

РАЗРАБОТКА АДАПТИВНОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ ДЛЯ БПЛА

Бабенко В. Ю.¹, Федоров П.Н.²

DOI:10.21681/3034-4050-2026-4-65-74

Ключевые слова: программируемая логическая интегральная схема, Zynq UltraScale+, диаграммообразование, круговая поляризация, микрополосковая антенна, взаимная связь, зондовое питание.

Аннотация

Цель работы: разработка и исследование комплексной архитектуры 4-канальной малогабаритной адаптивной антенной решетки диапазона 2,4–2,5 ГГц, включающей вычислительное ядро на базе ПЛИС Xilinx Kria, многоканальный приемопередающий тракт и излучающую систему с круговой поляризацией.

Метод исследования: работа основывается на совместном применении методов теории цифровой обработки сигналов для пространственной фильтрации (алгоритм RAIS-LCMV), методов вычислительной электродинамики (САПР CST Microwave Studio) для проектирования высокочастотных структур, а также теории микрополосковых антенн для обеспечения требуемых поляризационных характеристик.

Результаты исследования: предложена и обоснована аппаратная архитектура цифровой адаптивной антенной решетки на базе кристалла XCK26-SFVC784-2LV-C и 4-канального трансивера, обеспечивающего жесткую фазовую когерентность. Разработана излучающая система на диэлектрической подложке FR-4 в конфигурации матрицы 2x2. Для формирования круговой поляризации применен метод усечения диагональных углов изолированного квадратного резонатора при одноточечном зондовом питании. Успешно реализован метод пространственной ортогональной ориентации элементов (последовательный поворот на 90°), позволивший радикально снизить взаимную связь до уровня –16 дБ без увеличения физических габаритов. Электродинамическое моделирование подтвердило формирование стабильного главного лепестка с коэффициентом направленного действия 10 дБи и шириной луча более 60 градусов. Выявлено, что физические ограничения одноточечной запитки формируют минимальный осевой коэффициент (Axial Ratio) на уровне 4 дБ, что успешно компенсируется алгоритмами пространственной фильтрации.

Научная новизна: обосновано комплексное применение робастного алгоритма пространственной фильтрации RAIS-LCMV для компенсации аппаратных и электродинамических искажений (отклонения поляризации, кросс-поляризационные помехи, технологические допуски FR 4), возникающих в малогабаритных печатных антенных решетках с зондовым питанием, что позволяет формировать глубокие нули в диаграмме направленности при неидеальных характеристиках излучателей.

Введение и постановка задачи

В современных условиях эксплуатации беспилотных летательных аппаратов (БПЛА) и портативных наземных станций связи одной из наиболее важных в комплексе проблем является обеспечение высокой надежности и непрерывности работы радиоканалов управления и телеметрии. Подавляющее большинство малогабаритных коммерческих и специализированных комплексов функционирует в ISM-диапазоне частот 2,4–2,5 ГГц. Данный спектр подвержен не только высокому уровню непреднамеренных помех из-за перегруженности гражданскими системами связи, но и интенсивному преднамеренному воздействию средств радиоэлектронной борьбы (РЭБ), применяющих как широкополосные заградительные, так и узкополосные прицельные помехи.

Классические методы повышения помехозащищенности, работающих на основе псевдослучайной перестройки рабочей частоты (ППРЧ)

и помехоустойчивом канальном кодировании [1], в условиях сложной помеховой обстановки оказываются недостаточными. При превышении уровня мощности помехи над полезным сигналом (отрицательное отношение сигнал/шум) входные каскады приемников уходят в режим насыщения или нелинейный режим усиления входного тракта приемника, блокируя полезный сигнал. Наиболее эффективным решением данной проблемы является переход к пространственной селекции сигналов с использованием бортовых цифровых адаптивных антенных решеток (AAP, или CRPA – Controlled Reception Pattern Antenna) [2–4]. Методы цифрового диаграммообразования и пространственной фильтрации сегодня являются стандартом де-факто и активно внедряются не только в комплексах специальной связи, но и в спутниковых системах навигации, а также перспективных гражданских сетях 5G и 6G [5–11]. Метод CRPA позволяет в реальном масштабе времени формировать глубокие

¹ Бабенко Вячеслав Юрьевич, оператор научной роты военной академии связи им. Маршала Советского Союза С. М. Буденного, г. Санкт-Петербург, Россия. E-mail: babenko.vya@mail.ru

² Федоров Павел Николаевич, старший научный сотрудник научно-исследовательского центра военной академии связи им. Маршала Советского Союза С. М. Буденного, г. Санкт-Петербург, Россия. E-mail: fedorovpn@yandex.ru

провалы («нули») в диаграмме направленности (ДН) в секторах пространственного расположения источников помех, сохраняя при этом высокий коэффициент усиления в направлении полезного сигнала.

Однако реализация ААР для маневрирующих БПЛА представляет собой сложную техническую задачу. Жесткие ограничения на массогабаритные характеристики, энергопотребление и вычислительную мощность требуют совместного проектирования аналоговой СВЧ-части, цифрового вычислителя и излучающей системы. Целью данной работы является разработка, обоснование и электродинамическое моделирование комплексной аппаратной архитектуры 4-канальной цифровой антенной решетки, от вычислительного ядра до топологии излучающих элементов, с учетом специфики полета беспилотных платформ.

Архитектура радиочастотного тракта и вычислительного ядра цифровой ААР

Современная парадигма построения малогабаритных ААР подразумевает полный отказ от использования громоздких и узкополосных аналоговых СВЧ-фазовращателей в пользу полностью цифрового диаграммообразования (Digital Beamforming). В разрабатываемой архитектуре сигнал от каждого из четырех антенных элементов (конфигурация решетки 2x2) проходит индивидуальный путь: усиливается, фильтруется, оцифровывается выделенным каналом аналого-цифрового преобразователя (АЦП) и передается в вычислительное ядро для математической обработки комплексными весовыми коэффициентами.

