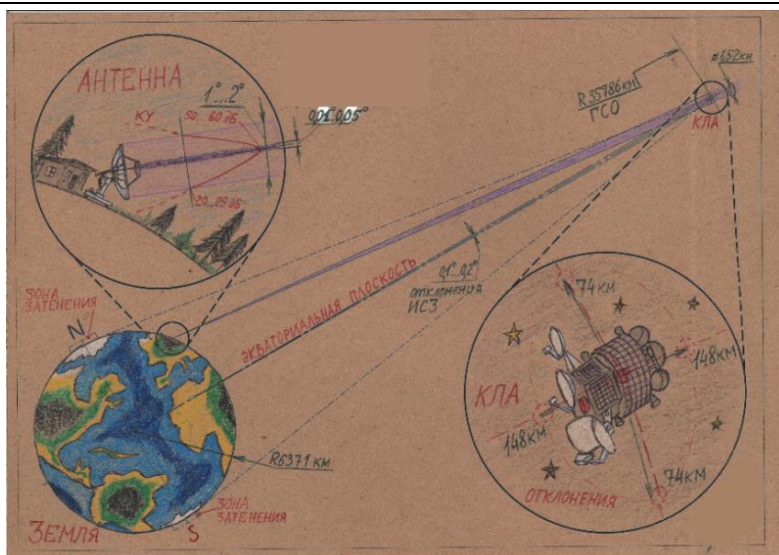


Рисунок 1. Принцип работы антенны сопровождения ГИСЗ

С другой стороны, для демонстрации антенны, в рамках образовательного процесса, размеры должны быть компактными, а управление наглядным.

Данное противоречие разрешается за счёт изменения диапазона углов поворота рефлектора макета с возможностью вращения по азимуту и углу места на 90° , 70° соответственно и масштабирования, которые, в свою очередь, влекут невозможность технологического изготовления и/или технико-экономическую нецелесообразность изготовления некоторых составляющих.

Эскиз, включающий изменения конструкции антенны, для разработки макета в масштабе 1:16 показан на рисунке 2.

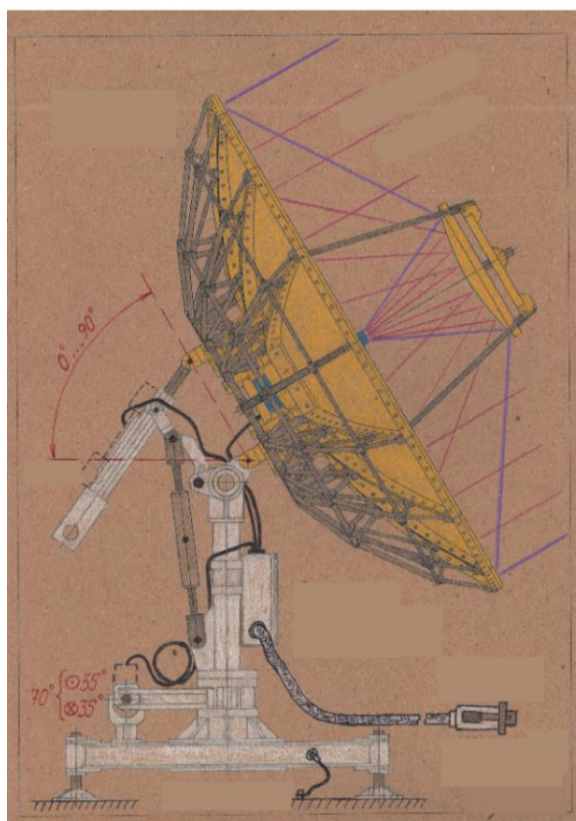


Рисунок 2. Эскиз для разработки макета двухзеркальной антенны

Исходя из вышеописанного, разработаны конструкторская документация (КД) макета (техническое задание, чертежи, эскизы, спецификации, схема электрическая принципиальная) на основе конструкторской документации прототипа и 3D-модели (опорно-поворотного устройства и рефлектора с контррефлектором) в отечественном программном обеспечении «Компас-3D», показанные на рисунке 3.

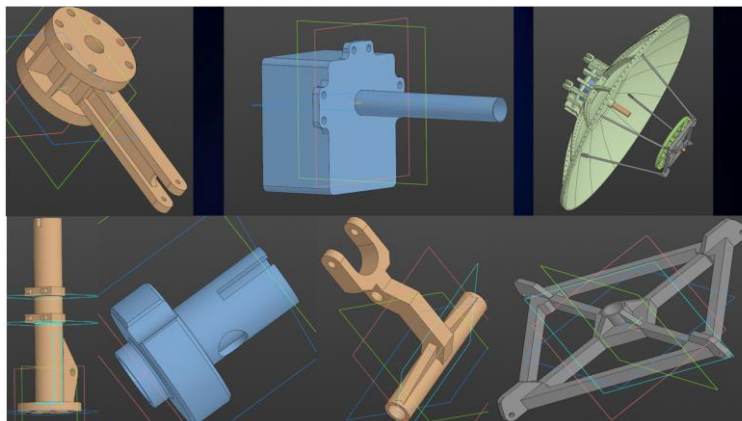


Рисунок 3. 3D-модели сборочных единиц макета

В соответствии с КД макет был изготовлен по следующей технологии:

1. Изготовление сборочных единиц и деталей посредством 3D-печати из ABS-пластика;
2. Покупка конструкторских единиц и материалов;
3. Сборка и монтаж компонентов макета;
4. Покраска макета для придания эстетического вида и защитных свойств.

Описание технологии изготовления макета

На первом этапе изготовлены сборочные единицы и детали по КД, осуществлена 3D-печать из ABS-пластика на 3D-принтере Picaso Designer X Series 2 (рис. 4) с заданными параметрами печати:

- область: 201x201x210 мм;
- толщина: от 0,01 мм;
- скорость: до 150 мм/с.



Рисунок 4. 3D-принтер Picaso Designer X Series 2

На втором этапе куплены конструкторские единицы и материалы: светодиод, фоторезистор, микро-двигатели с редуктором, монтажные провода, набор винтов, переключатели, обезжириватель, белая грунтовка, аэрозольная краска, клей, наждачная бумага, анаэробный фиксатор резьбы.

На третьем этапе произведены сборка и монтаж компонентов макета в соответствии с КД. Неразборные металлические части ручного привода (латунная трубка, штоки, переходные муфты) соединялись посредством развальцовки, а компоненты опорно-поворотного устройства – посредством склеивания. Поворотные части ОПУ стопорились винтами с анаэробным фиксатором резьбы, а лепестки рефлектора соединялись через штыревые разъёмы. Электрические соединения выполнялись методом пайки контактных соединений.

На четвёртом этапе осуществлена покраска макета. Перед покраской поверхность рефлектора предварительно была отшлифована и обезжирена, был нанесён слой белой грунтовки. По окончании высыхания грунтовки на поверхность была нанесена белая аэрозольная краска в два слоя с промежуточной сушкой.

Заключение

Таким образом, был разработан макет двухзеркальной антенны в масштабе 1:16, представленный на рисунке 5 [6-10].



Рисунок 5. Макет двухзеркальной антенны в масштабе 1:16

В будущем предлагается внедрить лабораторную работу в образовательный процесс базовой кафедры, в которой макет двухзеркальной антенны будет использован в качестве инструмента [11]. Для этого необходимо:

1. Разработать методологию лабораторной работы;

2. Дополнить макет процессором программирования азимутального и угломестного приводов с заменой в блоке приёма-передачи «Светоч» светодиода на лазерный целеуказатель для слежения за воздушными объектами;
3. Разработать макет ИСЗ.

Литература

1. Зорина О.С. Профессиональные компетенции будущего инженера // Педагогический журнал, 2023. - С. 95-100.
2. Киселев А.А. Проблемы реализации компетентностного подхода в отечественных вузах и пути их решения // Развитие современного образования в контексте педагогической компетентиологии: Материалы Всероссийской научной конференции с международным участием, 2021. – С. 143-150.
3. Рудской А.И., Боровков А.И., Романов П.И., Колосова О.В. Общепрофессиональные компетенции современного российского инженера // Высшее образование в России, 2018. – Т. 27, № 2. – С. 5-18.
4. Основы инноватики и инновационных технологий: учебное пособие / В.А. Еронин: Издательство Вл-ГУ, 2021. -164 с.
5. Гончарова Н.А. Цифровые технологии и цифровые компетенции в проактивной подготовке специалистов // Цифровая трансформация современного образования: сборник материалов Всероссийской научно-методической конференции с международным участием, 2020. – С. 171-175.
6. Конструирование механизмов антенн: учебное пособие // Н.С. Диняева. – М.: Изд-во МАИ, 2002. – 340 с.
7. Антенны космической связи: учебное пособие для вузов // Н.Д. Козырев. – М.: Радио и связь, 1990. – 160 с.
8. Справочник по электротехнике и электрооборудованию: учебное пособие для вузов // И.И. Алиев. – 3-е изд., испр. – М.: Высш. шк., 2002 – 255 с.
9. Аддитивные технологии. Современные методы 3D-печати: учебное пособие // С.Г. Менюк, В.В. Дядичев, Г.Р. Биленко, Д.С. Менюк. ООО "Издательство Типография "Ариал", 2024. – 114 с.
10. К.И. Юрканов, К.В. Харченков. Послепечатная обработка изделий из ABS пластика // Материалы студенческой научной конференции за 2015 год: Воронежский государственный университет инженерных технологий, 2015. – С. 227-228.
11. Н.С. Диняева, Б.А. Левитан, Н.Ю. Лобачев, Д.С. Очков, И.М. Сергеев. Результаты модернизации учебного процесса базовой кафедры МАИ (НИУ) посредством макетирования // Радиотехника, 2017. – № 10. – С. 5-8.

УДК 621.396.67:534.015

Олейников Олег Борисович

ПАО «Радиофизика»

Россия, Москва

Московский авиационный институт (национальный исследовательский университет)

Россия, Москва

E-mail: captain_oleg@mail.ru

Применение метода вычисления межслоевых напряжений в многослойных печатных платах антенных устройств

Аннотация. Исследуются подходы к моделированию методом конечных элементов поведения композитных материалов многослойных печатных плат под воздействием вибрации в качестве эксплуатационной нагрузки для вычисления межслоевых сдвиговых напряжений. Рассмотрена методика последовательного размещения композитных слоев, на основе которой разработана модель для типовой структуры многослойных печатных плат, позволяющая заранее спрогнозировать возможное разрушение расслоением композита с учетом взаимодействия продольных и поперечных напряжений, деформаций на уровне каждого слоя. Представлена сравнительная характеристика полученных результатов расчета при разных подходах к моделированию многослойной печатной платы.

Ключевые слова: многослойная печатная плата; композит; межслоевые напряжения; метод конечных элементов; критерий прочности.

В связи с расширенными требованиями оптимального проектирования, сокращения времени и материальных затрат на проведение механических испытаний антенных устройств, имеющих в своем составе многослойные печатные платы (МПП), становится актуальным вопрос развития существующих методик моделирования их деформирования и расчета напряжений для прогнозирования возможного расслоения композитного материала плат под действием приложенных эксплуатационных нагрузок. Среди них особенно выделяется метод конечных элементов (МКЭ), основанный на численном решении уравнений механики сплошной среды, который предусматривает несколько подходов моделирования поведения композитных материалов с использованием современных программных комплексов [1]. Первый заключается в двумерном или трехмерном представлении составляющих композит слоев в одном пакете укладки, т.е. фактически создается один слой с общей суммарной толщиной всех слоев и проводится анализ усредненного поля напряженно-деформированного состояния. При таком подходе рассматривается только линейная упругая изотропная модель, которая отличается простотой моделирования и не позволяет определить межслоевые сдвиговые напряжения, действующие между слоями вне плоскости композита. Второй способ представляет собой смешивание двумерной и трехмерной модели, где механические слои диэлектриков моделируются как твердое тело, а токопроводящие и защитные слои задаются на его плоскостях в виде слоистых элементов. Основным недостатком данного метода является анализ поперечных и сдвиговых напряжений только в трехслойных композитных материалах без учета других включений многослойных композитов.

Увеличение быстродействия и объема памяти вычислительной техники позволило перейти от двумерных моделей к полностью трехмерному моделированию слоистого композита с помощью метода последовательного размещения композитных слоев, который позволяет находить более точные результаты межслоевых напряжений без необходимости генерации густых сеток. Таким образом, целью данной работы является разработка модели для прогнозирования возможного расслоения многослойных печатных плат при действии эксплуатационных нагрузок.

При анализе напряженно-деформированного состояния конструкций со слоистой структурой композитных материалов существенную роль играют межслоевые касательные напряжения (поперечные напряжения сдвига), которые могут привести к разрушению расслоением и определяются с использованием подхода на основе теории деформации сдвига первого порядка, предложенного Ровером [2] и Рольфесом [3], из уравнений равновесия теории упругости

$$\frac{d\sigma_y}{dy} + \frac{d\tau_{xy}}{dx} + \frac{d\tau_{yz}}{dz} = 0, \quad \frac{d\sigma_x}{dx} + \frac{d\tau_{xy}}{dy} + \frac{d\tau_{zx}}{dz} = 0. \quad (1)$$

Для вычисления напряжения сдвига из уравнений (1) необходимо выразить производные от искомых напряжений по координате z , после чего проинтегрировать их по толщине оболочки

$$\begin{Bmatrix} \tau_{yz} \\ \tau_{zx} \end{Bmatrix} = - \int \begin{Bmatrix} \sigma_{y,y} + \tau_{xy,x} \\ \sigma_{x,x} + \tau_{xy,y} \end{Bmatrix} dz \quad (2)$$

Так как напряжения в плоскости σ_x , σ_y представляют собой кусочно-непрерывные функции, то интегрирование выполняется по частям. Подставляя в уравнение (2) определяющие их соотношения, получим следующее выражение

$$\begin{Bmatrix} \tau_{yz} \\ \tau_{zx} \end{Bmatrix} = - \int \left\{ B_1 \bar{Q}^{(k)} (\varepsilon_{,x}^0 + z^{(k)} k_{,x}) + B_2 \bar{Q}^{(k)} (\varepsilon_{,y}^0 + z^{(k)} k_{,y}) \right\} dz, \quad (3)$$

где: $\bar{Q}^{(k)}$ – матрица жесткости k -го слоя; $B_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$, $B_2 = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$,

$\varepsilon^0 = \{\varepsilon_x^0 \ \varepsilon_y^0 \ \varepsilon_{xy}^0\}^T$ – вектор деформаций срединной поверхности оболочки,

$k = \{k_x \ k_y \ k_{xy}\}^T$ – вектор кривизны.

При вычислении касательных напряжений влиянием производных от сил в плоскости можно пренебречь

$$\frac{d}{dx}\{N\} = \{0\}, \quad \frac{d}{dy}\{N\} = \{0\}. \quad (4)$$

Производные от деформаций могут быть представлены в виде

$$\begin{aligned} \frac{d}{dx}\{\varepsilon^0\} &= [b] \frac{d}{dx}\{M\}, \quad \frac{d}{dy}\{\varepsilon^0\} = [b] \frac{d}{dy}\{M\}, \\ \frac{d}{dx}\{k\} &= [d] \frac{d}{dx}\{M\}, \quad \frac{d}{dy}\{k\} = [d] \frac{d}{dy}\{M\}, \end{aligned} \quad (5)$$

где: $[b]$, $[d]$ – матрицы податливости оболочки.

Производные моментов равны поперечным силам, вызывающим два независимых изгиба оболочки

$$\frac{d}{dx} \begin{Bmatrix} M_x \\ M_y \\ M_{xy} \end{Bmatrix} = \begin{Bmatrix} Q_x \\ 0 \\ 0 \end{Bmatrix}, \quad \frac{d}{dy} \begin{Bmatrix} M_x \\ M_y \\ M_{xy} \end{Bmatrix} = \begin{Bmatrix} 0 \\ Q_y \\ 0 \end{Bmatrix}. \quad (6)$$

Применяя уравнения (4) – (6) к уравнению (3), получаем

$$\begin{Bmatrix} \tau_{yz} \\ \tau_{zx} \end{Bmatrix}^{(k)} = [B_1][F(z)]^{(k)} \begin{Bmatrix} Q_x \\ 0 \\ 0 \end{Bmatrix} + [B_2][F(z)]^{(k)} \begin{Bmatrix} 0 \\ Q_y \\ 0 \end{Bmatrix}. \quad (7)$$

Уравнение (7) можно записать в более простом виде

$$\begin{Bmatrix} \tau_{yz} \\ \tau_{zx} \end{Bmatrix}^{(k)} = \begin{bmatrix} F_{22} & F_{31} \\ F_{32} & F_{11} \end{bmatrix} \begin{Bmatrix} Q_y \\ Q_x \end{Bmatrix}, \quad (8)$$

где: F_{ij} – компоненты матрицы 3×3 .

Таким образом, вычисление поперечных касательных напряжений выполняется по зависимости (8), а непрерывность напряжения на межслойных границах обеспечивает кусочно-непрерывная матричная функция второго порядка $F(z)$.

Для исследования возможности прогнозирования разрушения расслоением была подобрана конструкция, представляющая собой набор из двух однослойных, одной двухслойной и одной многослойной печатной платы с габаритными размерами 74×64 мм, между которыми расположены два листа диэлектрика. Все эти печатные платы соединяются друг с другом и с помощью четырех стальных стоек закрепляются к алюминиевому экрану, обеспечивающему отвод тепла с поверхности наиболее нагретых элементов (рис. 1).

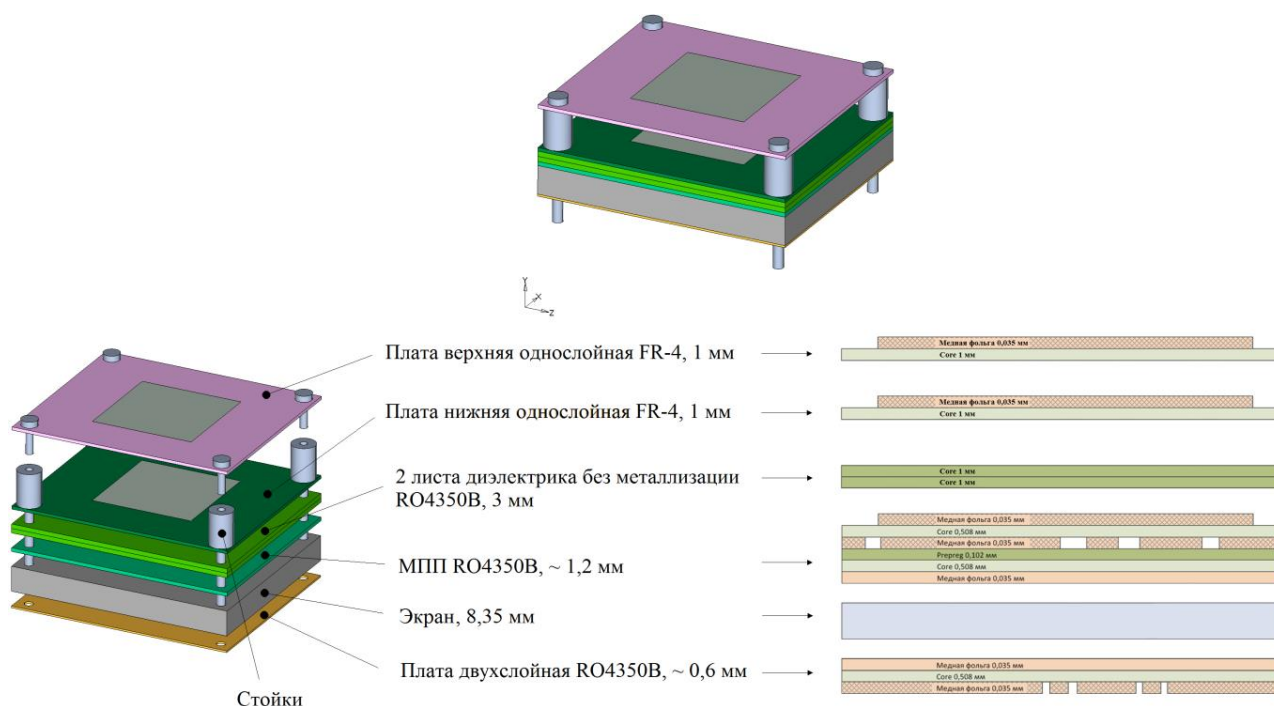


Рисунок 1. Конструкция МПП

Подобная структура часто встречается в качестве составной части бортовой аппаратуры космических летательных аппаратов (ЛА), в модулях управления и питания активных фазированных антенных решеток (АФАР) и в качестве излучающих элементов в антенных устройствах, которые могут подвергаться различным видам внешних воздействий. МПП имеет в своем составе три изоляционных слоя стеклоткани и три токопроводящих слоя медной фольги. Однослойные платы изготовлены из фольгированного стеклотекстолита FR-4 с допусаемым напряжением межслоевого сдвига для связующего материала композита, $[\sigma] = 148$ МПа и пределом прочности на изгиб, $\sigma_g = 345$ МПа. Двухслойная и многослойная

платы, диэлектрики выполнены из углеводородного керамического ламината RO4350B с допустимым напряжением $[\sigma] = 100$ МПа и прочностью на изгиб $\sigma_g = 255$ МПа. Коэффициенты трения между соприкасающимися материалами элементов приняты равными 0,04.

Предположим, что на конструкцию МПП в составе внутренней аппаратуры ЛА во время движения в воздушном потоке действует вибрационная нагрузка с амплитудным значением ускорения 5 g (50 м/с^2) в диапазоне частот от 0,5 до 500 Гц. В программном комплексе Simcenter Femap были разработаны две расчетные модели, чтобы сравнить между собой два различных подхода к моделированию подобной структуры МПП. Первая модель представляет собой линейную упругую изотропную модель, построенную с использованием элементов сплошной среды, где учитываются только механические слои каждой печатной платы с суммарной толщиной композита и одно семейство нитей с наименьшими параметрами жесткости для определения их прочности (рис. 2, а). Вторая модель построена с помощью многослойных объемных элементов методом последовательного размещения механических и токопроводящих слоев с заданными толщинами, входящих в состав структуры МПП, с учетом ортотропных свойств композита (рис. 2, б).