Для корректной работы алгоритмов пространственной фильтрации важно обеспечить строгую фазовую когерентность всех приемных каналов. На начальных этапах прототипирования системы рассматривалось использование сдвоенных микросхем приемопередатчиков Lime Microsystems LMS7002M (каждый из которых обеспечивает формулу 2x2 MIMO). Однако масштабирование такой архитектуры до 4 независимых каналов приема путем каскадирования двух чипов выявило фундаментальную проблему: при каждом цикле инициализации внутренние синтезаторы частот (PLL) и гетеродины (LO) микросхем запускаются с произвольной начальной фазой. Возникающий случайный межканальный фазовый сдвиг делает невозможным точную пеленгацию на источник помехи без проведения постоянной внешней калибровки, что недопустимо в динамичных условиях полета [12].

В связи с этим, для реализации радиочастотного тракта действующего макета выбран

подход на базе интегрированных 4-канальных широкополосных приемопередатчиков с архитектурой прямого преобразования (Zero-IF). Подобные трансиверы имеют общий внутренний синтезатор частот, который аппаратно обеспечивает фазовую привязку и нулевой фазовый дрейф между всеми четырьмя приемными каналами. Архитектура аналоговой части до входа в трансивер включает в себя малошумящие усилители (МШУ) для обеспечения требуемого коэффициента шума системы и узкополосные поверхностно-акустические фильтры (ПАВ/SAW) на диапазон 2,4–2,5 ГГц, защищающие встроенные АЦП от внеполосного блокирования мощными сигналами. Оцифрованный квадратурный поток (I/Q) данных с трансивера передается в вычислительное устройство по высокоскоростному дифференциальному интерфейсу JESD204B, что кардинально минимизирует количество сигнальных линий на печатной плате.

Адаптивная обработка сигналов требует выполнения ресурсоемких матричных операций (обращение ковариационной матрицы, перемножение векторов) с фиксированной или плавающей точкой в жестком реальном времени. Классические микропроцессоры общего назначения не способны обеспечить необходимый уровень параллелизма для расчета многоканальных цифровых фильтров на высоких частотах дискретизации.

Оптимальным решением является использование гетерогенной системы на кристалле (SoC) Xilinx Zynq UltraScale+, в частности кристалла XCK26-SFVC784-2LV-C, входящего в семейство Kria. Архитектура SoC логически разделена на две независимые, но тесно взаимодействующие подсистемы. Программируемая логика (Programmable Logic – PL) берет на себя весь массив параллельных вычислений. В PL-части реализуются каскады цифрового понижения частоты (DDC), блоки децимации, а также конвейерные вычислители весовых коэффициентов с активным использованием аппаратных DSP-блоков (DSP48E2). Аппаратный параллелизм ПЛИС гарантирует минимальную латентность системы от момента оцифровки до формирования очищенного сигнала. Процессорная система (Processing System – PS) включает в себя многоядерный кластер ARM Cortex-A53, который функционирует под управлением операционной системы реального времени (OSPB). В его задачи входит инициализация трансивера по шине SPI, мониторинг сигнальной обстановки, управление калибровкой и обмен отфильтрованными пакетами данных с полетным контроллером БПЛА (рис. 1).

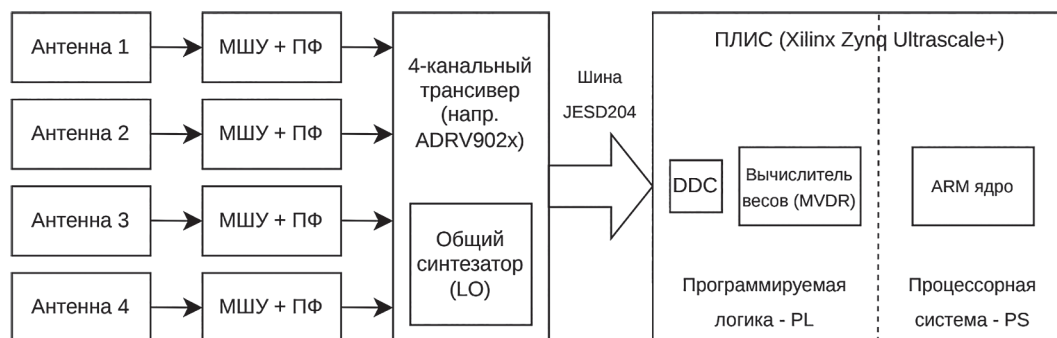


Рис. 1. Структурная схема аппаратной платформы

В вычислительном ядре ПЛИС реализован робастный алгоритм адаптивного подавления помех RAIS-LCMV (Robust Adaptive Interference Suppression based on Linearly Constrained Minimum Variance) [13]. Вектор входных сигналов решетки $\mathbf{x}(t)$ размерности 4×1 можно представить как сумму полезного сигнала, пространственных помех и теплового шума. Задача алгоритма заключается в нахождении вектора комплексных весовых коэффициентов $\mathbf{w}$, который минимизирует выходную мощность решетки (подавляет помехи), при этом сохраняя заданный коэффициент передачи в направлении прихода полезного сигнала.

Классическая оптимизационная задача алгоритма LCMV имеет вид [14]:

$$\min \mathbf{w}^H \mathbf{R}_{xx} \mathbf{w}, \text{ при условии } \mathbf{w}^H \mathbf{A}(\theta_0) = 1, \quad (1)$$

где $\mathbf{R}_{xx} = E[\mathbf{x}(t)\mathbf{x}^H(t)]$ – ковариационная матрица входных сигналов, $\mathbf{A}(\theta_0)$ – управляющий вектор в направлении прихода полезного сигнала θ_0 , а $(\cdot)^H$ – оператор эрмитова сопряжения.