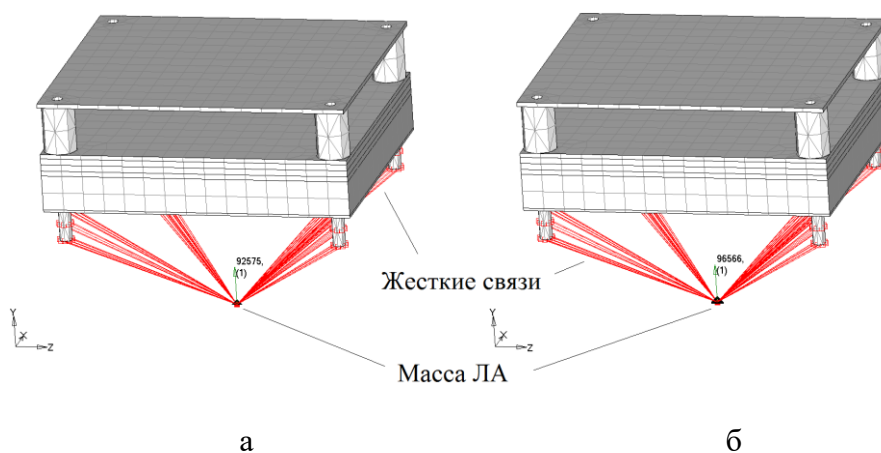


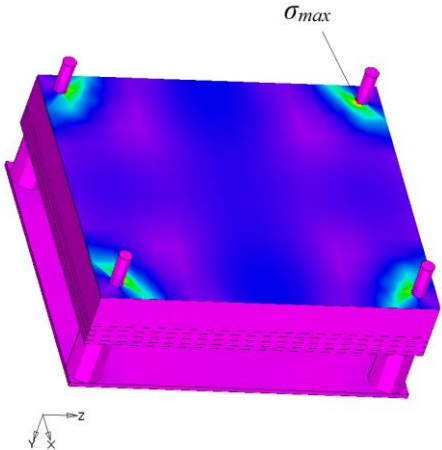
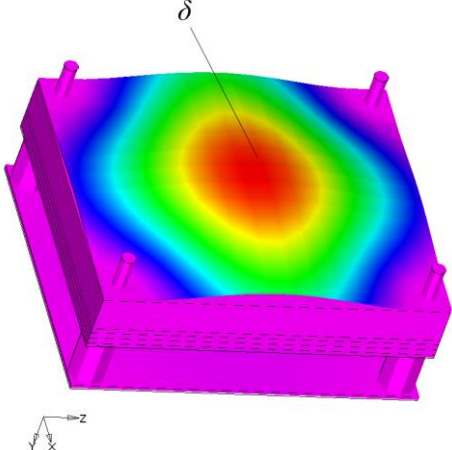
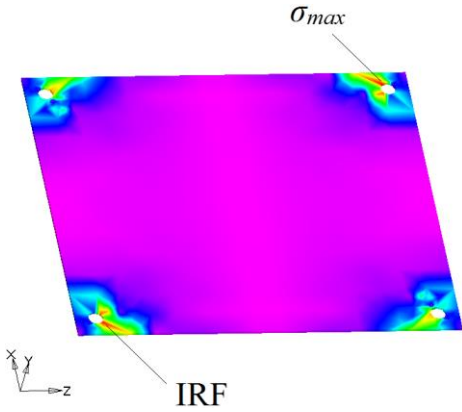
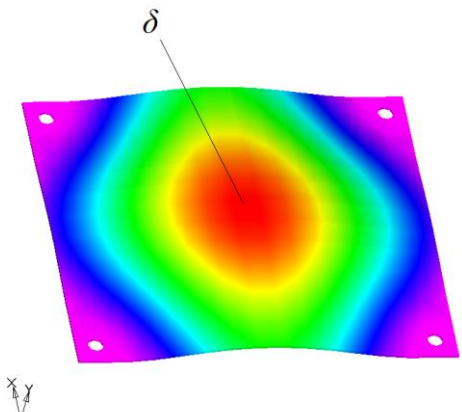
Рисунок 2. Расчетные модели конструкции МПП

ЛА в обеих моделях задается как масса величиной в 10^4 раз больше массы МПП, к которой прикладывается нагрузка в виде кинематического возбуждения [4], передавая вибрацию с помощью жестких связей непосредственно через стойки крепления в направлении вертикальной оси Y . Визуально расчетные модели выглядят одинаково, однако функционально отличаются между собой: изотропная, как отмечалось выше, не позволяет определить межслойные сдвиговые напряжения, поскольку моделируется только один изотропный слой в каждой печатной плате, поэтому для оценки его прочности по эквивалентным напряжениям используется параметр σ_g материала. Ортотропная же модель лишена данного недостатка, что скажется не только на точности, но и на количестве выдаваемых результатов расчета. С ее помощью можно оценить взаимодействие продольных и поперечных напряжений, деформаций на уровне каждого слоя для прогнозирования возможного расслоения через допустимое значение $[\sigma]$, а также разрушения всего композита, используя любой квадратичный критерий прочности, например, Хоффмана, некритические значения IRF которого варьируются от 0 до 1, критические – от 1 до ∞ [5].

При проведении динамического анализа вибропрочности и вибростойкости для обеих моделей были определены собственные резонансные частоты ν , входящие в заданный диапазон действия вибрации, при которых получены наибольшие значения напряжений $\sigma_{\max}$ и деформаций δ . В таблице 1 приведена сравнительная характеристика результатов расчета двух моделей.

Таблица 1

Сравнительная характеристика результатов расчета двух моделей

Изотропная модель					
Зоны эквивалентных напряжений		Зоны деформаций			
					
Плата двухслойная RO4350B		Плата двухслойная RO4350B			
ν , Гц	IRF < 1	σ_{max} , МПа	$[\sigma]$, МПа	σ_{θ} , МПа	δ , мм
278	-	2,3	-	255	0,4
Ортотропная модель					
Зоны межслоевых напряжений		Зоны деформаций			
					
Плата двухслойная RO4350B		Плата двухслойная RO4350B			
ν , Гц	IRF < 1	σ_{max} , МПа	$[\sigma]$, МПа	σ_{θ} , МПа	δ , мм
441	0,003 < 1	19,6	100	-	0,16

Из таблицы 1 видно, что наиболее нагруженным элементом конструкции МПП является плата двухслойная толщиной 0,6 мм, при этом ее собственная частота в изотропной модели примерно в 1,5 раза ниже значения, вычисленного в ортотропной модели, где дополнительно учитываются металлизированные токопроводящие слои, увеличивающие жесткость композита за счет своих упругих свойств. Разница между максимальными значениями напряжений, возникающих в зоне соединительных отверстий платы, которые

являются критически важными участками для исследования ее возможного расслоения, в обеих моделях составляет более 54%.

Очевидно, что при таком расхождении результатов подход к моделированию композита как изотропного единого слоя материала не является рациональным, поскольку дает сильно заниженные величины касательных напряжений без учета работы других слоев, а значит, не позволяет в полной мере провести оценку возможного разрушения расслоением МПП, а только прочность слоя по эквивалентным напряжениям. Используя методику последовательного размещения ортотропных слоев в расчетных программных комплексах по типу Simcenter Femap, можно заранее спрогнозировать возможное разрушение расслоением МПП при действии эксплуатационных нагрузок, вычислив необходимые межслоевые напряжения сдвига и сравнив их с допускаемой величиной связующего материала. Это поможет существенно уменьшить объемы проводимых механических испытаний антенных устройств, в состав которых входят МПП, избежать излишней доработки плат или повторного их изготовления в случае, если по результатам испытаний действующие нагрузки приведут к расслоению плат при сохранении прочности основной конструкции.

Литература

1. Орешко Е.И., Ерасов В.С., Лашов О.А., Подживотов Н.Ю., Качан Д.В., Расчет напряжений в слоистом материале. – Труды ВИАМ №10 (70) 2018, С. 93 – 106.
2. Rohwer K. Improved Transverse Shear Stiffnesses for Layered Finite Elements. DFVLR-FB. Pp. 26. 1988.
3. Rolfes R., Rohwer K. Improved Transverse Shear Stresses in Composite Finite Elements Based on First Order Shear Deformation Theory. Int. J. for Num. Meth. in Eng. Vol. 40. pp. 51-60. 1997.
4. Рычков С. П., Моделирование конструкций в среде Femap with NX Nastran. – М.: ДМК Пресс, 2013. – 784 с.
5. Муйземнек А.Ю., Карташова Е.Д., Механика деформирования и разрушения полимерных слоистых композиционных материалов: учебное пособие. – Пенза: Изд-во ПГУ, 2017. – 77 с.

УДК 621.396.67

Павлова Олеся Ростиславовна
ПАО «Радиофизика»
Россия, Москва
E-mail: shine.and.smile@mail.ru

Кривошеев Юрий Вячеславович
ПАО «Радиофизика»
Россия, Москва
Кандидат технических наук
E-mail: krivosheev-yury@yandex.ru

Септум-поляризаторы с увеличенной шириной перегородки

Аннотация. В статье рассматриваются септум-поляризаторы с увеличенной шириной перегородки. Увеличение толщины перегородки позволяет расширить выбор технологии изготовления поляризатора, особенно в миллиметровом диапазоне, и дает возможность использовать фрезерование цельной плиты или аддитивные технологии. Было показано, что при толщине перегородки до $0.1 \lambda_0$ и при проведении оптимизации для заданного значения толщины, радиотехнические характеристики мало зависят от толщины. При толщине перегородки больше $0.1 \lambda_0$ сужается полоса частот поляризатора.

Ключевые слова: септум-поляризатор; перегородочный поляризатор; толщина ступенчатой перегородки; круговая поляризация.

Поляризатор служит для преобразования волн с линейной поляризацией в волны с круговой поляризацией. Одним из распространенных типов поляризаторов является септум-поляризатор, который представляет собой волновод квадратного сечения, который разделяется металлической перегородкой на два прямоугольных волновода. К преимуществам такого поляризатора относятся его малые продольные габариты и широкополосность.

Септум-поляризатор впервые был описан в [1] и [2]. В [2] были приведены оптимальные геометрические параметры, среди которых указывалось, что толщина перегородки должна составлять порядка $0,014\lambda_0$, где λ_0 – длина волны в свободном пространстве. В более современных статьях (например, [3]) также описываются поляризаторы, в которых толщина $t \approx 0,01-0,02 \lambda_0$.

Малая толщина перегородки накладывает существенные ограничения на способ изготовления поляризатора, в частности, в миллиметровом диапазоне. Увеличение толщины перегородки поляризатора позволило бы использовать фрезерование цельной плиты или аддитивные технологии. Использование аддитивных технологий для изготовления септум-поляризатора уже рассматривалось в [4].

Увеличение толщины перегородки рассматривалось в [5]. Однако приведенные результаты показывали изменение радиотехнических параметров только после изменения толщины без дополнительной оптимизации.

В докладе будут рассмотрены конструкции поляризатора с толстой перегородкой ($t=0,11\lambda_0$) и оценены его параметры, а также показано, как меняются характеристики поляризатора при изменении толщины.

Принцип работы

Для описания принципа работы септум-поляризатора рассмотрим формирование круговой поляризации в общем порте при подведении мощности только к одному прямоугольному волноводу. Септум-поляризатор показан на рис. 1. Сформированное поле можно представить как сумму решений двух задач: когда прямоугольные порты возбуждаются синфазно и противофазно, как показано на рис. 2 [1].

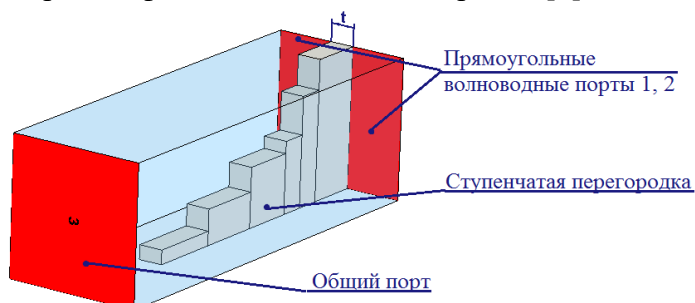


Рисунок 1. Общий вид септум-поляризатора

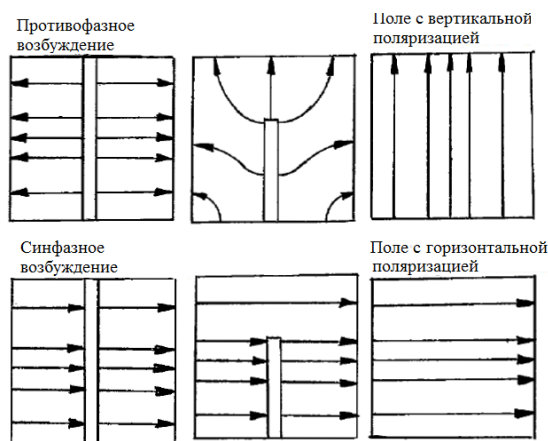


Рисунок 2. Формирование составляющих круговой поляризации

При синфазном возбуждении по узким стенкам прямоугольных волноводов ток течет в одном направлении, а по перегородке — в разных. Поэтому наличие или отсутствие перегородки не влияет на картину поля. Таким образом, в общий порт приходит поле с горизонтальной поляризацией.

При противофазном возбуждении на обеих сторонах перегородки ток течет в одном направлении, так что перегородка оказывает влияние на картину поля. Часть энергии будет теряться на отражение, и часть придет в общий порт с вертикальной поляризацией.

Для поля с вертикальной поляризацией септум-поляризатор можно рассмотреть как П-образный волновод, т.е. с увеличенной длиной волны. Учитывая отличия в постоянной распространения для вертикально и горизонтально поляризованной волны, можно подобрать такую длину перегородки, чтобы разность фаз между ними в общем порте составляла 90° .

Для оценки работы септум-поляризатора будут рассматриваться коэффициент отражения S_{11} , коэффициент передачи S_{21} между прямоугольными портами и кросс-поляризация, которая определяется по следующей формуле:

$$E_{\text{лп(пп)}} = \frac{1}{\sqrt{2}} (E_{\perp} \pm E_{\parallel} e^{i\pi/2}),$$

где $E_{\text{лп(пп)}}$ – вектор электрического поля круговой правой или левой поляризации, $E_{\parallel}$, $E_{\perp}$ – вектора электрического поля вертикальной и горизонтальной поляризаций соответственно.

Моделирование

На рис. 3 показана геометрия септум-поляризаторов, для которых были произведены расчеты. Расчеты проводились в CST Studio Suite. Геометрия перегородок подбиралась с использованием алгоритмов оптимизации в полосе частот 10%. Толщина перегородки всех поляризаторов $t=0,11 \lambda_0$.

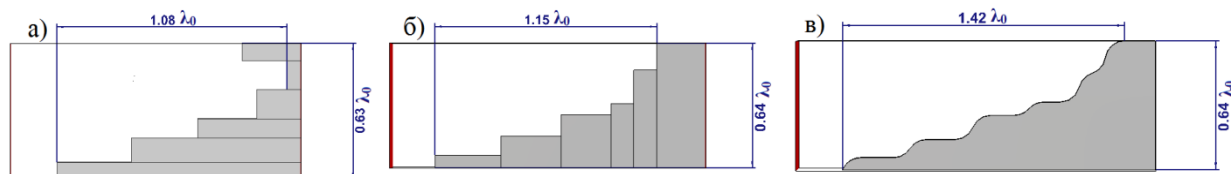


Рисунок 3. Геометрия поляризаторов: а) с удлиненной ступенью, б) ступенчатый, в) сглаженный

На рис. 4 показан коэффициент отражения поляризаторов, на рис. 5 – коэффициент передачи между прямоугольными портами, на рис. 6 – кросс-поляризация.

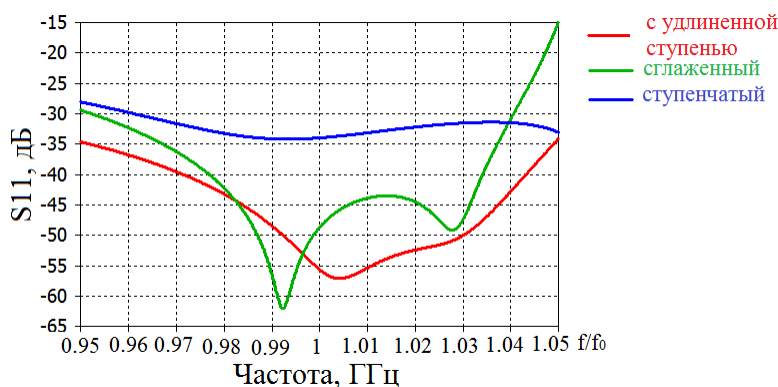


Рисунок 4. Коэффициент отражения поляризаторов

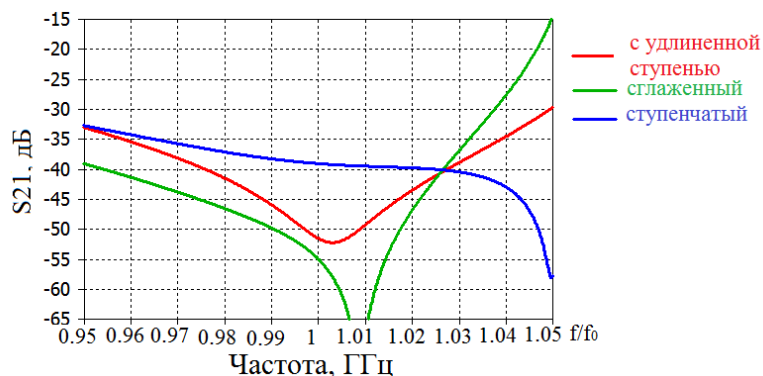


Рисунок 5. Коэффициент передачи между прямоугольными волноводами

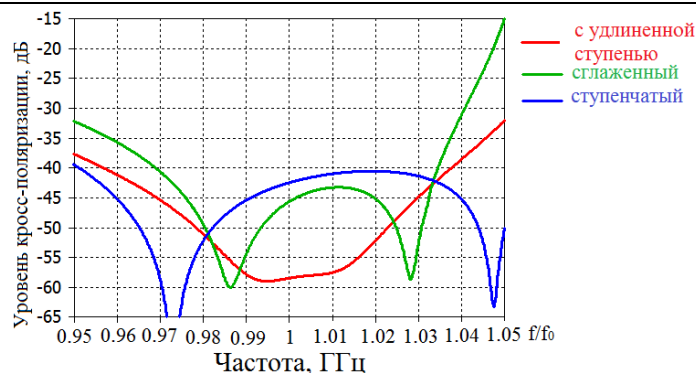


Рисунок 6. Уровень кросс-поляризации поляризаторов

Можно заметить, что наибольший уровень кросс-поляризации, коэффициентов отражения и передачи соответствует ступенчатому поляризатору. Наименьший уровень кросс-поляризации и коэффициента отражения соответствует поляризатору с удлиненной верхней ступенью.

Общий уровень рассматриваемых характеристик оказывается меньше -30 дБ в полосе частот 10% для поляризаторов со ступенями и с удлиненной верхней ступенью, 7% — для сглаженного поляризатора.

Таким образом, можно сделать вывод, что использование толстой стенки в конструкции поляризатора является возможным. Следовательно, возможно расширение набора технологий, с помощью которых он может быть изготовлен.

На рисунках 7, 8, 9 показано, как изменяются характеристики при увеличении толщины перегородки. В качестве примера рассматривается ступенчатый поляризатор с удлиненной верхней ступенью.

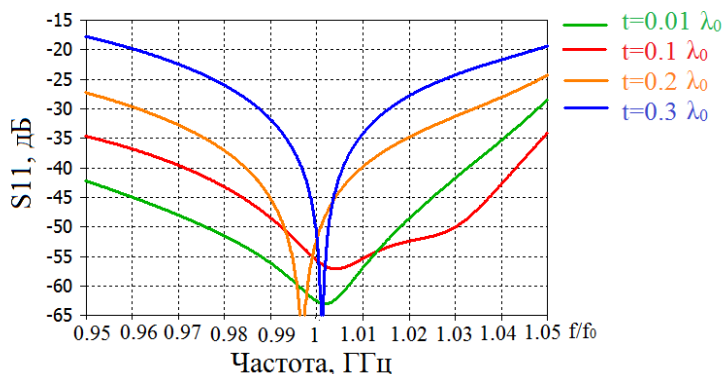


Рисунок 7. Коэффициент отражения поляризатора

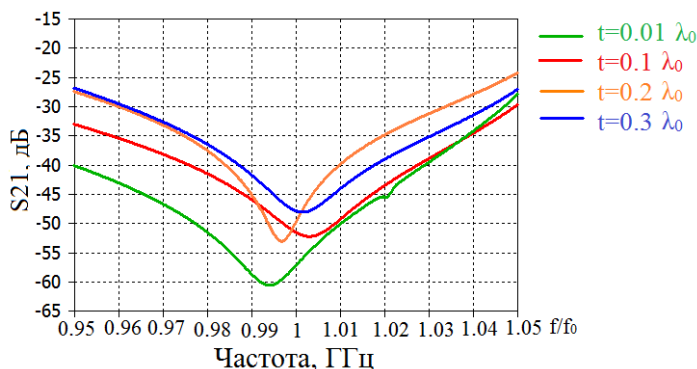


Рисунок 8. Коэффициент передачи между прямоугольными волноводами

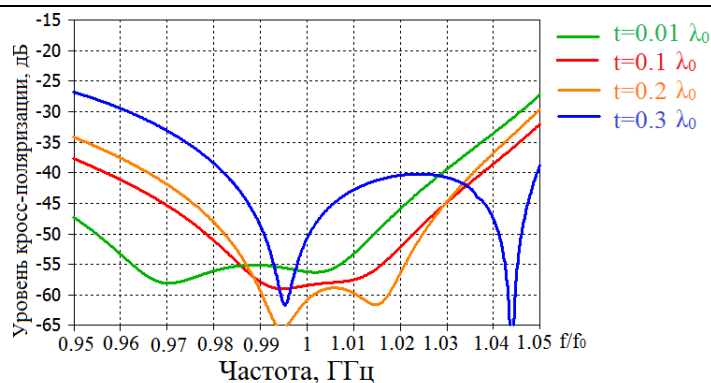


Рисунок 9. Уровень кросс-поляризации поляризатора

Из рисунков видно, что при толщине перегородки $t \leq 0.1 \lambda_0$ характеристики мало зависят от толщины. При увеличении толщины более $0.1 \lambda_0$ можно также добиться хороших характеристик, но с уменьшением рабочей полосы частот. Также было выявлено, что при изменении толщины поляризатора и дополнительной оптимизации общая длина ступеней не меняется.

Вывод

В статье были рассмотрены септум-поляризаторы с увеличенной толщиной перегородки. Было показано, что при толщине перегородки до $0.1 \lambda_0$ и при проведении оптимизации для заданного значения толщины, радиотехнические характеристики мало зависят от толщины. При толщине перегородки больше $0.1 \lambda_0$ сужается полоса частот поляризатора. Использование поляризатора с увеличенной толщиной стенки позволит расширить выбор технологии его изготовления.

Литература

1. D. Davis, O.J. Digiondomenico, J.A. Kempic, “A New Type of Circularly Polarized Antenna” // Antennas and Propagation Society International Symposium, October 1967. – Pp. 26-33.
2. Chen H.M. A wide-band square-waveguide array polarizer / H.M. Chen, N.G. Tsandoulas // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 1973. – Vol. 21. – № 3. – P. 389–391.
3. Angevain, J.-C., Fonseca, N.J.G. Waveguide septum polarizer shaped with legendre polynomials // 11th European conference on antennas and propagation (EUCAP), March 2017.
4. Addamo J. 3D Printing of a monolithic K/Ka-band dual-circular polarization antenna-feeding network / J. Addamo, M. Lumia, F. Calignano, F. Paonessa, G. Virone, D. Manfredi, L. Luciano, O. Peverini // IEEE Access. – Vol. 9. – Pp. 88243-88255. – 2021.
5. Bornemann J. Ridge waveguide polarizer with finite and stepped-thickness septum / J. Bornemann, V. Labay // IEEE Transactions on microwave theory and techniques. – 1995. – Vol. 43. – № 8. – P. 1782–1787.

УДК 621.396.2

Савельев Максим Витальевич

Московский государственный технический университет им. Н.Э. Баумана
Россия, Москва

E-mail: savelevmv@student.bmstu.ru

Зинченко Людмила Анатольевна

Московский государственный технический университет им. Н.Э. Баумана
Россия, Москва

Доктор технических наук, профессор

E-mail: lzinchenko@bmstu.ru

Особенности моделирования антенн с динамическими характеристиками для адаптивного управления излучением в сетях связи

Аннотация. В данной работе рассматриваются особенности моделирования антенн с динамическими характеристиками, которые используются для управления параметрами излучения в реальном времени. Основное внимание уделено метаповерхностным антеннам (Dynamic Metasurface Antenna, DMA), включая их структуру, методы управления и адаптивные возможности. Предложен подход к моделированию систем связи, использующих DMA, на основе метаграфов, что позволяет учитывать как физические, так и информационные потоки в сети.

Ключевые слова: метаповерхностные антенны; динамическое управление излучением; PIN-диоды; программируемые логические интегральные схемы; 5G/6G сети; высокочастотные антенны; миллиметровые волны; когнитивный потоковый анализ; электромагнитные метаэлементы.

Введение

С развитием технологий ИМТ-2030 и парадигмы Индустрии 5.0, концепции антенн с управляемыми характеристиками получают всё большее внимание. Концепции умных антенн включают различные решения [1–3]. В частности, исследователи активно разрабатывают аппаратные и алгоритмические аспекты реконфигурируемых интеллектуальных поверхностей, АФАР, цифровых кодированных метаповерхностей и массивов отражающих/передающих элементов [4–7].

Такие метаповерхности, известные как динамические метаповерхностные антенны (DMA), позволяют управлять излучением и настраивать параметры излучения в зависимости от динамических условий, обеспечивая стабильное качество связи и бесшовное подключение [1], [8].

В основном, динамические кодированные метаповерхности работают на принципе отражений, что делает такие решения громоздкими [9–11]. Тем не менее, передающие метаповерхности привлекают всё большее внимание, так как они обладают такими преимуществами, как плоская структура и динамическая перестраиваемость [7].

Традиционные модели на основе графов недостаточно эффективны для описания систем, использующих DMA, так как они не учитывают сложные взаимодействия. Для решения этой проблемы предлагается использовать метаграфы, позволяющие моделировать динамические системы связи на различных уровнях иерархии.

Динамическое управление направленностью излучения в метаповерхностных антеннах

DMA состоят из массива метаэлементов, таких как CELC-резонаторы, которые управляются через PIN-диоды. Эти метаэлементы настраиваются для формирования желаемого излучения (рис. 1) путём кодирования состояний, задаваемых программируемыми логическими интегральными схемами (ПЛИС).

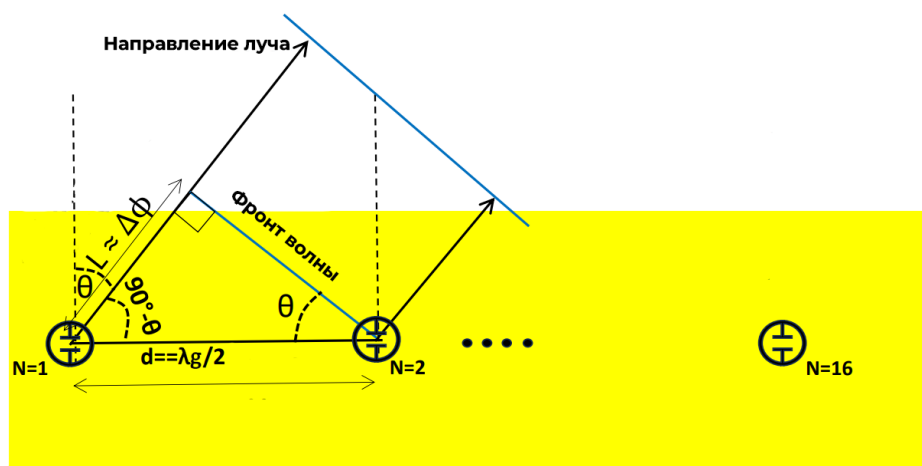


Рисунок 1. Схема управления лучом DMA

Математическая основа формирования множества лучей через кодирующие последовательности описывается уравнением [12]:

$$\theta_n = \arcsin \frac{\Delta\phi + 2n\pi}{\beta d} = \arcsin \left[\frac{\Delta\phi + 2n\pi}{2\pi} \times \frac{\lambda_g}{d} \right], \quad (1)$$

где θ_n – угловая координата максимума диаграммы направленности метаэлемента с номером n ; $\Delta\phi$ – электрическая дистанция от элемента с номером N до фазового фронта; $n=0, \pm 1, \pm 2, \pm 3$, d – геометрическое расстояние между метаэлементами, $\beta = 2\pi/\lambda_g$ – волновое число, λ_g – длина волны в пространстве.

Из уравнения (1) следует, что если модуль выражения $\frac{\Delta\phi + 2n\pi}{2\pi} \times \frac{\lambda_g}{d}$ превышает единицу для всех $n \geq 1$, то решение становится мнимым и может быть проигнорировано, что позволяет избежать появления интерференционных максимумов диаграммы направленности. Это условие выполняется, если $\lambda_g/d > 1$, то есть $d < \lambda_g$. На практике часто используется более жёсткое ограничение $d < \lambda_g/2$, чтобы полностью исключить интерференционные максимумы.

Однако, если $\lambda_g/d < 1$ (в случае $d > \lambda_g$), при решении уравнения (1) возможно несколько действительных решений для $n > 0$, что приводит к формированию интерференционных максимумов (или многолучевому сценарию).

Особенность DMA заключается в том, что расстояние между метаэлементами можно динамически изменять кодирующими последовательностями, чего сложно достичь в традиционных фазированных решётках. Это открывает новые возможности для формирования диаграмм направленности и создания многолучевых систем связи.

В рамках исследования [12] была разработана DMA, использующая 11 различных кодирующих последовательностей для управления излучением (рис. 2). Выбранная рабочая частота составила 60 ГГц, что позволило оценить характеристики антенны в миллиметровом диапазоне волн.

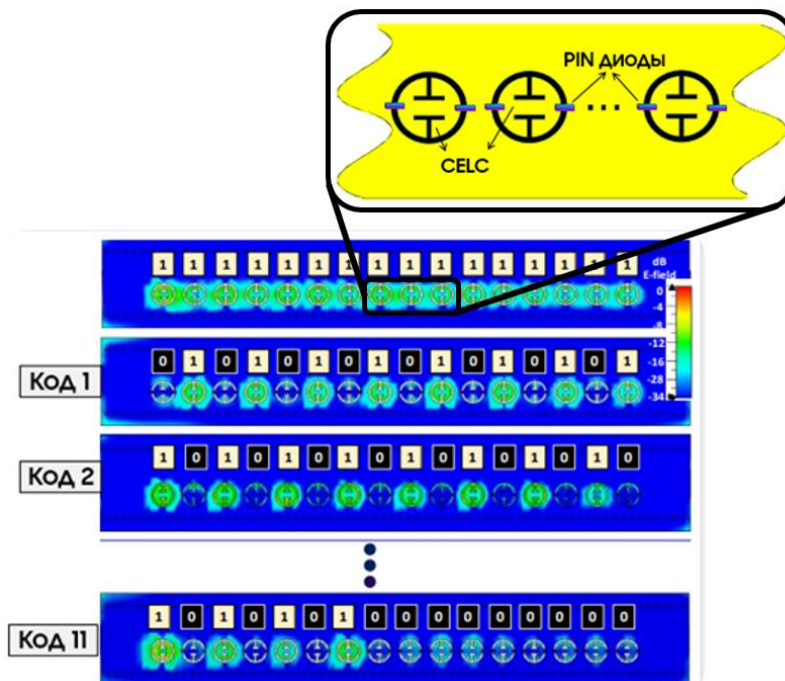


Рисунок 2. Состояние излучения DMA для различных кодирующих последовательностей на соответствующей частоте максимального возбуждения метазлементов

Особенности реализации:

- Каждая кодирующая последовательность определяет уникальное состояние метазлементов (CELC-резонаторов), влияя на фазу и амплитуду излучения.
- Результаты экспериментов [12] показали, что использование последовательностей позволяет динамически управлять направлением и формой диаграммы направленности.
- Установлено, что на частоте 60 ГГц многолучевой режим работы DMA обеспечивает эффективное покрытие для приложений, связанных с IoT и умными фабриками.

Генерация множественных лучей достигается за счёт динамического изменения расстояния между излучающими элементами в зависимости от выбранной последовательности. Высокая адаптивность DMA позволяет применять её в условиях плотной застройки.

Модификация когнитивного потокового анализа для моделирования систем связи с использованием динамических метаповерхностных антенн

В работе [13] предложен когнитивный потоковый анализ на основе взвешенного направленного графа:

$$G = (V, E). \quad (2)$$

Также были рассмотрены особенности применения когнитивного потокового анализа для моделирования различных технических систем. В частности, в [14] рассмотрено применение когнитивного потокового анализа для моделирования сетей связи IMT2020. На основе этого подхода было разработано программное обеспечение для моделирования сетей связи 4G/5G.

Необходимо отметить, что используемые в [13, 14] модели на основе графа не позволяют выполнить моделирование систем связи, использующих DMA. Для решения этой проблемы предлагается модифицировать модель [13] и использовать вместо графа метаграф (рис. 3)

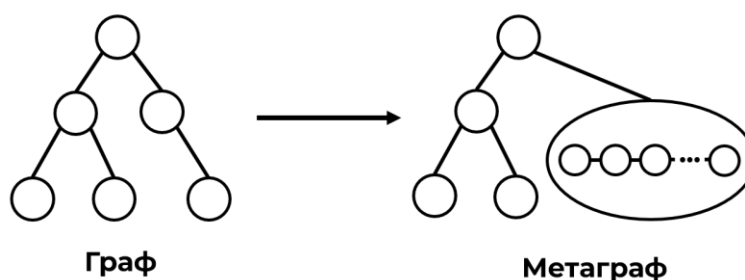


Рисунок 3. Переход от графа к метаграфу для моделирования систем связи с DMA

$$MG = (V, MV, E). \quad (3)$$

Здесь V – множество вершин метаграфа;

MV – множество метавершин метаграфа;

E – множество ребер метаграфа.

Отметим, что метавершина, соответствующая DMA, должна включать вершины, число которых должно быть равно размерности кодовой бинарной последовательности.

В частности, для рассматриваемого на рис. 2 варианта число вершин должно быть выбрано 16.

Такой подход позволяет обеспечить моделирование как на уровне метаэлементов, так и на уровне антенны, при этом обеспечивается связь между различными уровнями иерархии и между энергетическим и информационным потоками в системе связи.

Выводы

Динамические метаповерхностные антенны предоставляют возможность гибкого управления параметрами излучения, такими как диаграмма направленности, частота и поляризация, что особенно важно для обеспечения стабильного и бесшовного подключения в условиях динамично меняющейся среды.

Использование передающих метаповерхностей позволяет снизить громоздкость традиционных решений, благодаря чему возможно создание более компактных и интегрируемых антенных систем, адаптированных для высокочастотных диапазонов.

Применение модифицированной модели на основе метаграфа позволяет детализировать процессы на уровне отдельных метаэлементов и на уровне всей антенны, при этом обеспечивается связь между различными уровнями иерархии и между энергетическим и информационным потоками в системе связи.

Литература

1. Balanis C. A. Antenna theory: analysis and design. John Wiley & sons, 2016.
2. Glybovski S. B. et al. Metasurfaces: From microwaves to visible // Physics reports. – 2016. – Vol. 634. – pp. 1-72.
3. Holloway C. L. et al. An overview of the theory and applications of metasurfaces: The two-dimensional equivalents of metamaterials // IEEE antennas and propagation magazine. 2012. Vol. 54. №. 2. pp. 10-35.
4. Deng R., Di B., Zhang H. et al. Reconfigurable Holographic Surface: Holographic Beamforming for Metasurface-Aided Wireless Communications // IEEE Transactions on Vehicular Technology. 2021. vol. 70. no. 6. pp. 6255–6259.
5. Deng R. et al. Reconfigurable Holographic Surfaces for Ultra-Massive MIMO in 6G: Practical Design, Optimization and Implementation // IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2023.
6. Deng R. et al. Reconfigurable Holographic Surfaces for Future Wireless Communications // IEEE Wireless Communications. 2021. Vol. 28, no. 6, pp. 126–131.
7. Huang C. et al. Holographic MIMO Surfaces for 6G Wireless Networks: Opportunities, Challenges, and Trends // IEEE Wireless Communications. 2020. Vol. 27, no. 5. pp. 118–125.
8. Tao F., Qi Q., Wang L. et al. Digital twins and cyber-physical systems toward smart manufacturing and industry 4.0: Correlation and comparison // Engineering. Vol. 5, no. 4. Pp. 653–661, 2019.
9. Dai J.Y. et al. Wireless communications through a simplified architecture based on time-domain digital coding metasurface // Advanced materials technologies. 2019. vol. 4, no. 7, p. 1900044.
10. Zheng Y. et al. Metasurface-Assisted Wireless Communication with Physical Level Information Encryption // Advanced Science. 2022. Vol. 9, no. 34. P. 2204558.
11. Zhang L. et al. A wireless communication scheme based on space-and frequency division multiplexing using digital metasurfaces // Nature electronics. 2021. Vol. 4, no. 3, pp. 218–227.
12. Jabbar A. et al. 60 GHz Programmable Dynamic Metasurface Antenna (DMA) for Next-Generation Communication, Sensing and Imaging Applications: From Concept to Prototype // IEEE Open Journal of Antennas and Propagation. 2024. Vol. 5, no. 3. Pp. 705-726.
13. Shakhnov V., Rezchikova E., Zinchenko L., Sergeeva N. Flow Analysis and Its Applications for Equipment Design // Cyber-Physical Systems: Advances in Design & Modelling. Studies in Systems, Decision and Control. 2019. Vol. 259, pp. 3-11.
14. Prokhin I., Zinchenko L. A framework for 4G/5G radiocommunication systems modeling using Cognitive Flow Analysis // Proc. 2024 6th REEPE. 2024. Pp. 1-5.

УДК 621.372.852.37

Смирнов Олег Евгеньевич
АО «ИЭМЗ «Купол»
Россия, Москва
E-mail: oesmirnov@bk.ru

Парликов Валентин Иванович
АО «ИЭМЗ «Купол»
Россия, Москва
E-mail: parlikovvi@rambler.ru

Проектирование гибридных электромеханических микрополоскового и волноводного attenuаторов

Аннотация. В статье рассматривается проектирование гибридных электромеханических микрополоскового и волноводного attenuаторов. Известны модели механических волноводного и микрополоскового attenuаторов, основой которых является щелевая линия, в которой распространяется электромагнитная волна, и ослабление достигается путём приближения к щели стержня из поглощающего материала. Значение вносимого ими ослабления является недостаточным для применения attenuаторов в составе продукции, выпускаемой АО «ИЭМЗ «Купол». Для получения повышенного вносимого ослабления предлагается модернизировать модели attenuаторов, путём внедрения в них электрически управляемой системы attenuации. Применяемая система представляет собой сборку из pin-диодов, управляемых током. Исследование проводится с применением системы автоматизированного проектирования Siemens NX методами математического моделирования в среде моделирования СВЧ-устройств CST Studio Suite.

Ключевые слова: attenuатор; вносимое ослабление; волноводная линия; микрополосковая линия; щелевая линия.

Механический микрополосковый attenuатор (на рисунке 1 изображен без корпуса) представляет собой кольцевую щелевую линию, вход и выход которой являются согласованными переходами на микрополосковые линии (см. рисунок 2). Над щелевой линией расположен подвижный цилиндр из поглощающего материала вместе с механизмом его позиционирования. Электромагнитная волна поступает с микрополосковой линии в щелевую, распространяется в ней, подвергаясь при этом влиянию поглощающего материала. Увеличение ослабления сигнала происходит при приближении поглощающего материала к щели за счёт поглощения им большей части электромагнитной энергии распространяющейся волны. После прохождения щелевой линии волна поступает на вторую микрополосковую линию. Данная технология не позволяет получить достаточное значение вносимого ослабления даже при подведённом стержню к щелевой линии вплотную, при определённой её площади.

На рисунке 1 изображен модуль СВЧ с микрополосковыми гибридным и механическим attenuаторами, которая включает в себя: щелевую линию с pin-диодами на плате (1), щелевую линию без pin-диодов на плате (2), поглощающие элементы (3 и 4), механизмы регулировки положения поглощающего элемента (5)

На рисунке 2 изображена обратная сторона платы, здесь обозначены: вход электромеханического attenuатора (1), вход механического attenuатора (2), выход

электромеханического аттенюатора (3), выход механического аттенюатора (4), отверстие под управляющий провод.

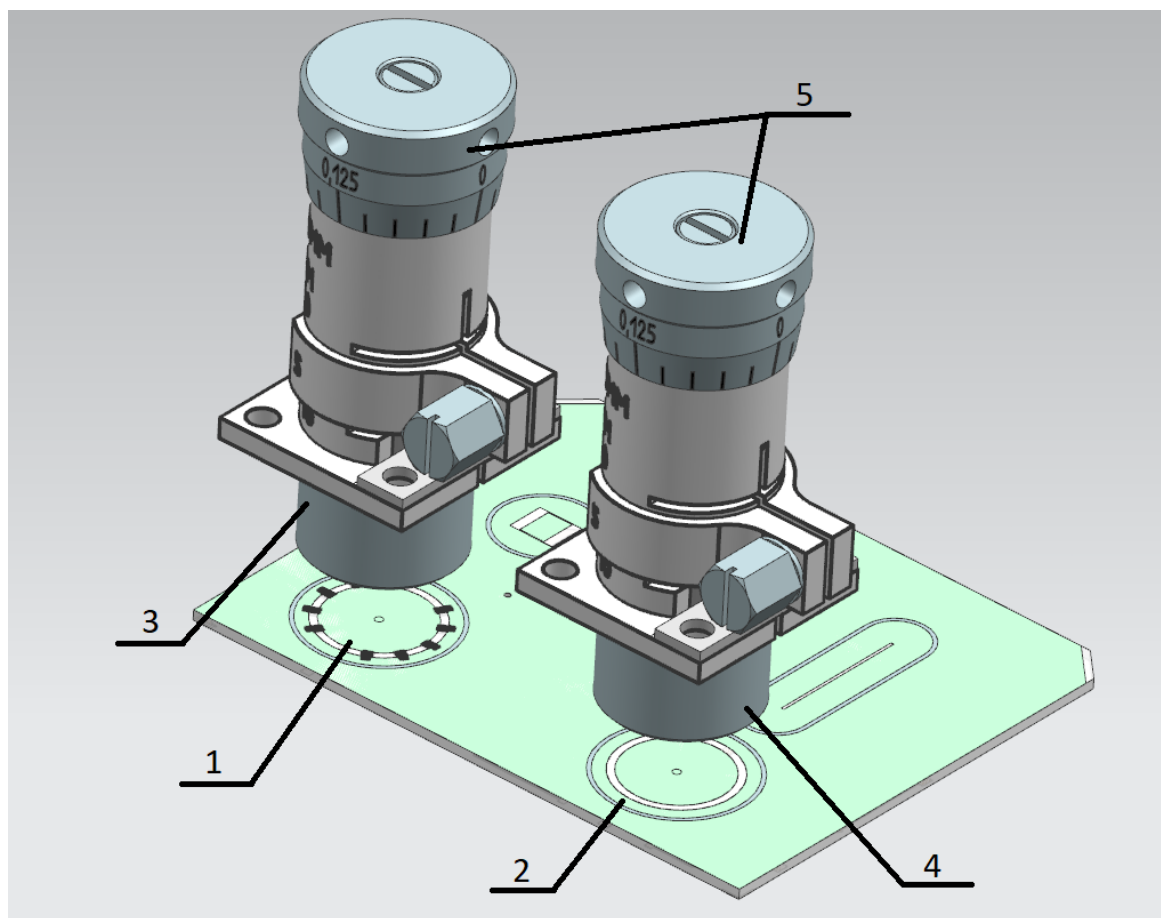


Рисунок 1. Модуль СВЧ с микрополосковыми аттенюаторами электромеханическим и механическим

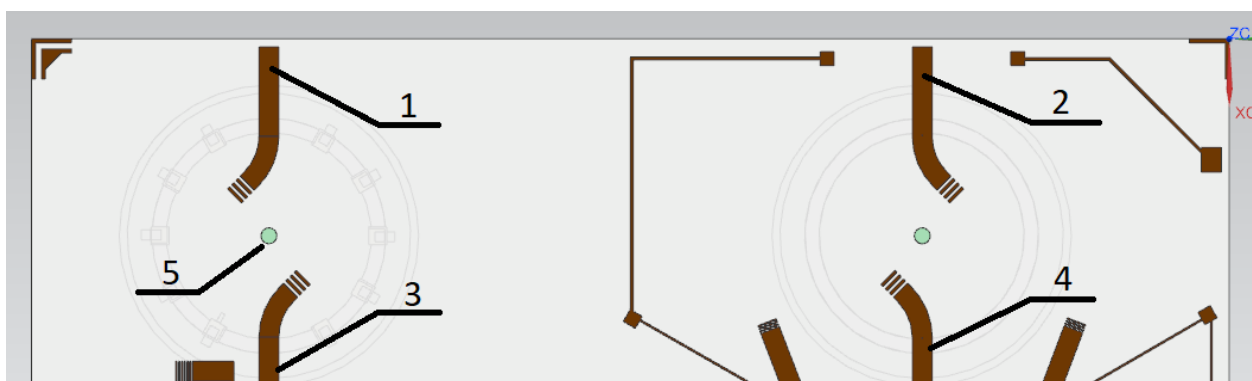


Рисунок 2. Обратная сторона платы

Возможно осуществление ослабления путём расположения непосредственно в щелевой линии рпн-диодов, формирующих электрическую систему аттенюации (см. рисунок 3).

Управление рпн-диодами происходит с помощью подачи электрического тока на проводящий слой положительного потенциала [2].

В отсутствии тока рпн-диод характеризуется высоким сопротивлением порядка нескольких десятков кОм. В таком состоянии он практически не влияет на распространение электромагнитной волны, т.е. не вносит дополнительного ослабления.

При подаче электрического тока на рpn-диод его сопротивление снижается. Чем выше значение силы тока, тем меньшим сопротивлением будет обладать диод, при этом минимальное значение сопротивления может составлять несколько Ом. В таком состоянии рpn-диод вводит щелевую линию в режим короткого замыкания, вследствие чего происходит отражение электромагнитной волны от диода и на выход щелевой линии будет поступать сигнал с внесённым ослаблением [1].

На рисунке 3 изображена щелевая линия с рpn-диодами на плате, которая включает в себя: рpn-диоды (1), слой положительного потенциала (2), слой заземляющий (3), щелевую линию (4).