Оптимальное решение данной задачи задается формулой:

$$\mathbf{w}_{opt} = \frac{\mathbf{R}_{xx}^{-1} \mathbf{A}(\theta_0)}{\mathbf{A}^H(\theta_0) \mathbf{R}_{xx}^{-1} \mathbf{A}(\theta_0)}. \quad (2)$$

Однако в реальных условиях эксплуатации физические параметры малогабаритной антенной решетки (допуски изготовления подложки из текстолита, взаимная электромагнитная связь антенных элементов, несовершенство поляризации) приводят к тому, что реальный вектор направленности отличается от теоретического $\mathbf{A}(\theta_0)$. В таких условиях классический LCMV может непреднамеренно подавлять сам полезный сигнал, воспринимая его как помеху. Для решения этой проблемы применяется модификация RAIS, которая включает диагональное нагружение ковариационной матрицы ($\mathbf{R}_{xx} + \alpha \mathbf{I}$, где α – коэффициент регуляризации) и расширение ограничений на сектор углов. Это требует от ПЛИС XCK26 высокой разрядности вычислений

для предотвращения потери точности при обращении матриц, но гарантирует высокую устойчивость (робастность) диаграммы направленности в сложной помеховой обстановке.

Проектирование излучающей системы адаптивной антенной решетки

Высочайшая вычислительная мощность ядра алгоритма RAIS-LCMV, реализованного в ПЛИС XCK26, может быть конвертирована в реальную помехозащищенность канала связи только при наличии высококачественной первичной пространственной выборки сигналов. Эту задачу выполняет электродинамическая часть комплекса – антенная решетка. К излучающей системе малогабаритного БПЛА предъявляются строгие противоречивые требования: минимальные масса и габариты, низкий аэродинамический профиль, а также способность поддерживать стабильный канал связи при сложном пространственном маневрировании аппарата (по тангажу, крену и рысканью).

В качестве материала диэлектрической подложки для действующего макета был выбран доступный фольгированный стеклотекстолит марки FR-4. Прототипирование излучающей поверхности осуществлялось методом высокоточного фрезерования на гравировальном станке с ЧПУ. Выбор данного диэлектрика обусловлен технологичностью изготовления макетов, однако высокий тангенс угла потерь ($tg\delta \approx 0,02$) и нестабильность эффективной диэлектрической проницаемости ($\epsilon_r \approx 4,4$) текстолита в СВЧ-диапазоне предъявляют повышенные требования к топологической оптимизации излучателей.

В качестве базового элемента решетки была выбрана микрополосковая антенна (патч), обеспечивающая низкий профиль. На начальных этапах исследований рассматривалась топология планарного питания излучателей, при котором подвод СВЧ-энергии осуществляется посредством микрополосковой линии, врезающейся

в полотно патча (inset fed). Однако электродинамический анализ показал, что для четырехканальной решетки конфигурации 2x2 такой подход непригоден. Разветвленная сеть питающих линий на лицевой стороне платы значительно увеличивает физическую площадь антенной системы, не позволяя сблизить центры излучателей на оптимальное для алгоритмов обработки сигналов расстояние (порядка $d \approx \lambda/2$). Кроме того, сами планарные линии становятся источником паразитного излучения, которое деформирует фазовый фронт и искажает диаграмму направленности антенной решетки.

Для решения этой проблемы был реализован переход к независимому коаксиальному зондовому питанию (pin-fed). В данной конфигурации центральная жила коаксиального перехода проходит сквозь диэлектрическую подложку и экранный слой, электрически соединяясь с полотном патча, в то время как оплетка замыкается на полигон заземления. Зондовое питание позволяет разместить трансиверы и всю радиочастотную разводку с обратной (теневой) стороны решетки, полностью изолировав цифровую и ВЧ-часть схемы от излучающей апертуры.

Координата точки запитки (feed offset) критически важна для обеспечения согласования с волновым сопротивлением тракта (50 Ом). В ходе параметрической оптимизации в САПР смещение зонда от центра патча было точно рассчитано и составило 9,52 мм. Топология одиночного элемента и его базовые параметры представлены ниже (рис. 2, табл. 1).

В реальных условиях эксплуатации ориентация вектора напряженности электрического поля антенны БПЛА относительно наземной станции постоянно меняется. При использовании антенн с линейной поляризацией это приводит

Таблица 1.

Основные параметры антенной решетки

Параметр	Обозначение	Значение
Размер патча	L, W	28,49 мм
Длина среза угла	L_t	2,10 мм
Координата зонда	S_f	9,52 мм
Радиус проводника	R_p	0,14 мм
Толщина подложки	H	1,5 мм
Диэл. прониц. подложки	ϵ_r	4,4
Период антенной решетки	d	60,5 мм

к критическому поляризационному рассогласованию (вплоть до полных замираний сигнала с потерями более 20 дБ). Для устранения данной уязвимости излучатель должен обладать круговой поляризацией (КП).

Для минимизации габаритов и упрощения конструкции (отказ от гибридных квадратурных 90-градусных делителей мощности) была поставлена задача получить КП с помощью только одной точки питания на каждый элемент. Базовая форма патча была изменена с прямоугольной на строго квадратную с физическими размерами сторон $L = W = 28,49$ мм. Принцип получения круговой поляризации в такой топологии заключается в искусственном снятии вырождения резонансных мод. В идеальном квадратном резонаторе возбуждается основная мода TM_{10} . Однако, если усечь два противоположных диагональных угла квадрата (размер катета срезаемого треугольника $\Delta L = 2,10$ мм), симметрия структуры нарушается.