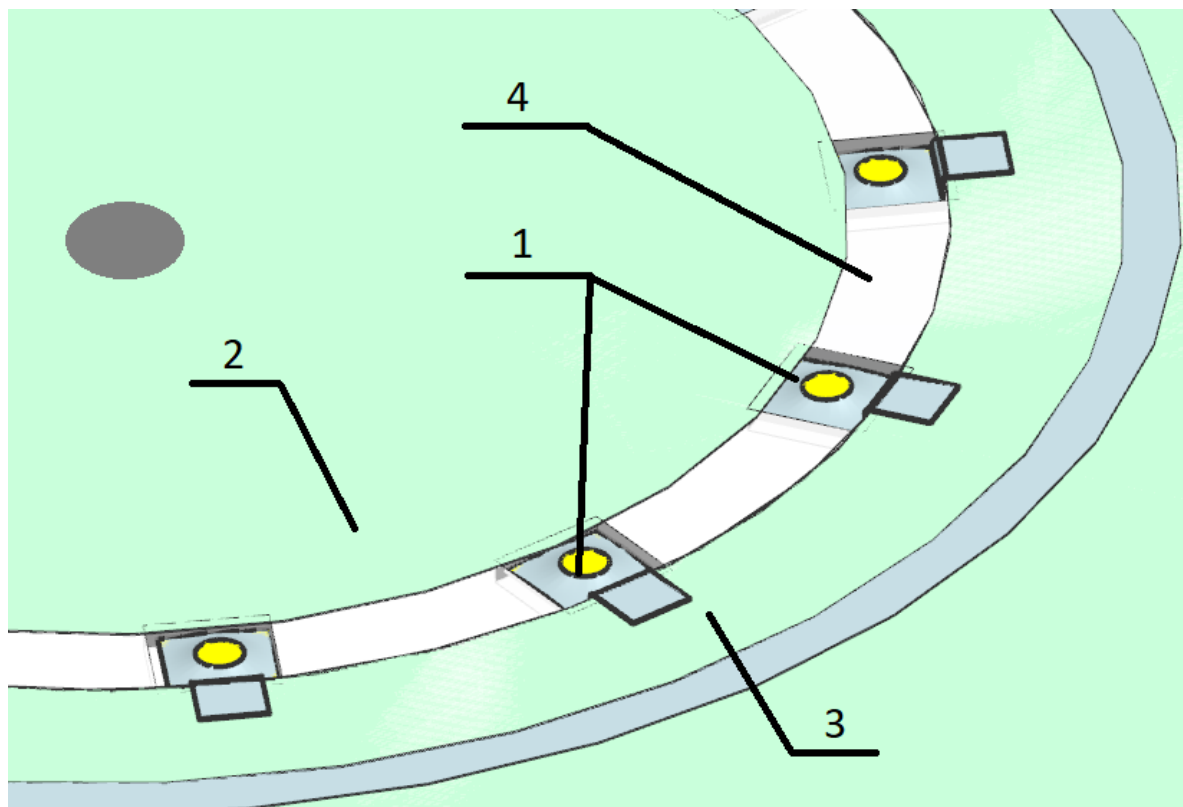


Рисунок 3. Щелевая линия с рpn-диодами (увеличенный масштаб)

При внедрении электрической системы аттенюации в первоначальную модель аттенюатора полученная конструкция позволяет осуществлять как механическое, так и электрическое управление в том же объёме.

Недостатком гибридного электромеханического микрополоскового аттенюатора является сложность обеспечения герметичности по требованию технических требований на использование рpn-диодов. Номенклатура диодов, не требующих обеспечения герметичности, очень низкая. Использование лаков, резиновых прокладок или герметиков позволяет достигнуть степени герметизации со скоростью натекания не более 10^{-1} л/с. [3].

Волноводный механический аттенюатор в составе волноводного ответвителя (см. рисунок 5), снабженного щелями связи, выполнен также в виде подвижного цилиндра из поглощающего материала, который вводится непосредственно в волновод (см. рисунок 6), при этом преграждая путь распространения электромагнитной волны.

Значение вносимого ослабления определяется размером части цилиндра, введённой в волновод. Чем она больше, тем больше будет ослабление сигнала [4].

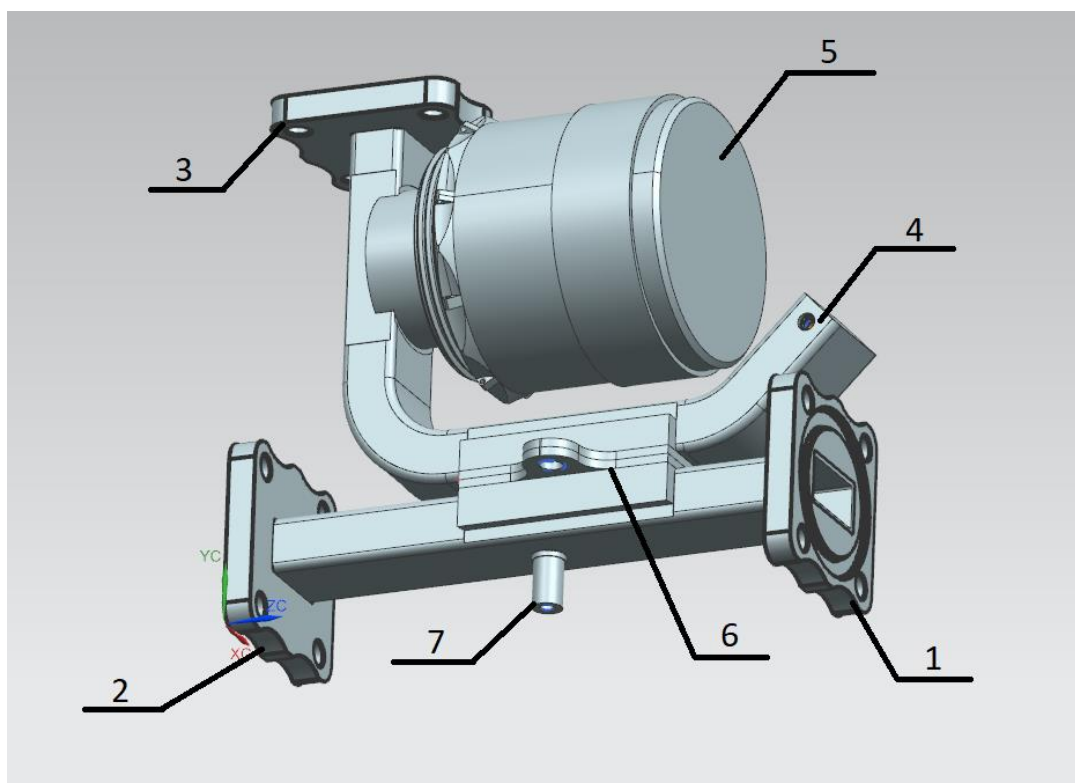


Рисунок 4. Атенюатор волноводный

На рисунке 4 изображён аттенюатор волноводный, включающий в себя: вход аттенюатора (1), выход аттенюатора прямой (2), выход аттенюатора ответвлённый (3), согласованную нагрузку (4), механизм управления аттенюатора (5), пластину связи (6) и разъём под управляющие провода (7).

Электрическое управление ослаблением возможно реализовать с помощью внесения *pin*-диодов в щели связи пластины (см. рисунок 6), расположенной между двумя волноводами ответвителя. В таком случае управление осуществляется так же, как в случае микрополоскового аттенюатора, т.е. при подаче электрического тока диоды вводят щели в режим короткого замыкания, вследствие чего происходит отражение электромагнитной волны и на ответвлённый выход аттенюатора будет поступать сигнал с внесённым ослаблением.

На рисунке 5 отмечены: пластина связи (1), механизм управления аттенюатора (2), поглощающий элемент согласованной нагрузки (3) и поглощающий материал механического аттенюатора (4).

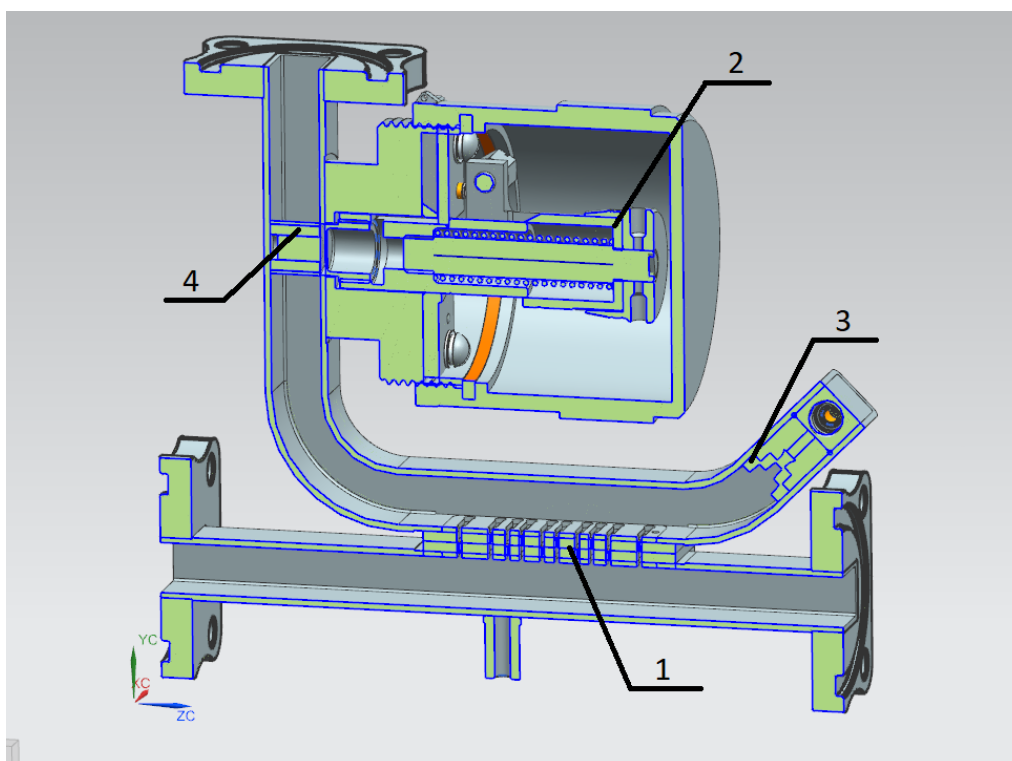


Рисунок 5. Аттенюатор волноводный в разрезе

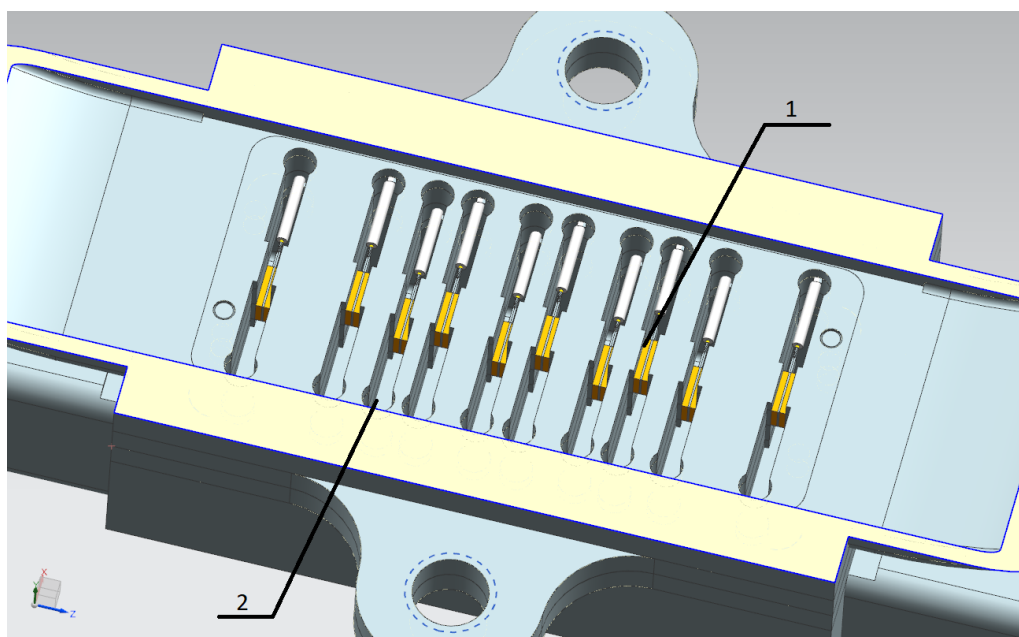


Рисунок 6. Пластина связи

На рисунке 6 изображена пластина связи, которая включает в себя: рin-диоды (1) и щели связи (2).

Недостатками гибридного электромеханического волноводного аттенюатора является сложность обеспечения герметичности по сравнению с микрополосковым, сложность монтажа рin-диодов в резонансных щелях, к тому же данный аттенюатор обладает большими габаритами.

Математическое моделирование спроектированных аттенюаторов показало, что применение электрической системы аттенюации позволяет увеличить вносимое ослабление

на 12 дБ для волноводного аттенюатора и на 35 дБ для микрополоскового в случаях механической настройки на максимальное ослабление.

На рисунках 7,8 и 9 верхняя линия графиков описывает затухание сигнала, передаваемого с входа аттенюатора на прямой его выход, а нижняя линия графиков — затухание сигнала, передаваемого с входа аттенюатора на ответвлённый его выход.

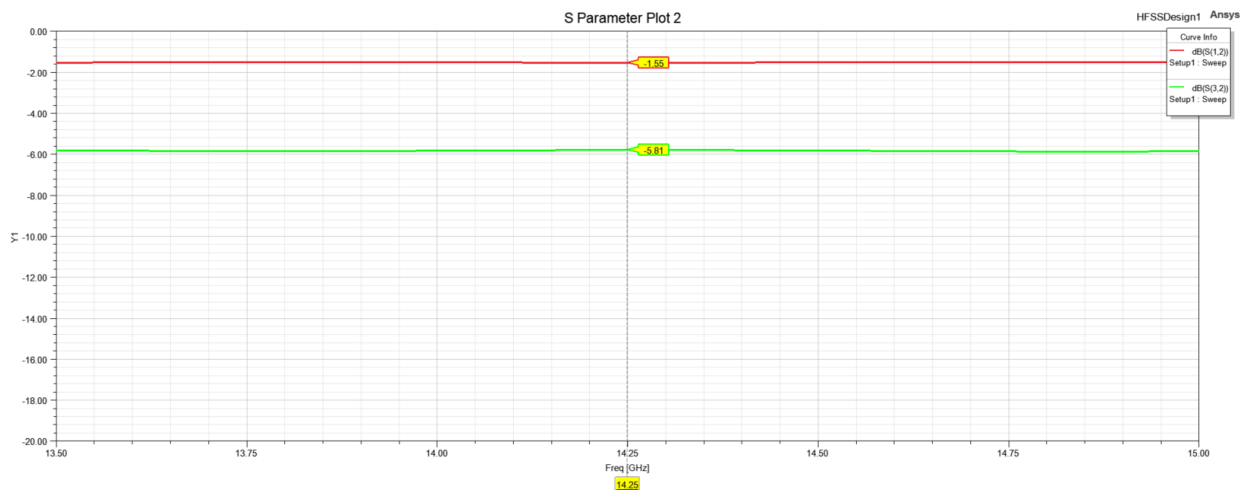


Рисунок 7. Характеристики гибридного волноводного аттенюатора в отсутствии тока на диодах и полностью выведенном цилиндре из волновода

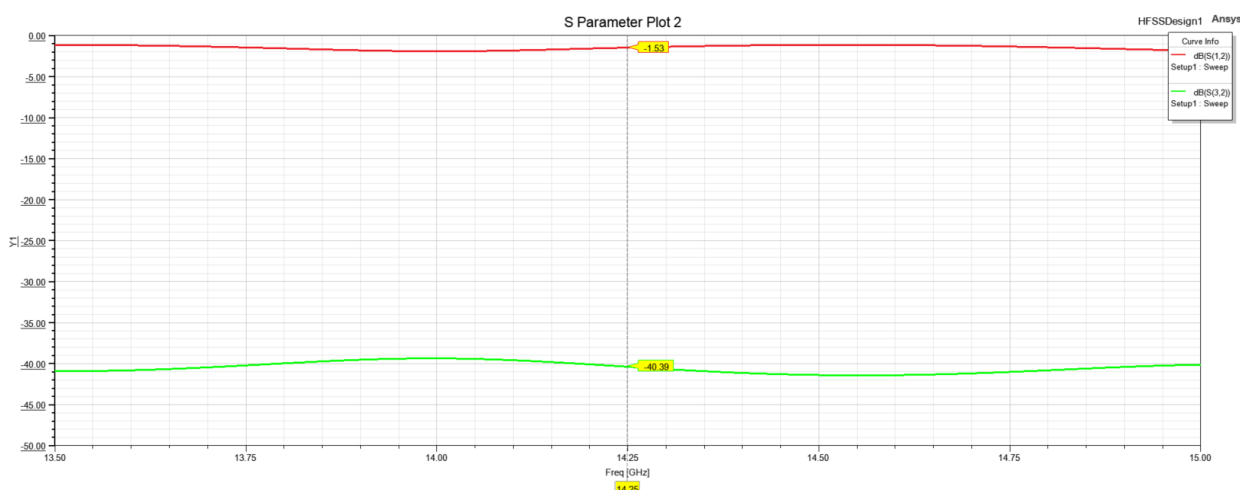


Рисунок 8. Характеристики гибридного волноводного аттенюатора в отсутствии тока на диодах и полностью введённом цилиндре из волновода

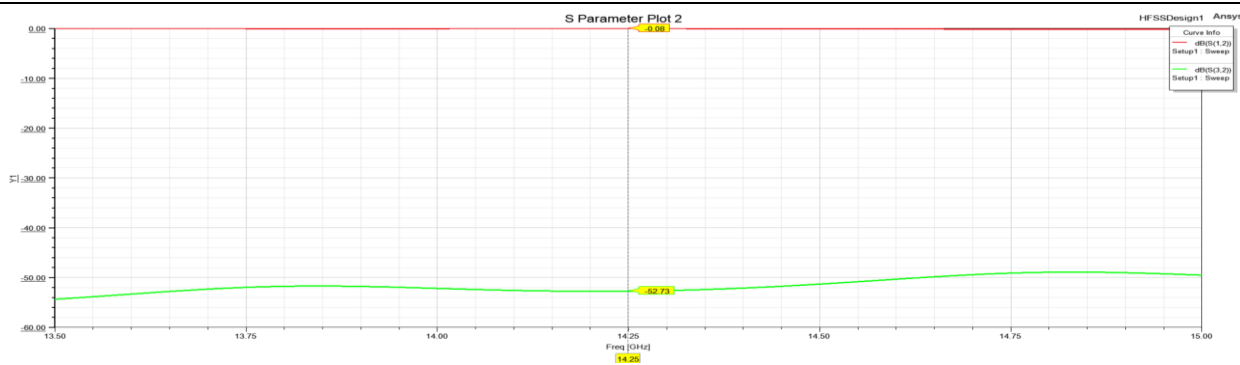


Рисунок 9. Характеристики гибридного волноводного аттенюатора при подаче тока на диоды и полностью введённом цилиндре из волновода

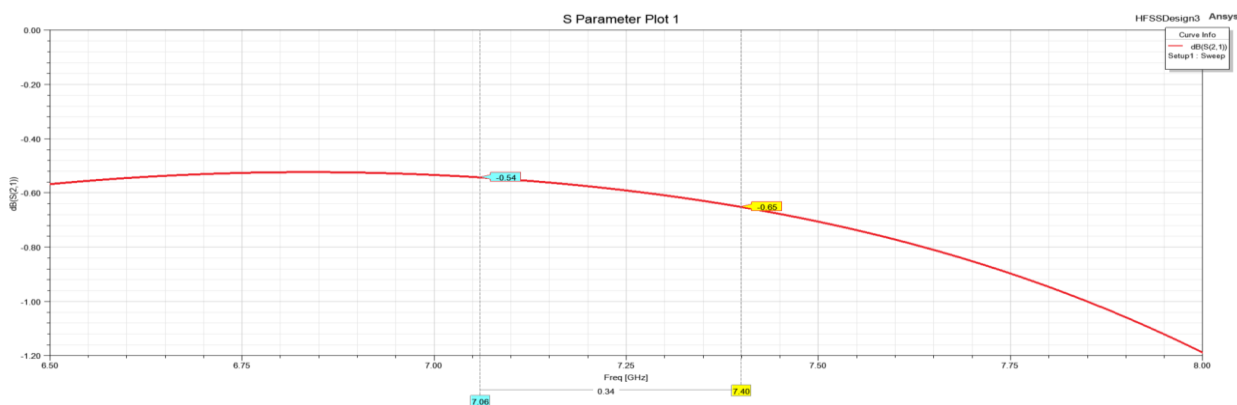


Рисунок 10. Характеристики гибридного микрополоскового аттенюатора в отсутствии тока на диодах и максимально отведённом цилиндре

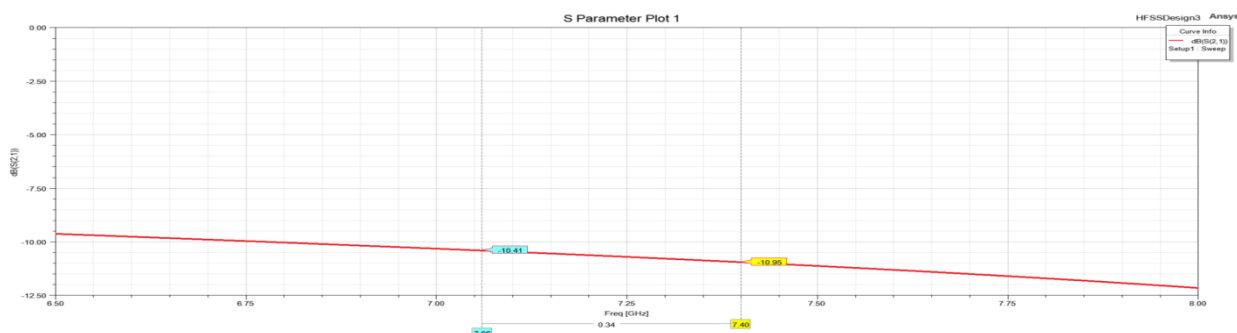


Рисунок 11. Характеристики гибридного микрополоскового аттенюатора в отсутствии тока на диодах и максимально подведённом цилиндре

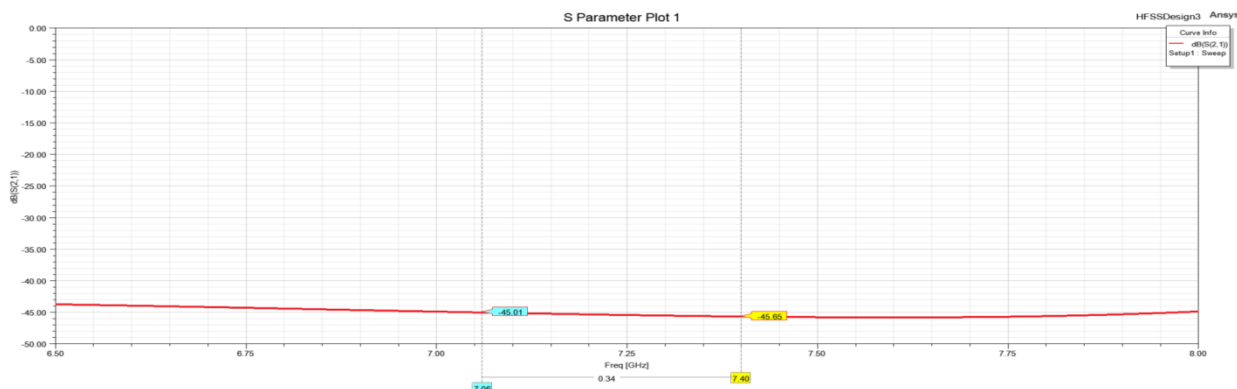


Рисунок 12. Характеристики гибридного микрополоскового аттенюатора при подаче тока на диоды и максимально подведённом цилиндре

Полученные модели аттенуаторов характеризуются повышенными значениями вносимого ослабления, улучшенными электрическими параметрами по сравнению с изделиями, изготавливаемыми на серийном производстве. Устройства обладают необходимой герметичностью для работы в условиях солевого тумана, а также уменьшенными масса-габаритными характеристиками.