Математически это приводит к расщеплению основной моды на две пространственно

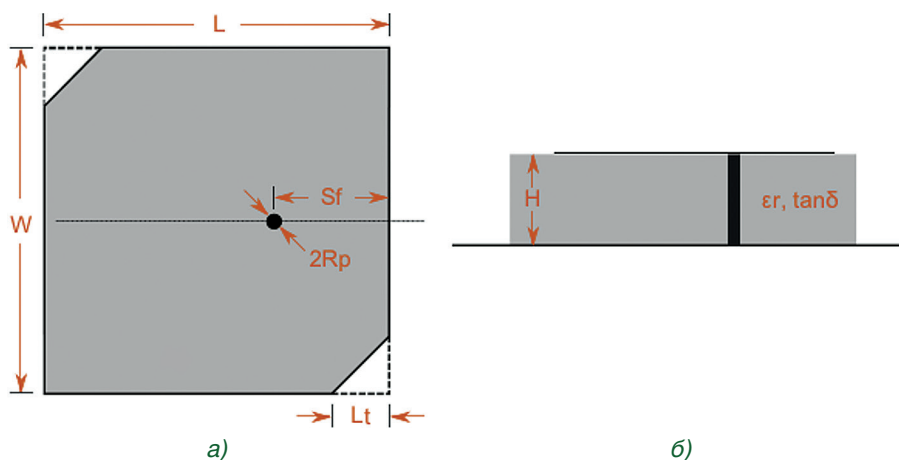


Рис. 2. Топология одиночного антенного элемента:
а) вид сверху; б) в разрезе

ортогональные вырожденные моды (TM_{10} и TM_{01}). Вследствие изменения путей протекания поверхностных токов, резонансная частота одной моды смещается немного вниз, а другой – немного вверх относительно центральной частоты. При возбуждении зондом, расположенным на оси симметрии усеченных углов, обе моды возбуждаются с равной амплитудой. На центральной рабочей частоте (пересечение скатов резонансных кривых) разность фаз между этими модами достигает ровно 90° . Суперпозиция двух ортогональных векторов с равной амплитудой и квадратурным фазовым сдвигом формирует электромагнитную волну с круговой (эллиптической) поляризацией.

Масштабирование одиночного излучателя в матрицу 2×2 неизбежно сопровождается эффектом взаимного влияния (Mutual Coupling). Электромагнитная связь возникает как за счет распространения поверхностных волн (surface waves) в слое диэлектрика FR-4, так и за счет связи в ближней зоне (near-field coupling) через свободное пространство. Взаимная связь является одним из главных деструктивных элементов алгоритмов цифрового диаграммообразования, так как она искажает амплитудно-фазовое распределение, ухудшает коэффициент эллиптичности поляризации и приводит к ошибкам при вычислении ковариационной матрицы помех R_{xx} в ПЛИС.

Для значительного снижения взаимной связи без увеличения физических размеров решетки был применен метод взаимной пространственной ортогональности. Каждый антенный элемент в матрице был развернут на 90° вокруг своей оси относительно соседнего элемента.

Физический смысл данного решения заключается в том, что векторы поверхностных токов и структура ближнего поля патч-антенны резко асимметричны. Направляя сильно излучающую Е-плоскость (плоскость электрического вектора) одного патча на слабо излучающую Н-плоскость (плоскость магнитного вектора) соседнего патча, удастся минимизировать перекрестные помехи. Для сохранения синфазности принимаемых сигналов при цифровой обработке, аппаратный поворот физических антенн математически компенсируется в ПЛИС путем внесения статического фазового сдвига $e^{j\pi/2}$ в весовые коэффициенты соответствующих цифровых каналов.

На представленной модели (рис. 3) наглядно отображена геометрия резонаторов: усечение противоположных углов для генерации ортогональных мод TM_{10} и TM_{01} , а также координаты точек коаксиальной запитки (выделены маркерами портов). Как видно из топологии, порты

смещены относительно центральных осей симметрии матрицы. Строго последовательный поворот каждого из четырех элементов формирует пространственно-асимметричную структуру ближнего поля. Данный топологический прием является критически важным для изоляции портов трансивера от мощных перекрестных наводок, неизбежно возникающих при размещении излучателей на общей диэлектрической подложке FR-4 с высокой плотностью компоновки.

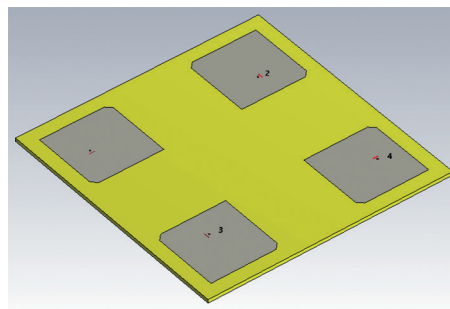


Рис. 3. Трехмерная CAD-модель 4-канальной антенной решетки в среде CST Microwave Studio: демонстрация метода последовательного поворота элементов на 90° и топологии усеченных углов

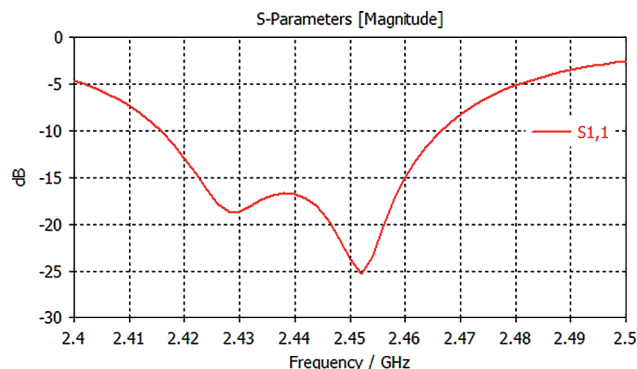
Результаты электродинамического моделирования и системный анализ

Для оценки характеристик антенной решетки в CST Microwave Studio использовался частотный решатель на базе метода конечных элементов (МКЭ). Выбор данного метода обусловлен его высокой точностью при расчете узкополосных структур и параметров круговой поляризации.

Для корректного учета геометрии усеченных углов и зондового питания применялась адаптивная тетраэдральная сетка, автоматически уплотняющаяся в зонах высокой напряженности поля. Моделирование проводилось в условиях свободного пространства с использованием поглощающих граничных условий, что обеспечило высокую достоверность расчета S-параметров и коэффициента эллиптичности.