Литература

1. Альтман Дж.Л. Устройства сверхвысоких частот // под ред. И.В. Лебедева – М.: МИР. – 1968. – 482 с.
2. Джоэль П. Дансмор. Мир радиоэлектроники // под ред. Е.Ю. Харитонов, Е.В. Андронova, А.С. Бондаренко – М.: ТЕХНОСФЕРА – 2019. – 735 с.
3. Смогилев К.А., Вознесенский И.В., Филиппов Л.А.. Радиоприемники СВЧ. – М.: Воениздат. – 1967. – 556 с.
4. Хелзайн Дж. Пассивные и активные цепи СВЧ. – М.: Радио и связь – 1981. – 200 с.

УДК 621.391

Соколова Ирина Викторовна

ФГБОУ ВО «Московский авиационный институт
(национальный исследовательский университет)»

Россия, Москва

ПАО «Радиофизика»

Россия, Москва

E-mail: irinasokolova.sci@gmail.com

Короленков Глеб Юрьевич

ПАО «Радиофизика»

Россия, Москва

E-mail: legionangelov@mail.ru

Лунин Михаил Юрьевич

ПАО «Радиофизика»

Россия, Москва

E-mail: lmur@ro.ru

Классификация нормативной документации различных видов стандартов в части электромагнитной совместимости

Аннотация. В материале представлен обширный перечень нормативной документации в области РЭЗ и ЭМС для приведения его к табличной форме с блочной классификацией по признакам предъявления требований и по этапам разработки.

Ключевые слова: электромагнитная совместимость; нормативная документация; помехоустойчивость; помехоэмиссия.

Введение

Электромагнитная совместимость (ЭМС) технических средств – это способность технического средства (ТС) функционировать с заданным качеством в заданной электромагнитной обстановке и не создавать недопустимых электромагнитных помех другими техническими средствами [1]. Стандарты ЭМС являются предпосылкой к обеспечению того, что многочисленные виды электронного оборудования не окажут влияния друг на друга или, еще хуже, не вызовут катастрофических нарушений функционирования оборудования. Они устанавливают требования для оборудования как в отношении максимально допустимой эмиссии паразитных излучаемых и кондуктивных электромагнитных помех, так и работоспособности оборудования в условиях влияния этих помех. Таким образом, ЭМС является одним из важнейших факторов создания безопасного эффективного ТС.

Актуальность

Целью создания таблицы является представление в графическом виде основных нормативных документов в области ЭМС, которое позволяет упростить, сократить время поиска необходимой документации и стандартов, а также даёт возможность использования при составлении методик испытаний, разделов технических заданий (ТЗ), описании измерительных установок.

Нормативная документация в области ЭМС

Существуют различные виды стандартов и другой нормативной документации по радиоэлектронной защите (РЭЗ) и ЭМС в частности. На данный момент нормативная база, в области ЭМС в Российской Федерации, включает документы следующих категорий:

- национальные стандарты (Государственные стандарты Российской Федерации – ГОСТ Р);
- отраслевые стандарты Российской Федерации (ОСТ);
- зарубежные стандарты;
- стандарты научно-технических инженерных обществ и общественных объединений (в России – СТО);
- правила (в России – ПР);
- рекомендации (в России – Р);
- РД – руководящий документ по стандартизации;
- технические условия (ТУ) – в случае ссылки на них в контракте или договоре;
- методики измерений, утверждённые в масштабах государства;
- методики измерений, утверждённые в масштабах одного предприятия;
- прочие документы (международные и отечественные рекомендации и т.д.).

Международная электротехническая комиссия (МЭК) разрабатывает стандарты серии IEC 61000, которая охватывает вопросы устойчивости к помехам, помеховой обстановке, нормы низкочастотной эмиссии (меньше 9 кГц), помехоподавлению и т.д.

Серия IEC 61000-1 включает в себя общее рассмотрение вопросов ЭМС, терминологию, фундаментальные принципы, функциональную безопасность.

Серия IEC 61000-2 – это описание и классификация электромагнитной обстановки, уровни электромагнитной совместимости

Серия IEC 61000-3 задаёт требования помехоустойчивости и нормы помехоэмиссии.

IEC 61000-4 – Методы испытаний и измерений, IEC 61000-5 – Руководства по установке и помехоподавлению, IEC 61000-6 – Общие стандарты, в которых задаются требования к оборудованию.

В виду большого количества нормативной документации и в целях наглядности, более удобного поиска требующейся документации по ЭМС и была создана таблица «Классификация нормативной документации различных видов стандартов в части электромагнитной совместимости».

Таблицу можно разделить на блоки, некоторые из которых соответствуют этапам процесса разработки технических средств (ТС): «Общие (универсальные) стандарты ЭМС», «Требования и методы испытаний», «Измерительное оборудование и испытания», «Рекомендации МСЭ-R».

Универсальные стандарты ЭМС

Общие (универсальные) стандарты ЭМС – это общие и несколько упрощенные стандарты ЭМС на группы продукции, применимые к изделиям, для которых еще не существует конкретных стандартов ЭМС. Они служат как общая ссылка для стандартов для группы продукции. Здесь рассматриваются самые общие вопросы концепции, типизации, содержания и применения общих (универсальных) стандартов ЭМС.

В первый блок «Общие (универсальные) стандарты ЭМС» входит группа «Общие требования» (рисунок 1), которая содержит общие требования и нормы, необходимые при разработке ТС.

Общие требования				
ГОСТ 29192-91 СТСЭ. Классификация технических средств	ГОСТ 23872-79 СРСЭ. Номенклатура параметров и классификация технических характеристик	ГОСТ 29037-91 СТСЭ. Сертификационные испытания. Общие положения	ГОСТ 28934-91 СТСЭ. Содержание раздела технического задания в части электромагнитной совместимости	ТР ТС 020/2011 ЭМС ТС
РД 50-702-91 СТСЭ. Порядок обеспечения электромагнитной совместимости и правила проведения экспертизы	ГОСТ РВ 50-115-90	ОСТ 92-8774-83 Аппаратура цифровых вычислительных комплексов. Общие требования к помехозащищённости	ГОСТ 29073-91 Совместимость технических средств измерения, контроля и управления промышленными процессами электромагнитная. Устойчивость к электромагнитным помехам. Общие положения	ГОСТ Р 56531-2015 Совместимость космической техники электромагнитная. Программа обеспечения электромагнитной совместимости
ГОСТ Р 56529-2015 Совместимость космической техники электромагнитная. Общие требования и методы испытаний	ГОСТ РВ 0020-57.308-2019	ГОСТ РВ 15.211-2002 Система разработки и постановки продукции на производство. Военная техника. Порядок разработки программ и методик испытаний опытных образцов изделий. Основные положения	ГОСТ РВ 0020-39.309-2019 (ГОСТ РВ 20.39.309-98) Комплексная система общих технических требований. Аппаратура, приборы, устройства и оборудование военного назначения. Конструктивно-технические требования	ГОСТ РВ 0020-39.301-2019 (ГОСТ РВ 20.39.301)
ОТТ 1.2.3-82	РД В 319.03.46-2003	ГОСТ В 25853-83	ГОСТ В 25837-83	ГОСТ РВ 0020-39.308-2019
ГОСТ В 25838-83	ОТТ 1.1.3-85	ГОСТ В 28511-90	ГОСТ В 25232-82	ГОСТ 32454-2013 Глобальная навигационная спутниковая система. Параметры радионавигационного поля. Технические требования и методы испытаний
Нормы 24-21 Нормы на защитные отношения для систем наземного эфирного телевизионного и звукового вещания	ГОСТ Р 55630-2013 (МЭК 62066:2002) Перенапряжения импульсные и защита от перенапряжений в низковольтных системах переменного тока. Общие положения	ГОСТ 29322-2014 Напряжения стандартные	ГОСТ Р 51317.2.5-2000 СТСЭ. Электромагнитная обстановка. Классификация электромагнитных помех в местах размещения технических средств	ГОСТ Р 52863-2007 Защита информации. Автоматизированные системы в защищённом исполнении. Испытания на устойчивость к преднамеренным силовым электромагнитным воздействиям. Общие требования
ГОСТ 28690-90 Знак соответствия технических средств требованиям электромагнитной совместимости. Форма, размеры и технические требования	ГОСТ Р 51317.1.5-2009 СТСЭ. Воздействия электромагнитные большой мощности на системы гражданского назначения. Основные положения	РД 50-697-90 Положение о сертификации технических средств на соответствие требованиям электромагнитной совместимости и аккредитации испытательных лабораторий (центров) по испытаниям в области ЭМС	СТСЭ – Совместимость технических средств ЭМС ТС – ЭМС технических средств; СРСЭ – Совместимость радиоэлектронных средств электромагнитная; МЭК (IEC) – Международная электротехническая комиссия;	

Рисунок 1. «Общие требования» (фрагмент блока «Общие (универсальные) стандарты ЭМС»)

Так как значительная часть ТС разрабатывается и применяется в сферах безопасности, вооружения военной и специальной техники, выделяется отдельная категория нормативной документации – военные стандарты. Одними из главных отличий от нормативных документов гражданской сферы являются более высокие требования, предъявляемые к ТС. Военные стандарты также представлены в таблице «Классификация нормативной документации различных видов стандартов в части ЭМС», но лишь в качестве ознакомления, так как данная документация применяется в целях служебного пользования и предполагает наличие определённой формы допуска у специалистов.

Также в данном блоке содержится группа ГОСТов, именуемая «Термины и определения» (рисунок 2). В ней используется единая терминология, что исключает в дальнейшем ошибочную трактовку понятий.

Термины и определения	
ГОСТ 19542-93 Совместимость средств вычислительной техники электромагнитная. Термины и определения	ГОСТ 26522-2023 Короткие замыкания в электроустановках. Термины и определения
ГОСТ Р 55055-2012 Радиопомехи промышленные. Термины и определения	ГОСТ 30331.1-2013 Электроустановки низковольтные. Часть 1. Основные положения, оценка общих характеристик, термины и определения
ГОСТ 23611-79 СРС. Термины и определения	ГОСТ 24375-80 Радиосвязь. Термины и определения
ГОСТ Р 50397-2011 СТС. Термины и определения	ГОСТ Р 55787-2013 Устройства для радиосвязи, радиовещания и телевидения антенно-фидерные. Термины и определения

Гигиенические требования и нормативы	
СанПиН 2.1.8/2.2.4.2302-07 Гигиенические требования к размещению и эксплуатации передающих радиотехнических объектов. Изменение 1 к СанПиН 2.1.8/2.2.4.1383-03	СанПиН 2.2.4/2.1.8.989-00 Электромагнитные излучения радиочастотного диапазона (ЭМИ РЧ)
СанПиН 1.2.3685-21 Гигиенические нормативы и требования к обеспечению безопасности и (или) безвредности для человека факторов среды обитания	СанПиН 2.1.8/2.2.4.1383-03 Гигиенические требования к размещению и эксплуатации передающих радиотехнических объектов

Рисунок 2. «Термины и определения» **Рисунок 3.** «Гигиенические требования и нормативы»

Кроме того, можно выделить группу «Гигиенические требования и нормативы» (рисунок 3), направленную на предотвращение неблагоприятного влияния на здоровье человека электромагнитных полей радиочастотного диапазона (ЭМП РЧ) при размещении и эксплуатации радиотехнических средств.

Требования к радиопередающим и радиоприёмным устройствам

Второй блок «Измерительное оборудование и испытания» включает в себя экспериментальные сведения о проведении испытаний и измерений. Здесь задаются требования к измерительному оборудованию и аппаратуре, помехоподавляющим фильтрам. В данный раздел входят и требования к радиопередающим и радиоприёмным устройствам (рисунок 4 и 5).

Требования к радиопередающему устройству				
ГОСТ 30338-95 СРС. Устройства радиопередающие всех категорий и назначений народнохозяйственного применения. Требования к допустимым отклонениям частоты. Методы измерений и контроля	ОСТ 92-48.01-83	ГОСТ В 26536-85	ГОСТ Р 50842-95 СРС. Устройства радиопередающие народнохозяйственного применения. Требования к побочным радиоизлучениям. Методы измерения и контроля	ГОСТ Р 50016-92 (ГОСТ 30318-95) СТС. Требования к ширине полосы радиочастот и внеполосным излучениям радиопередатчиков. Методы измерений и контроля
Нормы				
Нормы 17-21 Радиопередатчики всех категорий гражданского применения. Требования на допустимые отклонения частоты	Нормы 18-21 Радиопередающие устройства гражданского назначения. Требования на допустимые уровни побочных излучений	Нормы 19-21 Нормы на ширину полосы радиочастот и внеполосные излучения радиопередатчиков гражданского применения		

Рисунок 3. «Требования к радиопередающему устройству» (Фрагмент блока «Измерительное оборудование и испытания»)

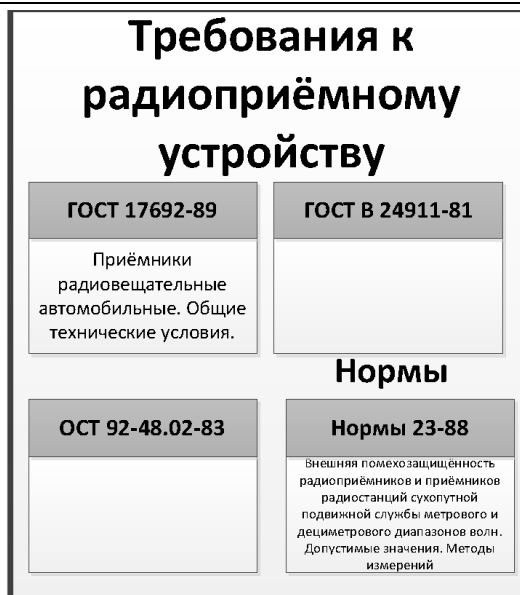


Рисунок 4. «Требования к радиоприёмному устройству»

Требования и методы испытаний. Помехоустойчивость и помехоэмиссия

В области ЭМС одним из основных требований, предъявляемым к ТС, является помехоустойчивость. Помехоустойчивость РЭС – способность сохранять заданное качество функционирования при воздействии на него внешних помех с известными параметрами в отсутствие дополнительных средств защиты от помех, не относящихся к принципу действия РЭС.

Устойчивость аппаратуры характеризуется критериями качества функционирования:

А: аппаратура должна функционировать в соответствии с назначением в течение и после испытания.

В: аппаратура должна функционировать в соответствии с назначением после испытания. В течение испытания допускается некоторое ухудшение качества функционирования, как определяется изготовителем.

В третьем блоке «Требования и методы испытаний» таблицы значительная часть государственных стандартов включает в себя общие требования к качеству функционирования в условиях помех, которым должны соответствовать изделия.

В группе «Требования помехоустойчивости» (рисунок 6) задаются требования и нормы устойчивости к изменениям напряжения электропитания, устойчивости к радиочастотному электромагнитному полю, к различным видам магнитных полей (например, импульсное МП или МП промышленной частоты).

Также требования устойчивости ТС классифицируются по различным видам помех: электромагнитные (ЭМП), кондуктивные, микросекундные импульсные и наносекундные импульсные (МИП и НИП соответственно). Можно выделить устойчивость к электростатическим разрядам (ЭСР).



Рисунок 5. «Требования к помехоустойчивости» (фрагмент блока «Требования и методы испытаний»)

Электромагнитная эмиссия – это явление, при котором электромагнитная энергия исходит от источника. К ТС задаются требования к уровню создаваемых радиопомех, большая часть которых – промышленные (рисунок 7).



Рисунок 6. «Помехоэмиссия. Требования к уровню создаваемых радиопомех»

Радиопомехи промышленные – это электромагнитные возмущения, создаваемые непреднамеренно, искусственно, во время работы различных электрических и радиоустройств, приборов и аппаратов, воздействующие на цепи радиоприёмника и мешающие радиоприёму. Источниками ИРП могут быть транспортные средства, моторные лодки, двигатели внутреннего сгорания, бытовая РЭА, линии электропередач и электрических подстанций, аппаратура проводной связи и так далее.

В третьем блоке «Требования и методы испытаний» выделяется группа стандартов на группы продукции (рисунок 8). Она включает в себя требования по ЭМС, применяемые к

металлообрабатывающим станкам, авиационному оборудованию, оборудованию информационных технологий и вычислительной техники, системам бесперебойного питания, техническим средствам охранной сигнализации, а также к «Умному городу» - градостроительной концепции.



Рисунок 7. «Стандарты на группы продукции»

Также одним из ключевых требований, предъявляемых к аппаратуре, в части РЭЗ и ЭМС, является молниезащита (рисунок 9). Ведь, как известно, молния может быть значительным источником ущерба и повреждения чувствительного оборудования. При ударах выделяются сотни мегаджоулей энергии. Поэтому необходимость дополнительных мер защиты ТС становится крайне важной.

Так, например, ГОСТ Р МЭК 62305-4-2016 «Защита от молнии. Часть 4. Защита электрических и электронных систем внутри зданий и сооружений» включает в себя информацию о проектировании, монтаже, испытаний мер защиты от электромагнитных импульсных воздействий молний, предназначенных для уменьшения риска повреждений электрических и электронных систем здания электромагнитными воздействиями молнии.

Также, часто совместно с требованиями молниезащиты задаются требования к наличию УЗИП - устройства защиты от импульсных перенапряжений.

Требования молниезащиты						Требования к наличию УЗИП
ГОСТ IEC/TS 61000-1-2-2015 ЗМС. Часть 1-2. Общие положения. Методология достижения функциональной безопасности электрических и электронных систем, включая оборудование, в отношении электромагнитных помех	РД 34.45-51.300-97 Объём и нормы испытаний электрооборудования	ГОСТ Р МЭК 62305-1-2010 Менеджмент риска. Защита от молнии. Часть 1. Общие принципы	ГОСТ Р МЭК 62305-2-2010 Менеджмент риска. Защита от молнии. Часть 2. Оценка риска	СО 153-34.21.122-2003 Инструкция по устройству молниезащиты зданий, сооружений и промышленных коммуникаций.	ГОСТ Р 50571.5.54-2013 Электроустановки низковольтные. Часть 5-54. Заземляющие устройства, защитные проводники и защитные проводники уравнивания потенциалов	
ГОСТ Р МЭК 60952-1-2017 Батареи авиационные. Часть 1. Общие требования и уровни характеристик	ГОСТ Р 59789-2021 (МЭК 62305-3:2010) Молниезащита. Часть 3. Защита зданий и сооружений от повреждений и защита людей и животных от электротравматизма	ВСП 22-02-07 МО РФ Нормы по проектированию, устройству и эксплуатации молниезащиты объектов военной инфраструктуры	ГОСТ Р МЭК 62305-4-2016 Защита от молнии. Часть 4. Защита электрических и электронных систем внутри зданий и сооружений	ГОСТ Р МЭК 61587-3-2013 (МЭК 61587-3:2006) Конструкции несущие базовые радиозлектронных средств. Испытания для МЭК 60917 и МЭК 60297. Часть 3. Испытания шкафов, стоек и блочных карасов на экранирование от электромагнитного излучения		

Рисунок 8. «Требования молниезащиты»

Рекомендации МСЭ-R

Так как управление использованием радиочастотного спектра (РЧС) выполняется на международном и национальном уровнях, то следует также выделить отдельный раздел таблицы, включающий в себя рекомендации Международного союза электросвязи (МСЭ). Рекомендации подразделяются на серии. Так, например, серия Р объединяет рекомендации по распространению радиоволн, серия SM – управление использованием спектра, серия RS включает в себя системы дистанционного зондирования, серия V является словарём и связанными с ним вопросами, а серия M – подвижные службы, служба радиоопределения, любительская служба и относящиеся к ним спутниковые службы (рисунок 10)

Серия SM				Серия M	
329-12 Нежелательные излучения в области побочных излучений	337-5 Частотный и территориальный разнос	1448-1 Определение координационной зоны вокруг земной станции в полосах частот между 100 МГц и 105 ГГц		1851-1 Математические модели диаграмм направленности антенн радиолокационных систем радиоопределения для использования при анализе помех	
1875 Измерение покрытия DVB-T и проверка критериев планирования	1541-4 Нежелательные излучения в области внеполосных излучений				
Серия V		Серия RS			
431-8 Номенклатура диапазонов частот и длин волн, используемых в электросвязи	573-4 Словарь радиосвязи	577-7 Полосы частот и требуемые значения ширины полос, используемые для космических активных датчиков, функционирующих в спутниковой службе исследования Земли (активной) и в службе космических исследований (активной)	2096 Совместное использование полосы частот 10,6-10,68 ГГц фиксированной и подвижной службами и спутниковой службой исследования Земли (пассивной)		

Рисунок 9. Фрагмент блока «Рекомендации МЭК-R»

Выводы

Таким образом, в виду большого количества нормативной документации, в целях наглядности, а также более удобного поиска требующейся документации и стандартов по

ЭМС и была создана таблица «Классификация нормативной документации различных видов стандартов в части электромагнитной совместимости».

Литература

1. ГОСТ Р 50397-2011 «Совместимость технических средств электромагнитная. Термины и определения». – М.: Стандартиформ, 2013. – 61 с.
2. Кечиев Л.Н., Балюк Н.В. Зарубежные военные стандарты в области ЭМС. – М.: Грифон, 2014. – 448 с.
3. Лемешко Н.В. Методы обеспечения межсистемной ЭМС. Авторский курс повышения квалификации. – М.: Новая инженерная школа, 2015.

УДК 621.396.67

Хайхан Антон Владимирович
ПАО «Радиофизика»
Россия, Москва
E-mail: khaikhan.av@phystech.edu

Кривошеев Юрий Вячеславович
ПАО «Радиофизика»
Россия, Москва
Кандидат технических наук
E-mail: krivosheev-yury@yandex.ru

Оптимизация профиля рупорного излучателя с квадратной апертурой для получения высокого коэффициента используемой поверхности при малой длине

Аннотация. В работе рассматривается оптимизация профиля гладкостенного рупорного излучателя с квадратной апертурой для получения высокого коэффициента используемой поверхности (КИП) при минимальной длине рупора, и проводится сравнение характеристик с рупором, спроектированным известным методом. Исследование проводится методами компьютерного моделирования. В качестве начального приближения для оптимизации профиля рупора используется профиль осесимметричного рупора с высоким КИП.

Ключевые слова: многомодовый рупорный излучатель; высокий коэффициент используемой поверхности; оптимизация профиля рупора.