Первым этапом анализа стала оценка качества согласования антенных элементов с волновым сопротивлением питающего тракта (50 Ом). На графике параметра S_{11} (коэффициент отражения) зафиксировано формирование выраженного резонанса (рис. 4).

Установлено, что уровень коэффициента отражения по входу не превышает критической отметки -10 дБ (что соответствует $K_{CB} \leq 2$) в полосе частот от 2,415 до 2,465 ГГц. Ширина рабочей полосы по уровню -10 дБ составляет 50 МГц (относительная полоса пропускания около 2 %), что полностью перекрывает центральную,

Рис. 4. График параметра S_{11}

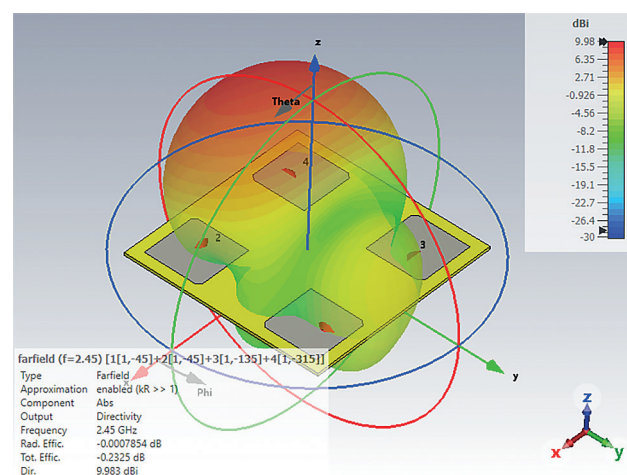
наиболее загруженную часть целевого ISM-диапазона. Относительно узкополосный характер согласования является классическим следствием использования одиночного микрополоскового резонатора на относительно тонкой подложке. Тем не менее, достигнутое качество согласования (минимум кривой опускается ниже -15 дБ) минимизирует потери на отражение и исключает риск самовозбуждения малошумящих усилителей приемного тракта.

Критически важным параметром для матричных алгоритмов обработки сигналов является уровень развязки между соседними каналами.

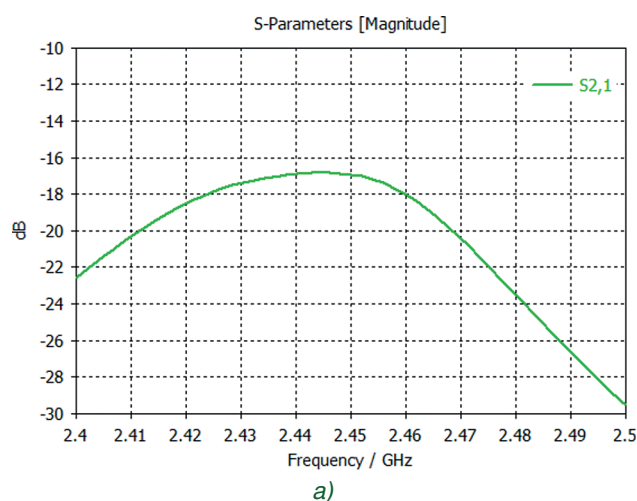
Анализ коэффициентов передачи (рис. 5) показал, что благодаря применению предложенного метода ортогональной пространственной ориентации излучателей (поворот на 90°) максимальный уровень взаимной связи во всем рабочем диапазоне не превышает -16 дБ. С физической точки зрения это означает, что менее 2 % электромагнитной энергии, излучаемой или переотражаемой одним элементом, наводится на соседний порт. Для печатных решеток на FR-4 с шагом элементов $\lambda/2$ значение -16 дБ

является отличным показателем. Для сравнения, классическое коллинеарное расположение патчей на аналогичной подложке обычно дает развязку не лучше -11...-13 дБ из-за сильной связи по поверхностной волне TM_0 .

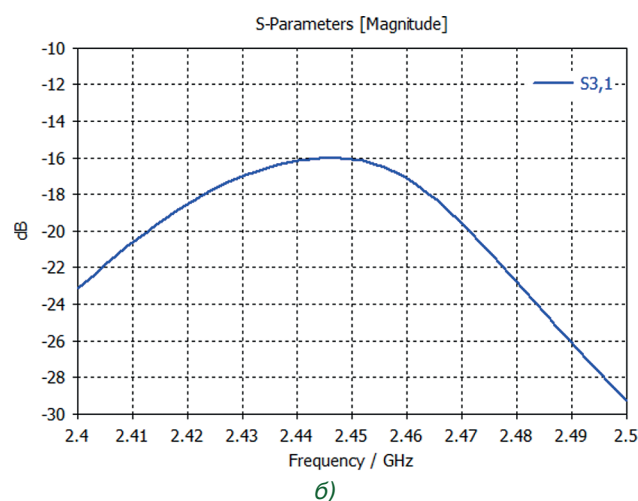
Для оценки эффективности пространственного излучения был проведен анализ характеристик направленности системы в дальней зоне (Farfield). Результаты расчета трехмерной диаграммы направленности (ДН) антенной решетки при синфазном возбуждении всех четырех портов показаны в виде 3D-диаграммы (рис. 6).

Рис. 6. Пространственная (3D) диаграмма направленности антенной решетки 2x2 на частоте 2,45 ГГц с сформированным нулем в направлении 30°

Как следует из результатов моделирования, излучающая система формирует стабильный, ярко выраженный главный лепесток с максимумом излучения строго по нормали к плоскости решетки (вдоль оси Z, $\theta = 0^\circ$). Коэффициент направленного действия (Directivity) всей решетки



а)



б)

Рис. 5. Графики коэффициентов передачи: а) S_{21} ; б) S_{31}

2x2 составляет 9,98 дБи. Данный результат полностью согласуется с классической теорией антенных решеток [15]. Учитывая, что расчетный коэффициент усиления одиночного микрополоскового элемента на текстолите FR-4 составляет порядка 5–6 дБи, когерентное сложение полей от четырех элементов обеспечивает теоретический прирост множителя антенной решетки (Array Factor) примерно на 6 дБ ($10\log_{10}(4)$). Итоговое значение ~10 дБи подтверждает высокую эффективность согласования и отсутствие синфазных потерь в апертуре. Кроме того, на 3D-диаграмме наблюдается полное отсутствие паразитных дифракционных лепестков, что подтверждает правильность выбора шага между излучателями ($d \leq \lambda/2$).

Для более детального анализа угловых характеристик был исследован двумерный полярный срез диаграммы направленности в ортогональной плоскости ($\phi = 90^\circ$) (рис. 7).

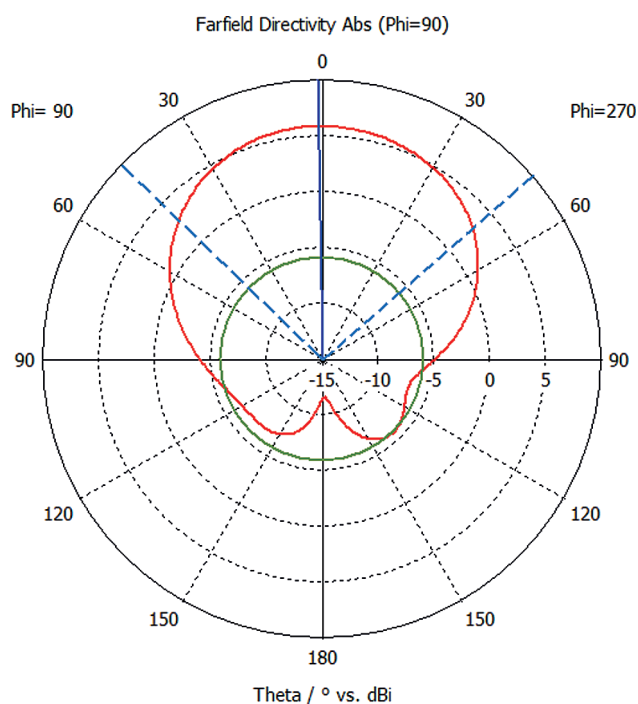


Рис. 7. Полярный срез диаграммы направленности антенной решетки в плоскости $\phi = 90^\circ$ (маркерами отмечена ширина луча по уровню -3 дБ)

Анализ полярного графика позволяет сделать несколько важных выводов, критичных для радиоканалов управления беспилотными комплексами. Во-первых, ширина главного лепестка по уровню половинной мощности (Half-Power Beamwidth, HPBW), ограниченная пунктирными маркерами на графике, составляет более 60° . Столь широкий луч является оптимальным для БПЛА, так как он гарантирует удержание

устойчивого радиоканала с наземной станцией управления даже при активном маневрировании аппарата с большими углами крена и тангажа. Во-вторых, уровень излучения в заднюю полусферу (Front-to-Back ratio) надежно подавлен экранирующим слоем печатной платы (более чем на 15 дБ относительно главного максимума). Это минимизирует влияние корпуса БПЛА и внутренней электроники на характеристики антенны, а также снижает уязвимость системы к помехам, приходящим с нерабочих направлений.

Особый научный интерес представляет анализ круговой поляризации. Оценка качества КП производится с помощью осевого коэффициента (Axial Ratio, AR), определяемого как отношение большой оси эллипса поляризации к его малой оси: $AR = 10\log_{10}(E_{major}/E_{minor})$. В идеальной круговой поляризации AR составляет 0 дБ, приемлемым на практике считается значение $AR \leq 3$ дБ (рис. 8).

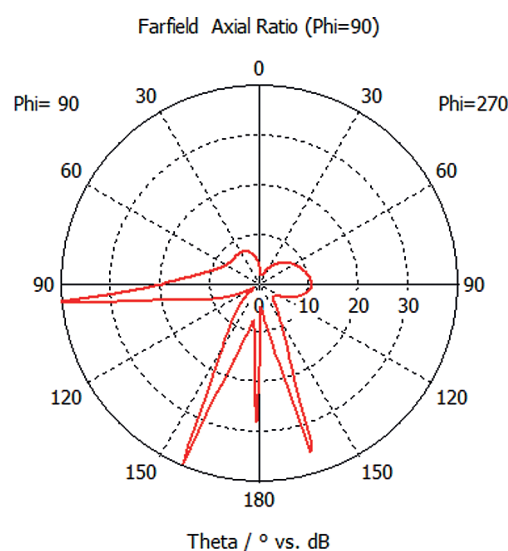


Рис. 8. График осевого коэффициента на частоте 2,43 ГГц

Результаты электродинамического моделирования показали, что на наилучшей частоте из целевого набора (2,43 ГГц) минимальное значение осевого коэффициента составило 4 дБ. Данный результат свидетельствует о том, что сформированная поляризация является выражено эллиптической, а не круговой.

Данный факт рассматривается не как ошибка проектирования, а как физический компромисс, обусловленный рядом технологических ограничений:

1. Использование одной точки запитки (зондового питания) ограничивает формирование строгой 90-градусной разности фаз между

ортогональными модами (TM_{10} и TM_{01}) лишь одной бесконечно узкой частотной точкой. Малейший сдвиг по частоте приводит к резкому росту AR .

2. Применение бюджетного диэлектрика FR-4 с высоким тангенсом угла потерь вызывает «уплощение» резонансных кривых мод, что смещает точку их амплитудного равенства относительно точки фазовой квадратуры.
3. Технологические допуски станков с ЧПУ при фрезеровании печатных плат вносят асимметрию в размеры усеченных углов (ΔL), что дополнительно деградирует поляризацию.