Введение

Гладкостенные рупорные антенны с высоким коэффициентом используемой поверхности (КИП) находят ряд применений, например, в качестве излучателей фазированных антенных решёток (ФАР) с ограниченным сектором сканирования или в других задачах, где имеются ограничения на габариты антенны [1–7]. В литературе описаны алгоритмы построения гладкостенного рупора с квадратной апертурой [1–3], и с круглой апертурой [2,4–7]. Заметим, что высокий КИП можно получить и в пирамидальном рупоре, если для выравнивания фазы использовать линзу в апертуре антенны. Однако это усложняет конструкцию антенны. Также может использоваться пирамидальный рупор без линзы, но такой рупор имеет значительно большую длину, а его КИП не может превышать 81% даже при бесконечной длине [3].

Оптимизация профиля многомодового рупорного излучателя

Рассмотрим задачу оптимизации профиля гладкостенного рупора с квадратной апертурой для получения высокого КИП при минимальной длине. В качестве начального приближения будем использовать профиль, полученный в [7] для рупора с круглой апертурой. Для сравнения будем использовать рупор из [2], т.к. в указанной работе приведён алгоритм построения профиля антенны в явном виде.

Для проведения расчётов и оптимизации рассмотрим рупор с размером апертуры $4,95\lambda_0$ на $4,95\lambda_0$, где λ_0 – длина волны в свободном пространстве. Антенна работает на

линейной поляризации на центральной частоте f_0 . Входом излучателя является прямоугольный волновод со сторонами $0,79\lambda_0$ на $0,37\lambda_0$.

Профиль рупора определялся с помощью численной оптимизации, где в качестве начального приближения использовался профиль из [7]. Рупор оптимизировался по критерию максимизации КИП и минимизации отражения. Длина оптимизированного рупорного излучателя без учёта волноводного входа составляет $7,7\lambda_0$ (рис. 1).

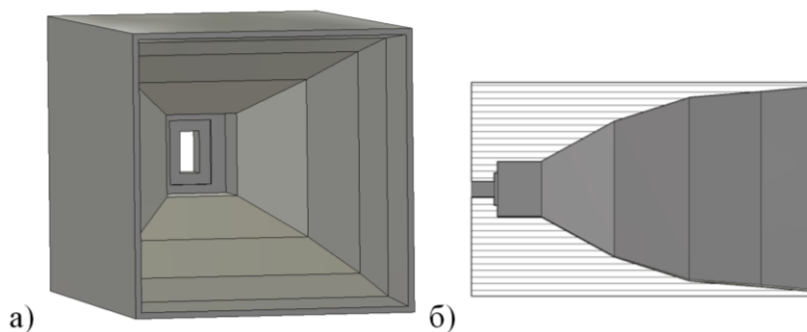


Рисунок 1. Предложенный рупорный излучатель (а) и его профиль в продольном разрезе (б)

По алгоритму, описанному в [2], в ступенчатой геометрии рупора расстояние между ступеньками определяется таким образом, чтобы моды TE_{n0} складывались по фазе и распространялись, а TM_{n0} – в противофазе и затухали. Геометрия определяется по детерминированному алгоритму, описанному в [2]. После этого параметры антенны варьируются с помощью численной оптимизации для получения окончательного результата. В данной работе оптимизация проводилась по критерию максимизации КИП и минимизации отражения.

Согласно [2], для рупоров со стороной квадратной апертуры от $3\lambda_0$ до $4,5\lambda_0$ требуется две согласующих ступеньки, а если апертура больше, то для обеспечения высокого КИП ступенек должно быть больше. Так, в случае квадратной апертуры со стороной $4,95\lambda_0$ требуется профиль с тремя ступеньками. В результате построения по описанному алгоритму и оптимизации получена геометрия, показанная на рис. 2. Длина без учёта волноводного входа $11,1\lambda_0$, что на 44% длиннее предложенного рупора. Длина рупора при оптимизации не изменилась по сравнению с начальным приближением.

Также для сравнения был рассмотрен пирамидальный рупор без линзы (рис. 3). КИП пирамидального рупора увеличивается при увеличении его длины при фиксированном размере апертуры. В данном случае была выбрана длина $25\lambda_0$. При дальнейшем увеличении длины, КИП увеличивается не более чем на 0.1 дБ.

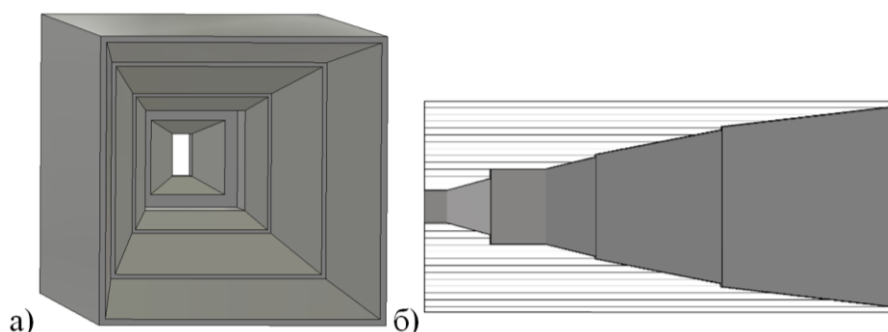


Рисунок 2. Трёхступенчатый рупорный излучатель (а) и его профиль в продольном разрезе (б)

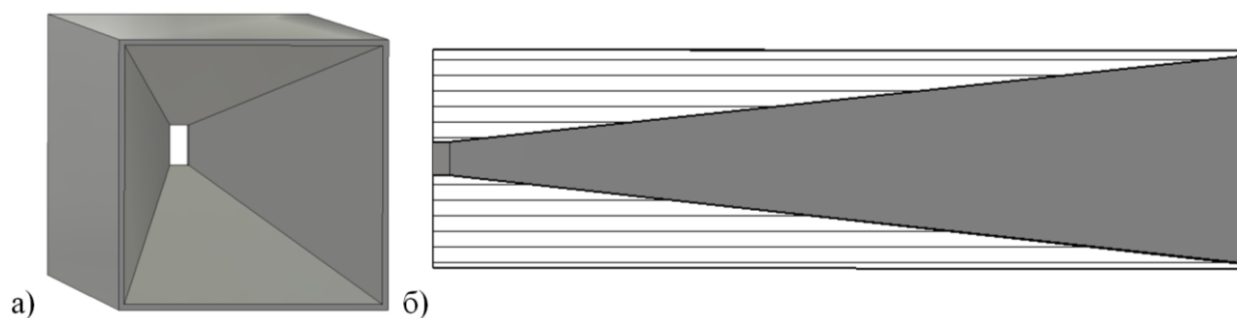


Рисунок 3. Пирамидальный рупорный излучатель (а) и его профиль в продольном разрезе (б)

Результаты

Рассчитаем и сравним характеристики полученных рупорных излучателей. Для сравнения характеристик будем использовать коэффициент направленного действия (КНД) и апертурный КИП:

$$\text{КИП} = \frac{S'_{\text{э}}}{S_{\text{а}}} = \frac{1}{S_{\text{а}}} \frac{\lambda_0^2}{4\pi} D, \quad (1)$$

где $S_{\text{а}}$ – полная площадь апертуры, $S'_{\text{э}}$ – эффективная площадь без учёта потерь, D – КНД.

На рис. 4 и 5 приведены графики угловой зависимости КНД в Е- и Н-плоскости. КНД составляет 24,36 дБи у трёхступенчатого рупора, что соответствует 88,5% КИП. КНД у предложенного рупора 24,05 дБи, что соответствует 82,4%. КНД у пирамидального рупора 23,8 дБи, что соответствует 77,8%. Графики зависимости коэффициента отражения от частоты представлены на рис. 6. На центральной частоте f_0 коэффициент отражения рупора с предложенным профилем не превышает –30дБ, а трёхступенчатого рупора –12дБ.

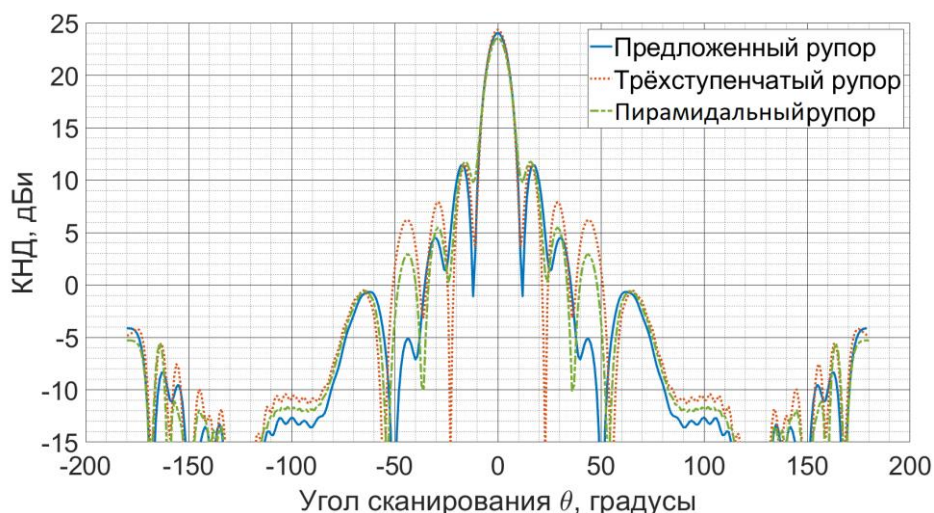


Рисунок 4. Угловая зависимость КНД в Е-плоскости рупорных излучателей

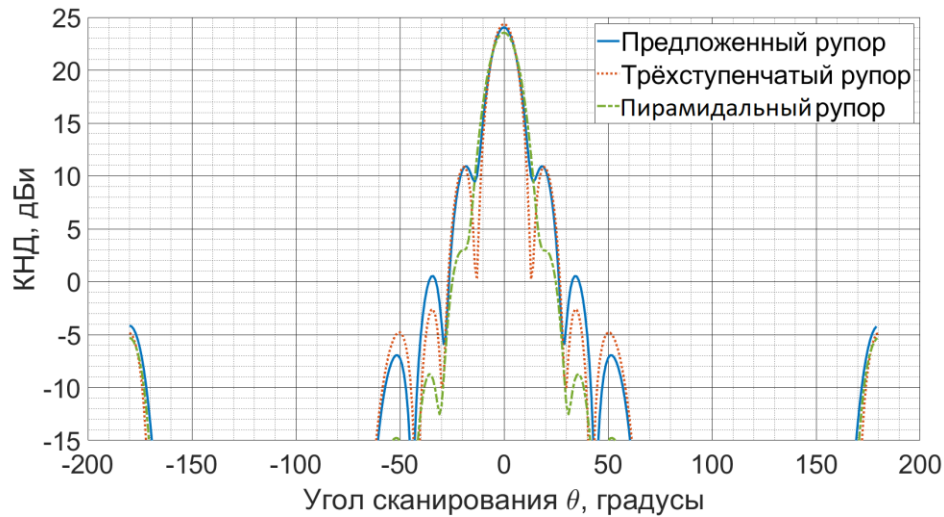


Рисунок 5. Угловая зависимость КНД в Н-плоскости рупорных излучателей

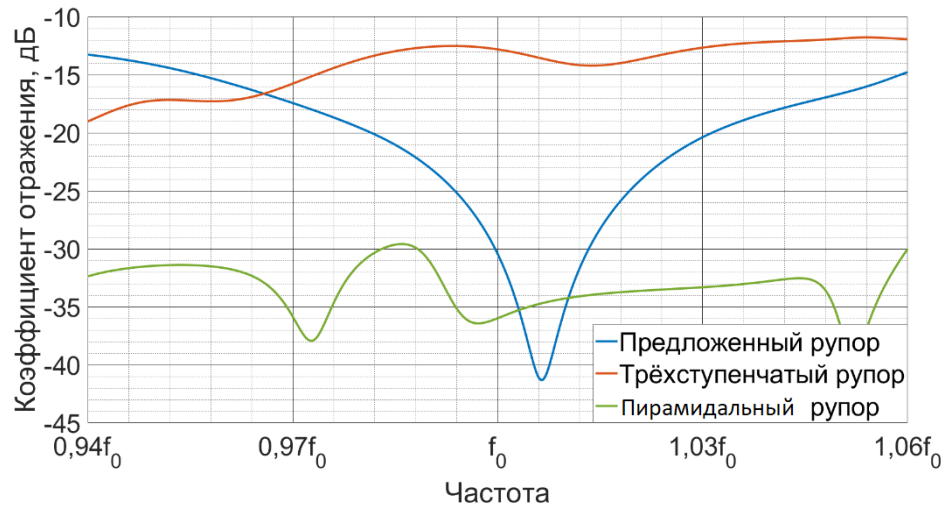


Рисунок 6. Частотная зависимость коэффициента отражения рупорных излучателей

В таблице 1 приведены характеристики, по которым проводится сравнение рассмотренных в работе рупорных излучателей. Видно, что по сравнению с трёхступенчатым рупором предложенный рупор имеет более короткий профиль и незначительно уступает по КИП, что делает его более предпочтительным при решении задач, в которых требуются малые габариты и небольшая масса излучателя.

Таблица 1

Характеристики гладкостенных рупорных излучателей с разными профилями

Вариант рупора	Длина рупора	КИП
Предложенный	$7,7\lambda_0$	82,4%
Трёхступенчатый	$11,1\lambda_0$	88,5%
Пирамидальный	$25\lambda_0$	77,8%

Выводы

Рассмотрена оптимизация профиля гладкостенного рупорного излучателя с квадратной апертурой для получения высокого коэффициента используемой поверхности при минимальной длине рупора. Профиль рупора выбирался на основе профиля осесимметричного рупора с высоким КИП. Проведено сравнение с известным алгоритмом построения рупора с высоким КИП. Длину рупора удалось уменьшить по сравнению с известным: длина известного рупора на 44% больше, чем у предложенного. При этом КИП предложенного рупора на 0.3 дБ ниже.

Литература

1. Sudhakar R., Bhattacharyya A. Multi-Mode Square Horn With Cavity-Suppressed Higher-Order Modes // US Patent 6,535,174, March 18, 2003.
2. Bhattacharyya A.K., Goyette G. A Novel Horn Radiator With High Aperture Efficiency and Low Cross-Polarization and Applications in Arrays and Multibeam Reflector Antennas // IEEE Trans. Antennas Propagat. – 2004. – Vol. 52. – P. 2850 – 2859.
3. Bird T.S., Granet C. Optimization of profiles of rectangular horns for high efficiency // IEEE Trans. Antennas Propagat. – 2007. – Vol. 55. – P. 2480 - 2488.
4. Amyotte E., Gimersky M., Liang A., Mok C., Pokuls R. High Performance Multimode Horn, US Patent 6,396,453, April 13, 2001.
5. Deguchi H., Tsuji M., Shigesawa H. Multimode horn antenna with both high efficiency and low cross polarization // Electronics and Communications in Japan (Part I: Communications).– 2003. – Vol. 86. – Issue 12. – P. 36–43.
6. Chan K.K., Rao S.K. Design of high efficiency circular horn feeds for multibeam reflector applications // IEEE Trans. Antennas Propagat. – 2008. – Vol. 56. – P. 253 - 258.7.
7. Кривошеев Ю.В., Шишлов А.В., Сусеров Ю.А., Денисенко В.В. Разработка, моделирование и измерение характеристик высокоэффективного рупорного излучателя для фазированных антенных решеток // Радиотехника. – 2018. – № 4. – С. 47-52.

УДК 004.942

Чагин Александр Евгеньевич

ФГБОУ ВО «Московский государственный технический университет им. Н.Э. Баумана»

Россия, Москва

E-mail: chaginsasha2004@gmail.com

Прохин Илья Антонович

ФГБОУ ВО «Московский государственный технический университет им. Н.Э. Баумана»

Россия, Москва

E-mail: i.prokhin@mail.ru

Зинченко Людмила Анатольевна

ФГБОУ ВО «Московский государственный технический университет им. Н.Э. Баумана»

Россия, Москва

Доктор технических наук, профессор

E-mail: lzinchenko@bmstu.ru

Алгоритм оценки веса ребра модели сетей 4G/5G на основе когнитивного потокового анализа

Аннотация. В статье рассматриваются существующие подходы к моделированию систем связи. Обосновывается выбор когнитивного потокового анализа как наиболее удачного для построения необходимого алгоритма. Обосновывается актуальность поставленной проблемы. Также рассматриваются сложности моделирования сетей 4G/5G. Описывается схема алгоритма, а также приводятся необходимые формулы. Проанализированы результаты работы алгоритма.

Ключевые слова: когнитивный потоковый анализ; модель Лонгли-Райса; вес ребра графа; метаграф.

Когнитивный потоковый анализ является мощным инструментом для исследования проблем в сложных технических системах. В данной работе рассматриваются особенности применения когнитивного потокового анализа для моделирования сетей связи общего пользования 4G/5G. Основное внимание уделено вопросам оценки веса ребра энергетического потока на основе модели Лонгли-Райса.

Суть когнитивного потокового анализа заключается в моделировании потоков вещества, энергии и информации при работе сетей связи. На рис.1 схематично представлена суть когнитивного потокового анализа.

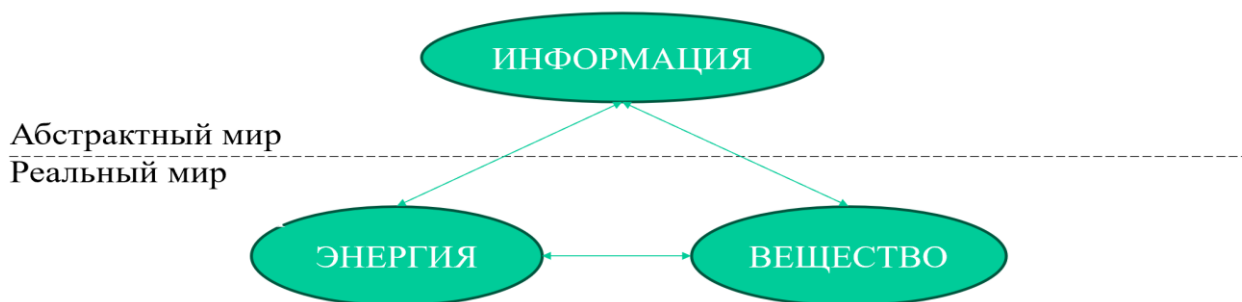


Рисунок 1. Когнитивный потоковый анализ

В настоящее время одним из дальнейших путей развития сетей связи общего назначения является переход от сетей связи поколения 4G к сетям связи поколения 5G (IMT2020) [1] и поколения 6G (IMT2030) [2]. В работе [3] рассмотрено применение когнитивного потокового анализа для исследования сложных технических систем, в частности, рассмотрено его применение для моделирования сетей связи поколения 5G. В работе [4] представлено программное обеспечение для моделирования сетей связи 4G/5G на основе когнитивного потокового анализа.

Однако функционал представленного в [4] программного обеспечения не позволяет учитывать возникающие в процессе радиопередачи потери, связанные с внешними факторами среды.

Необходимо отметить, что принципиальным отличием сетей связи поколения 5G от других наземных сетей связи является использование двух диапазонов: FR1 (600–6000 МГц) и FR2 (24–100 ГГц). Использование диапазона выше 24 ГГц накладывает ряд ограничений [5]: передача волн осуществляется в пределах прямой видимости и, в отличие от более длинных радиоволн, они не дифрагируют вокруг холмов, не огибают земную поверхность, как поверхностные радиоволны, и не отражаются от ионосферы, поэтому наземные каналы связи ограничены визуальным горизонтом, зависящим от высот подвеса антенн. Также волны в диапазоне выше 24 ГГц могут поглощаться гидрометеорами и газами в атмосфере [6], ограничивая практическое применение связи примерно до одного километра. В России для сетей 5G выделены следующие полосы частот: в FR1 это диапазон n79 с частотами от 4,4 до 5 ГГц, в FR2 это диапазон n258 с частотами от 24,25 до 27,5 ГГц [7].

Для расчета потерь при распространении может быть использована модель Лонгли-Райса [8], которая позволяет прогнозировать долгосрочные медианные потери передачи на пересеченной местности относительно потерь передачи в свободном пространстве. Модель была разработана для частот от 20 МГц до 20 ГГц [8] и длины трассы от 1 км до 2000 км. Модель Лонгли-Райса требует ввода определенных общих параметров для проведения расчета: частота f (ГГц), эффективная излучаемая мощность ERP (Вт) и высоты антенн передающего и принимающего устройств h_1 , h_2 (м). Модель Лонгли-Райса имеет два режима: «пункт с пунктом» и «пункт со многими пунктами». В данной работе выбран режим «пункт с пунктом».

В работе [9] указано, что модель Лонгли-Райса может быть использована в диапазоне до 100 ГГц. Модель Лонгли-Райса реализована в программном комплексе MatLab. Объект *LongleyRice* создается с помощью функции *propagationModel*. Однако в руководстве пользователя указано, что этот подход может быть реализован только до 20 ГГц [10], что препятствует применению программного комплекса MatLab для решения поставленной задачи моделирования сетей связи 5G в диапазоне FR2.

В данной работе рассматриваются частоты диапазона FR2 и расстояния между объектами не более 1 км в связи с вышеуказанными ограничениями. Таким образом, для расчета распространения радиоволн в сетях 5G необходима разработка алгоритмического и программного обеспечения, учитывающего модификации модели Лонгли-Райса.

В разработанном алгоритме предусмотрено моделирование связи «пункт с пунктом» с учетом внешних факторов среды:

- высота объектов относительно условной нулевой линии;
- наличие объектов рельефа между абонентами;
- погодные условия.

Разработка такого алгоритма и последующая реализация программного модуля на его основе с возможностью дальнейшей интеграции этого модуля в программное обеспечение, представленное в работе [4], позволит значительно увеличить функционал [4] и повысить точность моделирования.

Разработанный алгоритм оценки веса ребра энергического потока представлен на рис. 2.

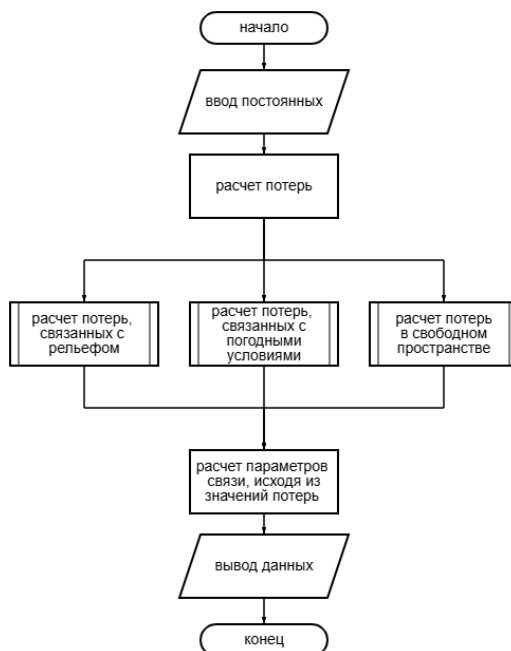


Рисунок 2. Алгоритм моделирования оценки веса ребра энергического потока в модели на основе когнитивного потокового анализа

Мощность полезного сигнала в приемнике определяется следующим образом:

$$P_r = P_t - \eta_t + G_t - A_0 - \eta_r + G_r, \quad (1)$$

где P_r – мощность полезного сигнала в приемнике,

P_t – выходная мощность передатчика,

η_t – потери в антенном фидере передатчика,

G_t – коэффициент усиления передающей антенны,

A_0 – результирующее ослабление сигнала на трассе,

η_r – потери в антенном фидере приемника,

G_r – коэффициент усиления приемной антенны.

Коэффициенты усиления антенн зависят от конструкции антенн.

Результирующее ослабление согласно модели Лонгли-Райса определяется потерями в свободном пространстве, дифракцией, рассеянием и поглощением и условиями распространения. Этот параметр может быть использован как вес ребра энергического потока в модели на основе когнитивного потокового анализа.

Отметим, что в зависимости от детализации модели на основе когнитивного потокового анализа могут быть использованы как вершина «передатчик» и вершина «антенна», так и метавершина «излучатель», характеризующаяся эквивалентной изотропно-

излучаемой мощностью (ЭИИМ). В последнем случае для моделирования сетей 4G/5G используется метаграф.

В заключение необходимо отметить, что даже модифицированная модель Лонгли-Райса не может быть применена для моделирования сетей 6G, в связи с тем, что для моделирования сетей 6G необходимы модели распространения радиоволн выше 100 ГГц.

Литература

1. Зинченко Л.А., Сорокин Б.С. Стандартизация ИМТ-2020: результаты и перспективы. Перспективные технологии в средствах передачи информации: Материалы 14-ой международной научно – технической конференции. – 2021. – С. 111-114.
2. Сорокин Б.С., Зинченко Л.А., Мельник А.Д., Трофанюк С.А., Тулупов П.В. ИМТ-2030: перспективы и трудности. В сборнике: Радиолокация и связь - перспективные технологии. Материалы XIX Всероссийской молодежной научно-технической конференции. – Москва, 2022. – С. 56-61.
3. Shakhnov V., Rezchikova E., Zinchenko L., Sergeeva N. Flow Analysis and Its Applications for Equipment Design // Cyber-Physical Systems: Advances in Design & Modelling. Studies in Systems, Decision and Control. 2019. Vol. 259. – Pp. 3-11.
4. Prokhin I., Zinchenko L. A framework for 4G/5G radiocommunication systems modeling using Cognitive Flow Analysis // Proc. 2024 6th REEPE. – 2024. – Pp. 1-5
5. Загорин Г.К., Зражевский А.Ю., Коньков Е.В. и др. Факторы, влияющие на распространение мм волн в приземном слое атмосферы // Журнал радиоэлектроники. – №7, 2001.
6. Макаров А.В., Андреев А.М. Влияние погодных условий на модели передачи данных трафика // Научно-образовательный журнал для студентов и преподавателей «StudNet». – 2021. – №5.
7. Мовчан А.К., Рогожников Е.В., Дмитриев Э.М. и др. Расчет ослабления сигнала сетей сотовой связи 5G для частот диапазона FR1 // Доклады ТУСУР. – 2022. –Т. 25. – №1. – С. 17–21.
8. Rice P. L., Longley A. G., Norton K. A. et al. Transmission Loss Predictions for Tropospheric Communication Circuits // Technical Note 101, National Bureau of Standards. 1967. Vol. 1-2.
9. Seybold, John S. Introduction to RF Propagation. Hoboken, N.J: Wiley. 2005.
10. Longley-Rice propagation model. - URL: <https://www.mathworks.com/help/comm/ref/rfprop.longleyrice.html> (дата обращения 17.01.2025).

УДК 621.396.65

Чертилин Дмитрий Евгеньевич
ПАО «Радиофизика»
Россия, Москва
E-mail: chertilin.dima@mail.ru

Стариков Сергей Валерьевич
ПАО «Радиофизика»
Россия, Москва
Кандидат технических наук
E-mail: starikov.s@radiofizika.com

Сударенко Александр Алексеевич
ПАО «Радиофизика»
Россия, Москва
E-mail: sudarenko.a@radiofizika.com

Особенность применения SFP-модулей для передачи синхросигналов в ФАР

Аннотация. SFP-модули [1] - это типовые приемопередатчики стандарта SFF 8431[2], преимущественно применяющиеся в серверном оборудовании для передачи данных по Ethernet. В частности SFP-модули применяются в волоконно-оптических линиях связи (ВОЛС) фазированных антенных решеток (ФАР) для передачи данных и сигналов синхронизации.

Ключевые слова: SFP-модуль; ВОЛС; временная задержка сигнала.

SFP-модули разных производителей имеют конструктивные различия, что влияет на их технические характеристики, а значит на параметры всей антенной системы [3]. В данном докладе рассмотрены вопросы измерения следующих технических характеристик SFP-модулей: временная задержка сигнала (propagation delay), выходная мощность, суммарное дрожание фронта (total jitter), порог потери сигнала. Указанные параметры были измерены для SFP-модулей компаний: AVAGO, LinkCare, Оптэл, Future Technologies, Source Photonics [4, 5, 6]. Для измерения характеристик SFP-модулей были собраны стенды (рисунок 1) и произведены макеты тестовых плат (рисунок 2).

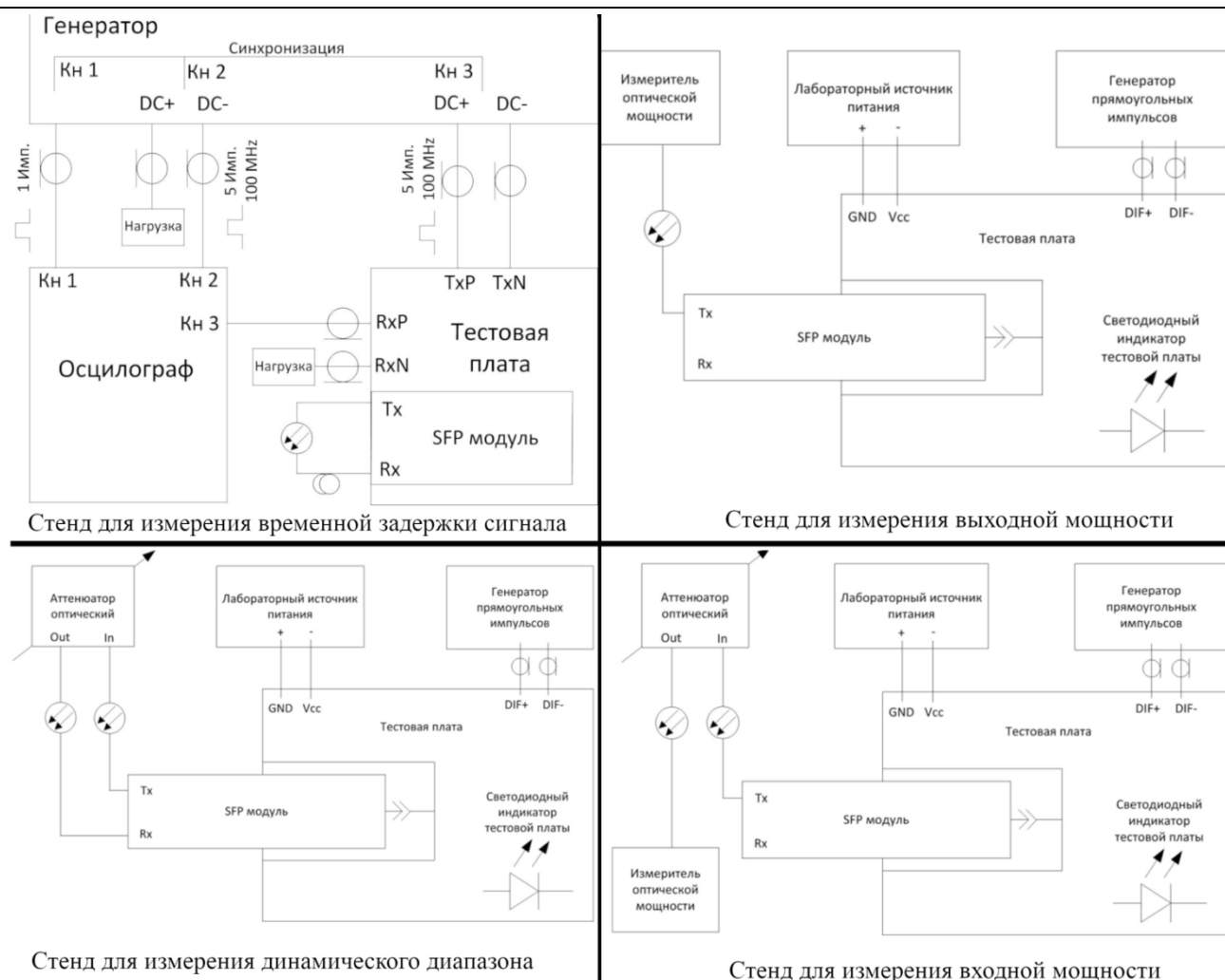


Рисунок 1. Схемы стендов для измерения параметров SFP модулей

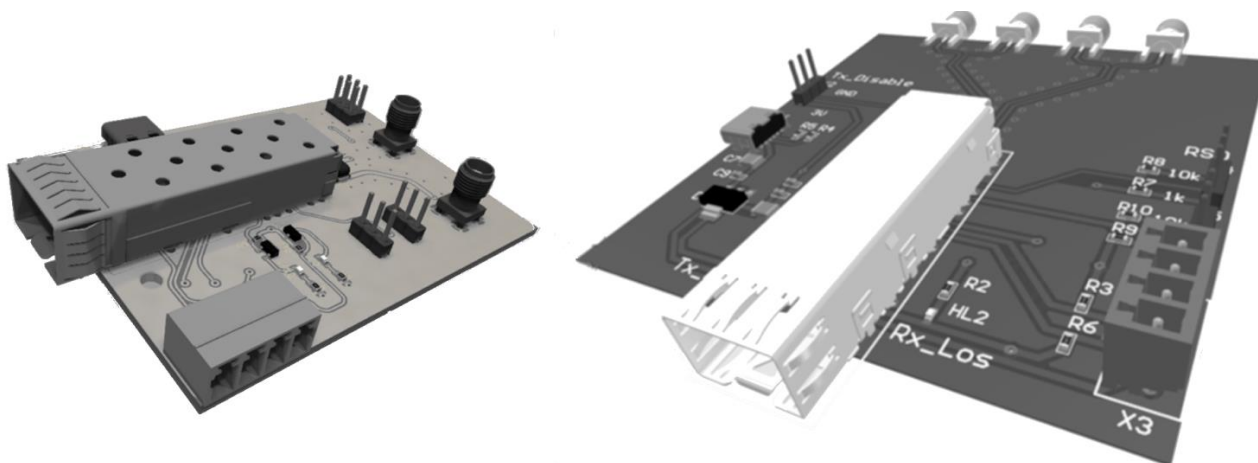


Рисунок 2. Тестовые платы

Полученные в работе результаты позволяют произвести выбор SFP-модулей с оптимальными техническими характеристиками для выбранной конструкции ФАР, а также могут быть полезны на этапе написания программного обеспечения или настройки смежных блоков ФАР.

Литература

1. Ю.Р. Носов. Оптоэлектроника. М.: Радио и связь, 1989. – С. 289-315.
2. SFF-8431 Specification for Enhanced Small Form Factor Pluggable Module SFP+.
3. А.К. Гребнев, В.Н. Гридин, В.П. Дмитриев,. Оптоэлектронные элементы и устройства. М.: Радио и Связь, 1998. – С. 295 – 302.
4. Datasheet: RoHS compliant 1310 nm Single-mode Transceiver, (1000Base-LX) Small Form Pluggable (SFP), 3.3 V (DDM) 1.0625Gbd Fiber Channel/1.25 Gigabit Ethernet.
5. Datasheet: SPP-10E-LR-IDFF, DS-7100, Rev 06, 2017-01-19.
6. Datasheet: AFCT-5710Z and AFCT-5715Z Families of Single-Mode Small Form Factor Pluggable (SFP) Optical Transceivers with Optional DMI for Gigabit Ethernet (1.25 Gbd).

УДК 628.147.22

Шогунц Алексей Вячеславович

АО «Научно-исследовательский институт приборостроения
имени В.В. Тихомирова»
Россия, Московская область, Жуковский
E-mail: shogunts.a@nio10.niip.ru

Симунова Светлана Сергеевна

АО «Научно-исследовательский институт приборостроения
имени В.В. Тихомирова»
Россия, Московская область, Жуковский
Доктор технических наук, доцент
E-mail: simunova.s@nio10.niip.ru

Ванютин Артём Сергеевич

АО «Научно-производственное предприятие «Завод Искра»
Россия, Ульяновск
E-mail: Mr.snide@yandex.ru

Повышение коррозионной стойкости сложнопрофилированных каналов охлаждения для радиолокационных систем, изготовленных методом диффузионной сварки

Аннотация. В статье рассматривается проблема коррозионной стойкости внутренних каналов охлаждения, полученных методом диффузионной сварки. Рассмотрены способы антикоррозионной защиты и выбран оптимальный вариант. Проведены испытания на стойкость к охлаждающей жидкости ОЖ-65 «Лена».

Ключевые слова: антикоррозионная защита; диффузионная сварка; охлаждающая жидкость ОЖ-65 «Лена».

В современных радиолокационных изделиях ужесточаются требования к системе теплоотвода. Для повышения эффективности теплоотвода разработана новая конструкция канала сложной формы, которую можно выполнить только с помощью диффузионной сварки. Диффузионная сварка – сварка за счёт взаимной диффузии на атомном уровне свариваемых материалов [1], позволяющая соединять разнородные материалы, совмещать процессы сварки и термической обработки, без плавления соединяемых металлов. Достоинствами внутренних сложнопрофилированных каналов являются: повышенный теплоотвод с радиоэлементов, снижение массы радиолокационной системы, уменьшение количества технологических заглушек и застойных зон. Несмотря на достоинства таких систем, встает вопрос о высокоэффективной противокоррозионной защите сложнопрофилированных внутренних каналов.

Исследованы различные варианты конструкций образцов из алюминиевого сплава АК4-1 ч.Т, и выбрана наиболее оптимальная для отработки технологии диффузионной сварки. Образцы представляли собой две пластины размером 50x100 мм одинаковой толщины по 5 мм, в которых методом фрезерования получили сложнопрофилированный канал, имитирующий фрагмент энергоэффективной системы жидкостного охлаждения (СЖО) (рис. 1 и 2).



Рисунок 1. Эскиз образца



а)



б)

Рисунок 2. Образец: а) в собранном виде; б) в разобранном виде

Для защиты каналов, контактирующих с охлаждающей жидкостью (ОЖ), которая из-за своей агрессивности может вызывать коррозию алюминиевых сплавов и разрушение сварного шва, на образцы нанесли покрытие по шифру Хим.Н12 и Н12. Сварку выполнили на мощностях АО «НПП «Завод Искра» в специализированной установке.

Проведенные опрессовка давлением в ~ 5 МПа, металлографический анализ [2, 3] и механические испытания образцов подтвердили, что диффузионная сварка обеспечивает качественное формирование сварного шва (рис. 3).



Рисунок 3. Опрессовка сварного соединения

При внешнем осмотре сварных образцов, покрытых по шифру Хим.Н12 и Н12, обнаружили разрушение и отслоение покрытия (рис. 4), вероятнее всего связанное с

разностью термического расширения (никель – $13,5 \text{ K}^{-1}$, алюминий – $22,4 \text{ K}^{-1}$) во время диффузионной сварки при температуре $520 \pm 5 \text{ }^{\circ}\text{C}$.



Рисунок 4. Разрушение предварительно нанесения гальванопокрытия в процессе диффузионной сварки

Для подтверждения причины дефектов покрытия провели натурный эксперимент: образцы с покрытиями нагрели в печи до температур: $480 \text{ }^{\circ}\text{C}$, $510 \text{ }^{\circ}\text{C}$, $520 \text{ }^{\circ}\text{C}$, $550 \text{ }^{\circ}\text{C}$, выдержали при данных температурах в течение 60 минут и охладили на воздухе. В диапазоне температур от $510 \text{ }^{\circ}\text{C}$ до $520 \text{ }^{\circ}\text{C}$ покрытие растрескалось и отслоилась (рис. 5). Использование покрытия по шифру Хим.Н12 и Н12 до проведения процесса сварки для алюминиевых сплавов нецелесообразно.



Рисунок 5. Вид образца после проведения эксперимента

После сварки нанесение химического или гальванического покрытий невозможно из-за сложной геометрии канала. В качестве защитного покрытия внутренних каналов исследовали смазочно-охлаждающие жидкости (СОЖ) «Супертек БИО», «Экомил 3150», «Экомил 5100». После нанесения СОЖ образцы термообработали при температуре $520 \text{ }^{\circ}\text{C}$ в течение 60 минут.

Провели испытание на стойкость образцов, покрытых СОЖ, к статическому воздействию ОЖ-65 «Лена» ТУ113-07-02 (рис. 6), представляющей собой водногликолевый раствор с антивспенивающими и антикоррозионными добавками. Устойчивость образцов к ОЖ оценивали весовым методом и внешним осмотром. Испытание заключалось в циклическом воздействии (10 циклов).

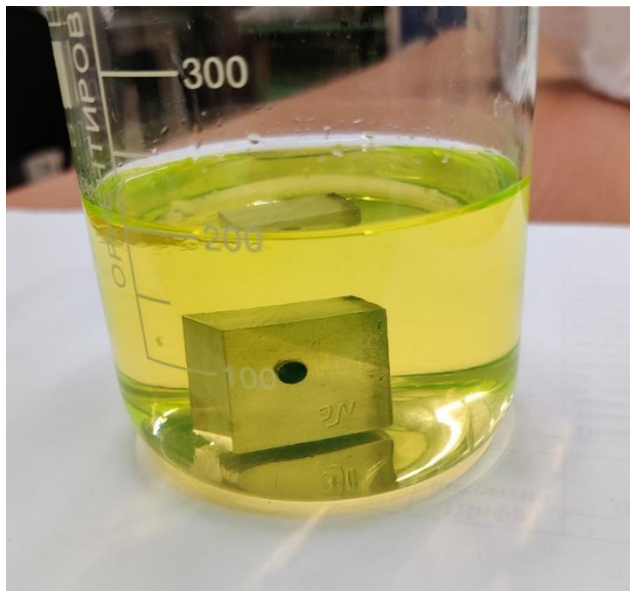


Рисунок 6. Образец при испытании на статическую стойкость

Один цикл испытаний включал в себя следующие режимы:

- температура ОЖ плюс 100 °С – 1 час;
- температура ОЖ минус 15 °С – 4 часа;
- температура ОЖ плюс 5 °С – 4 часа;
- температура ОЖ плюс 25 °С – 13 часов;
- температура ОЖ плюс 85 °С – 1 час;
- температура ОЖ плюс 54 °С – 1 час;
- температура ОЖ плюс 70 °С – 1 час;
- температура ОЖ минус 15 °С – 24 часа;
- температура ОЖ плюс 50 °С – 4 часа.

После окончания циклов испытаний образцы промывались в холодной проточной воде, высушивались сжатым воздухом и взвешивались с точностью до 0,0001 г. Результаты испытаний представлены в таблице 1.

Таблица 1

Результаты испытаний

Тип покрытия	№ образца / Сплав	Вес образца до испытаний г.	2 цикл, разница в весе образца г.	4 цикл, разница в весе образца г.	6 цикл, разница в весе образца г.	8 цикл, разница в весе образца г.	10 цикл, разница в весе образца г.
Супертек БИО	№2 / АК-4	19,94010	– 0,00010	+ 0,00025	– 0,00010	– 0,00012	– 0,00450
Экомил 3150	№5 / АК-4	18,35615	– 0,00015	– 0,00040	– 0,00040	– 0,00015	+ 0,00705
Экомил 5100	№8 / АК-4	12,25835	– 0,00020	– 0,00070	0,00000	– 0,00015	– 0,00015

Изменение веса образцов находилось в допустимой области погрешности измерения, внешний вид – без видимых изменений (рис. 7). Образцы, покрытые СОЖ, устойчивы к воздействию ОЖ-65 «Лена» в статическом режиме.

Результаты испытаний на стойкость СОЖ к ОЖ-65 «Лена»

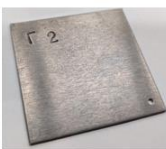
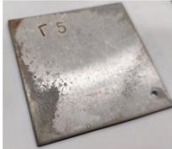
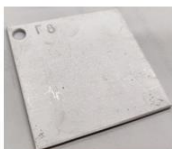
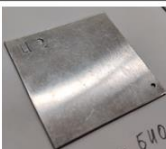
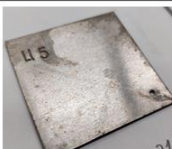
	Супертек БИО	Экомил 3150	Экомил 5100
АК4-1			
АМг3			
АМц			

Рисунок 7. Внешний вид образцов после испытаний на стеническую стойкость

Полученные результаты исследований подтверждают возможность применения СОЖ для повышения коррозионной стойкости сложнопрофилированных каналов охлаждения для радиолокационных систем, изготовленных методом диффузионной сварки.

Литература

1. Шогунц А.В. Применение диффузионной сварки для изготовления радиолокационных систем / Научно-технические технологии. Т. 24, №7. – С. 5-14.
2. Казаков Н.Ф. Диффузионная сварка в вакууме / Н.Ф. Казаков. - М.: Машиностроение, 1975. – 332с.

3. Люшинский А.В. Диффузионная сварка разнородных материалов / А.В. Люшинский. – М.: Академия, 2006. – 208 с.

УДК 621.391.825

Яшенков Артём Олегович

АО «Всероссийский научно-исследовательский институт радиотехники»

Москва, Россия

E-mail: yashenkov0a@gmail.com

Оценка дальности видимости целей для радиолокатора с цилиндрической антенной решеткой при воздействии помех

Аннотация. В статье проведена оценка и получены результаты дальности видимости радиолокационных целей для радиолокационной станции с цилиндрической антенной решеткой. Получено уравнение относительной дальности действия радиолокатора при воздействии активной шумовой помехи. Проведена оценка снижения относительной дальности при воздействии помех на канал подавления боковых лепестков. Сделаны выводы о необходимости подавления помех в том числе и во вспомогательных каналах радиолокационных станций.

Ключевые слова: радиолокатор; цилиндрическая антенная решетка; дальность видимости целей; основной радиолокационный канал; канал подавления боковых лепестков.

Введение

Одной из важнейших характеристик современных и перспективных радиолокационных станции (РЛС) является максимальная дальность видимости радиолокационных целей (РЛЦ) [1-3]. Под дальностью видимости РЛЦ понимается максимальное расстояние, на котором принимаемый сигнал достигает минимально допустимого уровня [4]. В реальных условиях РЛС функционирует в сложной помеховой обстановке, в том числе при воздействии на нее одной или нескольких активных шумовых помех (АШП). Помимо основного радиолокационного канала (ОРЛК) АШП воздействует и на вспомогательные каналы РЛС, например, на канал подавления боковых лепестков (ПБЛ). В связи с этим возникает интерес в оценке дальности видимости РЛЦ при воздействии АШП на приёмные каналы РЛС.

Не менее важной характеристикой РЛС является частота обращения к РЛЦ и, соответственно, скорость электрического сканирования пространства. Под скоростью электрического сканирования будем понимать быстроту перестройки главного луча (ГЛ) диаграммы направленности (ДН) в заданное направление. Для РЛС кругового обзора наиболее высоким показателем скорости электрического сканирования обладают РЛС с осесимметричными активными фазированными антенными решетками (АФАР), в частности с цилиндрическими АФАР [5-9], подобные антенные системы превосходят антенные системы с механическим вращением, в возможностях скорости электрического сканирования в азимутальной плоскости.