Именно электродинамические особенности реальной антенны, такие как остаточная взаимная связь (-16 дБ) и эллиптическая поляризация ($AR = 4$ дБ), полностью обосновывают и оправдывают применение сложного робастного алгоритма RAIS-LCMV в вычислительном ядре ПЛИС.

Классические алгоритмы формирования нулей (например, алгоритм Кейпона) основываются на предположении идеальной формы диаграммы направленности и строгой поляризации. При $AR = 4$ дБ амплитуда принимаемого полезного сигнала будет флуктуировать при вращении БПЛА, что приведет к ошибкам в матрице управления и, как следствие, к подавлению полезного сигнала.

Алгоритм RAIS-LCMV, за счет диагонального нагружения ковариационной матрицы $\mathbf{R}_{xx}$ и расширения секторных ограничений, обеспечивает нечувствительность (робастность) адаптивной решетки к подобным аппаратным и поляризационным искажениям. Вычислительная мощность ПЛИС Xilinx Kria XCK26 позволяет в реальном масштабе времени адаптировать весовые коэффициенты, формируя глубокие пространственные «нули» в направлениях активных помех, компенсируя физическое несовершенство малогабаритной антенной подсистемы.

Заключение

В рамках проведенного исследования решена комплексная задача проектирования аппаратной и электродинамической базы для малогабаритной четырехканальной цифровой

адаптивной антенной решетки диапазона 2,4–2,5 ГГц.

Обоснована высокопроизводительная цифровая архитектура, базирующаяся на применении когерентного 4-канального радиочастотного трансивера и гетерогенной системы на кристалле Xilinx Zynq UltraScale+ (семейства Kria). Разделение вычислительных задач между программируемой логикой и процессорной системой обеспечивает эффективную аппаратную реализацию сложных матричных алгоритмов фильтрации в жестком реальном времени.

Разработана и промоделирована в САПР CST Microwave Studio микрополосковая излучающая система с независимым коаксиальным (зондовым) питанием. Доказано, что применение квадратных патчей с усеченными углами обеспечивает генерацию эллиптической поляризации без применения громоздких схем распределения мощности.

Продемонстрирована высокая эффективность метода ортогональной пространственной ориентации элементов, позволившего минимизировать уровень взаимной связи между соседними каналами до -16 дБ при размещении на общей диэлектрической подложке FR-4.

Теоретически обосновано, что достигнутый уровень осевого коэффициента ($AR = 4$ дБ) является закономерным следствием одноточечной запитки и характеристик текстолита. Доказано, что данные физические ограничения успешно нивелируются на программном уровне за счет математического аппарата робастного алгоритма RAIS-LCMV.

Предложенная концепция глубокой интеграции (ко-дизайна) алгоритмической и электродинамической частей открывает перспективы создания бюджетных, компактных и высоконадежных систем связи для малых беспилотных комплексов. В качестве направления для дальнейших исследований целесообразно рассмотреть применение высокочастотных ламинатов (например, серии Rogers) и внедрение двухточечной схемы запитки через гибридный мост Ланге для расширения полосы рабочих частот по критерию идеальной круговой поляризации ($AR < 3$ дБ).

Литература

1. Тузов Г. И. Помехозащищенность радиосистем со сложными сигналами / М.: Радио и связь, 1986. – 264 с.
2. Монзинго Р. А., Миллер Т. У. Адаптивные антенные решетки: Введение в теорию: Пер. с англ. – М.: Радио и связь, 1986. – 448 с.
3. Марчук Л. А. Пространственно-временная обработка сигналов в линиях радиосвязи / Л.: ВАС, 1991. – 135 с.
4. Риглер, Комптон Р. Т. Адаптивная антенная решетка для подавления помех. // ТИИЭР. – 1973. – том 61. – № 6. – С. 75–86.
5. Чистяков В. А. Алгоритм адаптивной фильтрации помех в цифровых антенных решетках спутниковой связи // Труды МАИ, В.105, 2019. – С. 100–113.

6. Аббас С., Хаддур Р., Кузьменко И. Ю. Метод слепого формирования луча для GPS-приемников // Телекоммуникационные и вычислительные системы. Сборник трудов Тридцать первого международного научно-технического форума. Москва, 2023. – С. 33–39.
7. Глушанков Е. И., Царик И. В., Царик В. И. Пространственно-распределенная технология адаптивного формирования диаграммы направленности антенной решетки // Научные известия, 2022. – № 29. – С. 165–170.
8. Malviya, Leeladhar & Rao, Leevanshi & Pant, Mohit & Parmar, Ajay & Charhate, Sandhya. (2020). 5G beamforming techniques for the coverage of intended directions in modern wireless communication: In-depth review. *International Journal of Microwave and Wireless Technologies*. – 13. – С. 1039–1062.
9. Feng, Rui & Wang, Cheng-Xiang & Huang, Jie & Gao, Xiqi. (2025). Recent Advances of 6G Ultra-Massive MIMO Technologies in Spatial and Beam Domains.
10. Фокин Г. А., Шеремет Н. В. Использование алгоритмов адаптивного диаграммообразования в сетях 5G // Актуальные проблемы инфотелекоммуникаций в науке и образовании (АПИНО, 2024). Санкт-Петербург, 2024. – С. 460–464.
11. Чернов В. С. Повышение помехоустойчивости и пропускной способности с помощью направления луча // Информационные технологии. Радиоэлектроника. Телекоммуникации (ITRT – 2024). Тольятти, 2025. – С. 405–410.
12. Джиган В. И., Курганов В. В. Калибровка цифровых антенных решеток с помощью алгоритмов адаптивной обработки сигналов // Телекоммуникации, 2021. – № 2. – С. 8–16.
13. Leqiang Su, Hongwei Liu, Xu Xu, Zhongfu Ye, Mingquan Jia, Yun Hou. Robust adaptive beamforming algorithm for multipath coherent reception based on iterative adaptive approach and covariance matrix reconstruction, *Digital Signal Processing*, 2026. – V. 168 – Part B.
14. Бойко И. А., Глушанков Е. И., Лялина А. Ж. Алгоритмы адаптивной обработки сигналов в геостационарных системах // Труды учебных заведений связи. – 2025. – Т. 11. – № 5. – С. 74–83.
15. Звонарев В. В., Питрин А. В., Попов А. С. Методика расчета коэффициента направленного действия адаптивной антенной решетки при наличии помех // Изв. вузов. Приборостроение, 2025. – Т. 68. – № 3. – С. 198–206.