В данной работе проведена оценка дальности видимости РЛЦ для РЛС с цилиндрической АФАР при воздействии АШП на ОРЛК и канал ПБЛ.

Расчетные соотношения

Известно [4], что максимальная дальность работы РЛС зависит от характеристик РЛС, характеристик РЛЦ и спектральной плотности мощности АШП, воздействующих на РЛС:

$$R_{y,\max} = \sqrt[4]{\frac{\mathcal{E}_{\min} \cdot G_t \cdot \sigma_y \cdot G_r \cdot \lambda^2}{(4 \cdot \pi)^3 \cdot K_p \cdot (N_0 + N_n)}}, \quad (1)$$

где $\mathcal{E}_{\min}$ – минимальная необходимая энергия сигнала, G_t – коэффициент усиления передающей ДН в направлении на РЛЦ, G_r – коэффициент усиления приёмной ДН в направлении на РЛЦ, σ_y – эффективная площадь рассеивания РЛЦ, λ – длина рабочей волны, K_p – коэффициент различимости, $N_0 = k \cdot T$ – спектральная плотность мощности шума, k – постоянная Больцмана, T – шумовая температура, N_n – спектральная плотность мощности АШП:

$$N_n = \sum_{q=1}^Q \frac{P_{n_q} \cdot G_{n_q} \cdot G_{r_q} \cdot \lambda}{(4 \cdot \pi \cdot R_{n_q})^2 \cdot \Delta f_{n_q}}, \quad (2)$$

где Q – общее количество ПАП, P_{n_q} – мощность q -го ПАП, G_{n_q} – коэффициент усиления передающей антенны q -го ПАП в направлении на РЛС, G_{r_q} – коэффициент усиления приёмной антенны РЛС в направлении на q ПАП, R_{n_q} – расстояние до q ПАП, Δf_{n_q} – полоса частот q ПАП.

Для удобства оценки работы РЛС в условиях воздействия АШП будем использовать понятие относительной дальности. Относительная дальность – дальность максимальной видимости РЛЦ при воздействии помехи на РЛС, нормированная к максимально возможной дальности РЛС в условиях отсутствия помех и при прочих равных характеристиках:

$$R_{y,\text{отн}} = \sqrt[4]{\frac{N_0}{(N_0 + N_n)}}. \quad (3)$$

Из [4] известно:

$$K_p \leq \frac{P_{r,\min}}{P_{\text{шум}}}, \quad (4)$$

где $P_{r,\min}$ – чувствительность приёмника, $P_{\text{шум}}$ – белый гауссовый шум, порождённый потерями приёмного тракта РЛС и собственными шумами приёмника. Воспользовавшись формулами (1) и (4) легко получить мощность принимаемого сигнала:

$$P_r = \frac{\mathcal{E}_{\min} \cdot G_t \cdot \sigma_y \cdot G_r \cdot \lambda^2 \cdot P_{\text{шум}}}{(4 \cdot \pi)^3 \cdot R_y^4 \cdot (N_0 + N_n)}. \quad (5)$$

Для удобства оценки нормируем уравнение (5) на $P_{r,\min}$, в таком случае значения менее 0 дБ будут означать невозможность приёма полезного сигнала:

$$P_{\text{норм.}} = \frac{N_0}{R_{\text{отн.}}^4 \cdot (N_0 + N_n)}. \quad (6)$$

где $R_{\text{отн.}}$ – относительная дальность принимающая значения от 0 до 1.

Результаты моделирования

Рассмотрим РЛС с цилиндрической АФАР в азимутальной плоскости. Именно в азимутальной плоскости АФАР имеет выпуклую геометрию и представляет больший интерес для анализа. Рассматриваемая цилиндрическая АФАР состоит из $U=16$ кольцевых АФАР, расположенных друг над другом с шагом 75 мм. Кольцевая АФАР состоит из $P=108$ равномерно распределенных щелевых излучателей (рисунок 1 а). Диаметр цилиндрической АФАР 2,406 м. Центральная рабочая частота $f_0=2,1$ ГГц. Излучающий участок $2\beta = 160^\circ$ (рисунок 1 б). В качестве амплитудного распределения на излучающем участке выбран $\cos^2$ на пьедестале. На РЛС с направления $\varphi = -10^\circ$ воздействует АШП.

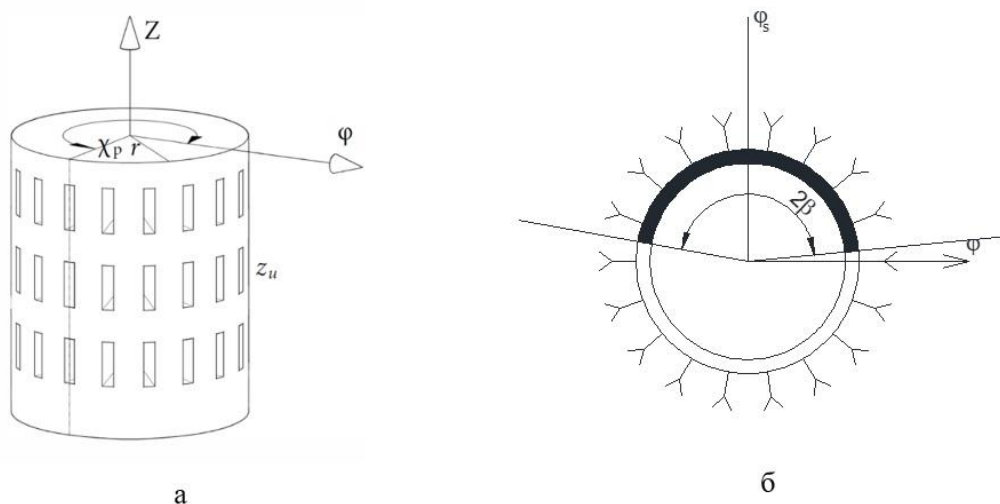


Рисунок 1. а) вид цилиндрической АФАР; б) излучающий участок АФАР

На рисунке 2 представлены диаграммы коэффициентов усиления (КУ) ОРЛК (кривая 1) и канала ПБЛ (кривая 2) [5-8], направление падение АШП обозначено прямой 3. В данной работе вопрос синтеза ДН не рассматривается. Оценку относительной дальности видимости РЛЦ будем проводить для канала ОРЛК при воздействии АШП и без помех. Оценку ограничения относительной дальности каналом ПБЛ будем проводить при воздействии АШП на канал ПБЛ и при отсутствии помех в ОРЛК, то есть после их полной компенсации, с использованием алгоритмов пространственной селекции [10-12].

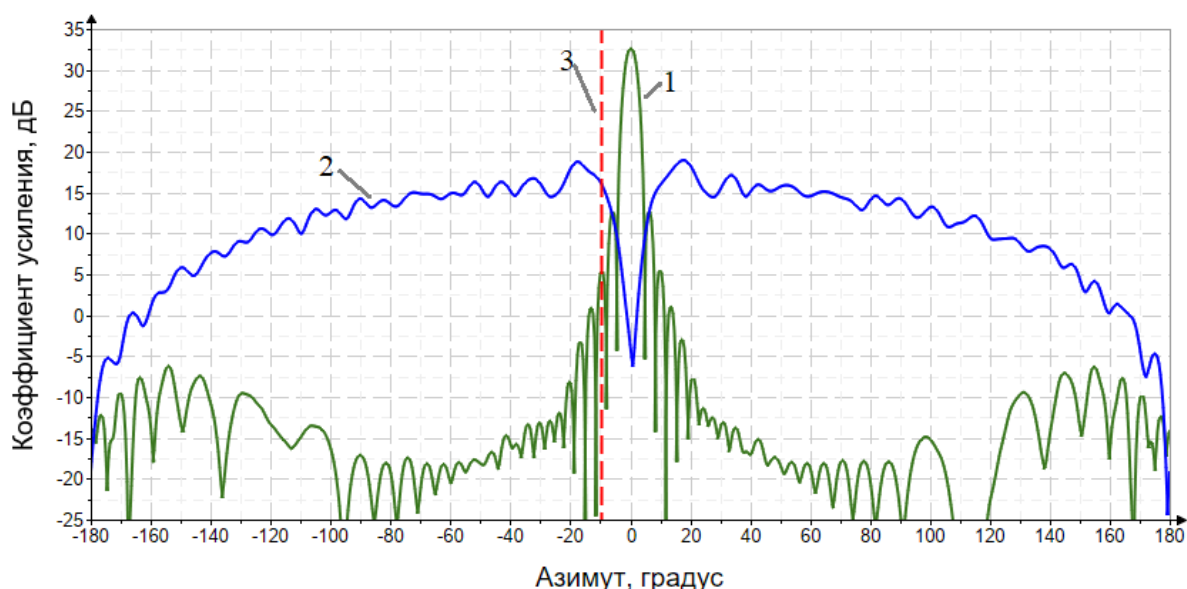


Рисунок 2. Диаграммы КУ ОРЛК и канала ПБЛ РЛС с цилиндрической АФАР

На рисунке 3 представлена зависимость относительной дальности РЛС от угла сканирования пространства в азимутальной плоскости (3). Результаты отображают работу РЛС в условиях отсутствия помех (прямая 1) и при воздействии одной АШП с азимутального направления -10 градусов, отношение АШП к собственным шумам приёмников 70 дБ. Кривая 2 на рисунке 3 отображает оценку относительной дальности РЛС без защиты от помех, кривая 3 отображает оценку относительной дальности при использовании в РЛС алгоритмов подавления АШП [10-12].

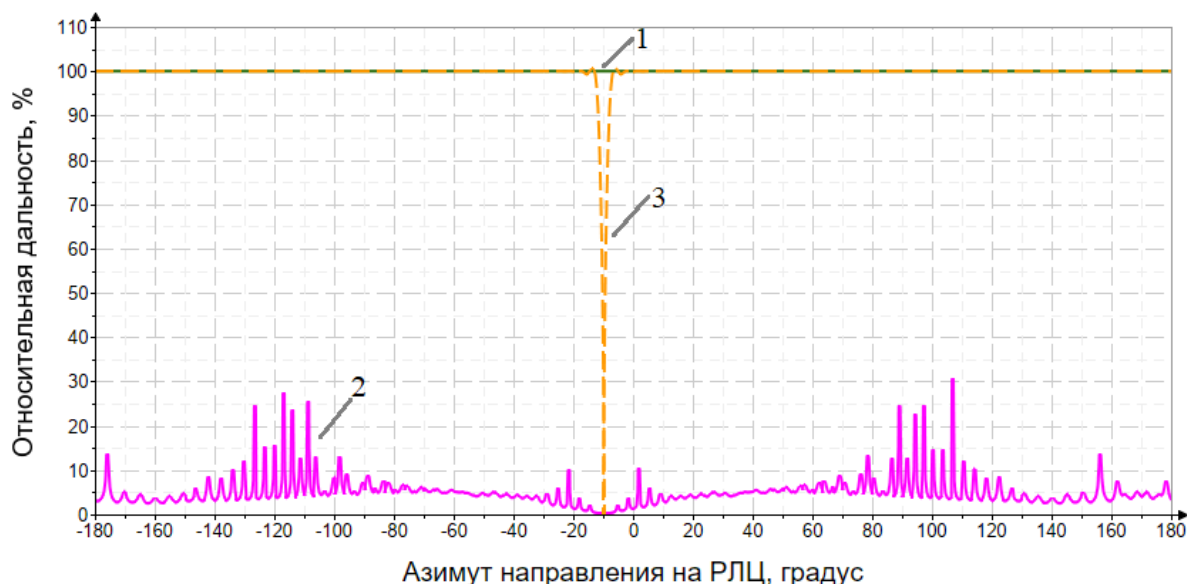


Рисунок 3. Оценка относительной дальности РЛС с цилиндрической АФАР

Из рисунка 3 видно, что воздействие одной АШП существенно ухудшает работу РЛС. В приведенном примере средняя относительная дальность действия радиолокатора снижается до $4,5\%$ от максимально возможной. Максимальная дальность РЛС не превышает 30% , в локальных направлениях, где АШП попадает в локальный минимум приёмной ДН цилиндрической АФАР радиолокатора. Средняя относительная дальность оценивалась как

среднее значение дальностей видимости РЛЦ при азимутальном электрическом сканировании.

На рисунке 4 приведена зависимость нормированной мощности принимаемого сигнала (6) от относительной дальности видимости РЛЦ, кривая 1 – ОРЛК при полной компенсации АШП, кривая 2 – ОРЛК при воздействии АШП, кривая 3 – ПБЛ при воздействии АШП и полезного сигнала от РЛЦ.

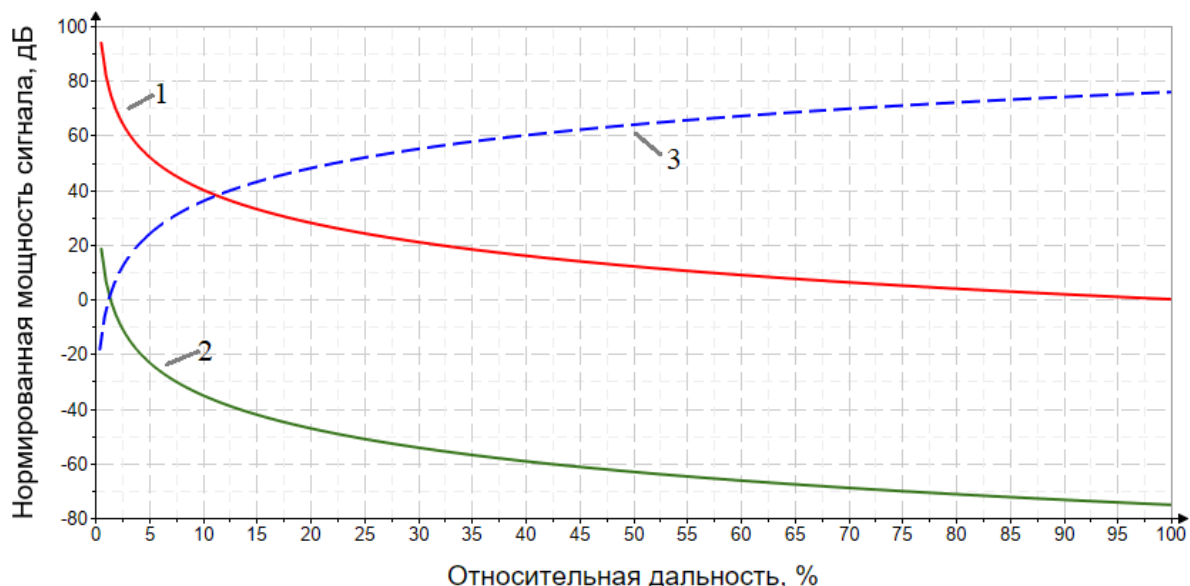


Рисунок 4. Зависимость нормированной мощности принимаемых сигналов от относительной дальности

Из рисунка 4 следует, что даже при решении задачи полной компенсации АШП в ОРЛК (отсутствие помехи, кривая 1) работающий канал ПБЛ сильно снизит относительную дальность РЛС, в приведенном случае до 12%. Этот эффект происходит из-за логики работы системы ПБЛ [2], при превышении сигнала в ОРЛК сигналом в системе ПБЛ, приём ОРЛК не производится. На рисунке 5 изображена блок-схема системы ПБЛ.

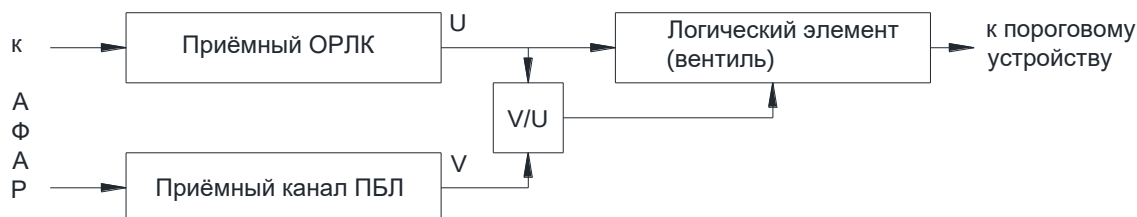


Рисунок 5. Блок-схема системы ПБЛ

На рисунке 6 приведена зависимость средней относительной дальности видимости РЛЦ от отношения мощности АШП к собственным шумам приёмников радиолокатора. На рисунке 6 кривая 1 - отображает ограничение дальности видимости РЛЦ при воздействии АШП на канал ОРЛК, кривая 2 – при воздействии АШП на канал ПБЛ.

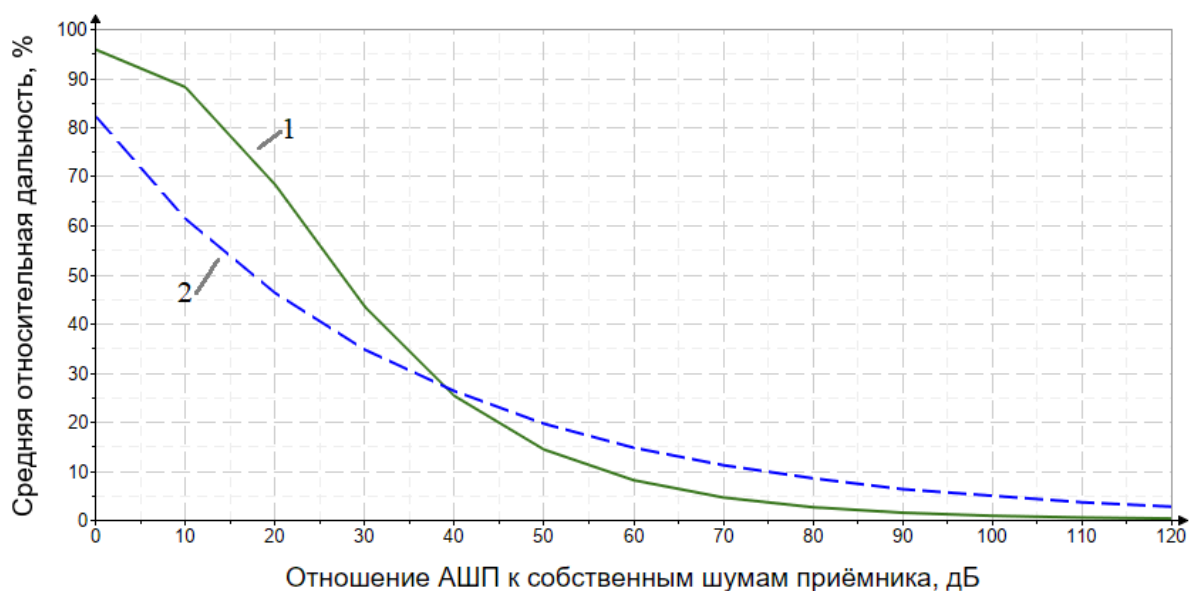


Рисунок 6. Зависимость оценки средней относительной дальности РЛС от отношения АШП к собственным шумам приёмников

Проанализировав уравнения (1-6) и рисунки 3 – 6 можно сделать выводы, что воздействия АШП негативно влияет на РЛС с цилиндрической АФАР, затрудняя приём полезного радиолокационного сигнала и, как следствие, снижая относительную дальность видимости РЛЦ. Причем компенсации АШП в ОРЛК недостаточно, необходимо производить подавление помех и во вспомогательных каналах, таких как система ПБЛ. На практике же при воздействии АШП система ПБЛ отключается, что приводит к повышению влияния пассивных помех, импульсных помех, ложных целей действующих по боковым лепесткам ДН РЛС.

Выводы

В данной работе проведена оценка дальности видимости РЛЦ для РЛС с цилиндрической АФАР при воздействии АШП. Приведены уравнения относительной дальности видимости РЛЦ при воздействии АШП. Проведена оценка относительной дальности РЛС, ограничиваемая каналом ПБЛ. Полученные в настоящей работе результаты свидетельствуют, что для достижения максимальной дальности видимости РЛЦ в РЛС с цилиндрическими АФАР необходима проработка алгоритмов подавления АШП в подобных антенных системах. Причем необходима реализация помехозащиты не только в ОРЛК, но и во вспомогательных каналах радиолокаторов, таких как ПБЛ.

Литература

1. Сколник М. (ред.). Справочник по радиолокации, пер. с англ. под общ. ред. В.С. Вербы. Книга 1. - Москва: Техносфера, 2014. - 672 с.
2. Сколник М. (ред.). Справочник по радиолокации, пер. с англ. под общ. ред. В.С. Вербы. Книга 2. - Москва: Техносфера, 2014. - 680 с.
3. Бакулев П.А. Радиолокационные системы. - Москва: Радиотехника, 2007. 320 с.
4. Вовшин Б. М. Теоретические основы радиолокационного наблюдения целей. / Учебник. – М.:ПАО «НПО «Алмаз», 2022. – 312 с.

5. Инденбом М.В. Антенные решетки подвижных обзорных РЛС : теория, расчет, конструкции / М. : Радиотехника, 2015. — 416 с.
6. Хансен Р.С. Фазированные антенные решетки / пер. с англ. под ред. А.И. Синани. М.: Техносфера, 2012.
7. Воскресенский Д.И. (ред.) Проектирование фазированных антенных решеток. Изд. 4-е, переработанное и дополненное. М.: Радиотехника, 2012.
8. Воскресенский Д.И., Пономарев Л.И., Филипов В.С. Выпуклые сканирующие антенны. М.: Советское радио, 1978.
9. Josefsson L., Persson P. Conformal array antenna theory and design. Hoboken, New Jersey: Wiley-Interscience, 2006.
10. Егоров А.Д., Яшенков А.О. Использование фазированной антенной решетки с управляемыми связями для формирования нулей в диаграмме направленности. Вестник Концерна ВКО "Алмаз – Антей". – 2020. – № 3(34). – С. 6-17.
11. Ратынский М.В. Адаптация и сверхразрешение в адаптивных антенных решетках. -М.: Радио и связь, 2003. - 200 с.
12. Монзинго Р.А., Миллер Т.У. Адаптивные антенные решетки. Введение в теорию/ пер. с англ. под ред. В.А. Лексаченко. - М.: Радио и связь, 1986. - 446 с.

Радиолокация и связь – перспективные технологии

XXII Всероссийская молодежная научно-техническая конференция

(Москва, 05 декабря 2024 г.)

Материалы XXII Всероссийской молодежной научно-технической конференции
публикуются в авторской редакции

Сетевое издание

Ответственный за выпуск – Алимова Н.К.

Научное издание

Системные требования:

операционная система Windows XP или новее, macOS 10.12 или новее, Linux.

Программное обеспечение для чтения файлов PDF.

Объем данных 10 Мб

Принято к публикации «05» февраля 2025 года

Режим доступа: <https://izd-mn.com/PDF/04MNNPK25.pdf> свободный. – Загл. с экрана. –
Яз. рус., англ.

ООО «Издательство «Мир науки»

«Publishing company «World of science», LLC

Адрес:

Юридический адрес – 127055, г. Москва, пер. Порядковый, д. 21, офис 401.

Почтовый адрес – 127055, г. Москва, пер. Порядковый, д. 21, офис 401.

<https://izd-mn.com/>

**ДАННОЕ ИЗДАНИЕ ПРЕДНАЗНАЧЕНО ИСКЛЮЧИТЕЛЬНО ДЛЯ ПУБЛИКАЦИИ
НА ЭЛЕКТРОННЫХ НОСИТЕЛЯХ**