DEVELOPMENT OF AN ADAPTIVE ANTENNA ARRAY FOR UAVs

Babenko V. Yu.³, Fedorov P. N.⁴

Keywords: FPGA, Zynq UltraScale+, beamforming, circular polarization, microstrip antenna, mutual coupling, probe feed.

Abstract

Purpose of the work: the study aims to develop and investigate a comprehensive architecture for a 4-channel compact adaptive antenna array operating in the 2.4–2.5 GHz frequency range. The system includes a computational core based on the Xilinx Kria FPGA, a multi-channel transceiver path, and a radiating system with circular polarization.

Research methods: the research is based on a combined approach involving digital signal processing (DSP) for spatial filtering (using the RAIS-LCMV algorithm), computational electromagnetics (CST Microwave Studio) for high-frequency structure design, and microstrip antenna theory to achieve the required polarization characteristics.

Results of the study: a hardware architecture of a digital adaptive antenna array based on the XCK26-SFVC784-2LV-C chip and a 4-channel transceiver providing strict phase coherence is proposed and justified. A radiating system on an FR-4 dielectric substrate in a 2x2 matrix configuration has been developed. To form circular polarization, a diagonal corner truncation method of an isolated square resonator with a single-point probe feed was applied. A method of spatial orthogonal orientation of the elements (sequential 90-degree rotation) was successfully implemented, which allowed a radical reduction of mutual coupling to a level of –16 dB without increasing physical dimensions. Electrodynamics modeling confirmed the formation of a stable main lobe with a directivity of 10 dBi and a beamwidth of more than 60°. It was revealed that the physical limitations of a single-point feed form a minimum axial ratio (AR) of 4 dB, which is successfully compensated by spatial filtering algorithms.

The scientific novelty: the study justifies the comprehensive application of the robust spatial filtering algorithm RAIS-LCMV to compensate for hardware and electromagnetic distortions (polarization deviations, cross-polarization interference, and FR-4 manufacturing tolerances) occurring in compact printed antenna arrays with probe feeding. This approach enables the formation of deep nulls in the radiation pattern despite the non-ideal characteristics of the individual emitters.

References

1. Tuzov G. I. Pomehozashchishchyonnost' radiosistem so slozhnymi signalami / M.: Radio i svyaz', 1986. – P. 264.
2. Monzingo R. A., Miller T. U. Adaptivnye antennye reshetki: Vvedenie v teoriyu: Per. s angl. – M.: Radio i svyaz', 1986. – P. 448.

³ Vyacheslav Yu. Babenko, Operator of the Scientific Company of the Military Academy of Communications named after Marshal of the Soviet Union S. M. Budyonny, St. Petersburg, Russia. E-mail: babenko.vya@mail.ru

⁴ Pavel N. Fedorov, Senior Researcher, Scientific Research Center of the Military Academy of Communications named after Marshal of the Soviet Union S. M. Budyonny, St. Petersburg, Russia. E-mail: fedorovpn@yandex.ru

3. Marchuk L. A. Prostranstvenno-vremennaya obrabotka signalov v liniyah radiosvyazi. / L.: VAS, 1991. – P. 135.
4. Rigler, Kompton R. T. Adaptivnaya antennaya reshetka dlya podavleniya pomeh // TIEHR. – 1973. – V. 61. – No 6. – Pp. 75–86.
5. Chistyakov V. A. Algoritm adaptivnoj fil'tracii pomeh v cifrovyyh antennnyh reshetkah sputnikovoy svyazi // Trudy MAI, 2019. – V.105. – Pp. 100–113.
6. Abbas S., Haddur R., Kuz'menko I. Yu. Metod slepogo formirovaniya luch'a dlya GPS-priemnikov // Telekommunikacionnye i vychislitel'nye sistemy. Sbornik trudov Tridcat' pervogo mezhdunarodnogo nauchno-tehnicheskogo foruma. Moskva, 2023. Pp. 33–39.
7. Glushankov E. I., Carik I. V., Carik V. I. Prostranstvenno-raspredeleonnaya tehnologiya adaptivnogo formirovaniya diagrammy napravlenosti antennoj reshetki // Nauchnye izvestiya, 2022. – No 29. – Pp. 165–170.
8. Malviya, Leeladhar & Rao, Leevanshi & Pant, Mohit & Parmar, Ajay & Charhate, Sandhya. (2020). 5G beamforming techniques for the coverage of intended directions in modern wireless communication: In-depth review. International Journal of Microwave and Wireless Technologies. – 13. – Pp. 1039–1062.
9. Feng, Rui & Wang, Cheng-Xiang & Huang, Jie & Gao, Xiqi. (2025). Recent Advances of 6G Ultra-Massive MIMO Technologies in Spatial and Beam Domains.
10. Fokin G. A., Sheremet N. V. Ispol'zovanie algoritmov adaptivnogo diagrammoobrazovaniya v setyah 5G // Aktual'nye problemy infotelekkommunikacij v nauke i obrazovanii (APINO, 2024). Sankt Peterburg, 2024. – Pp. 460–464.
11. Chernov V. S. Povyshenie pomehoustojchivosti i propusknoj sposobnosti s pomoshch'yu napravleniya luch'a // Informacionnye tehnologii. Radioelektronika. Telekommunikacii (ITRT – 2024). Tol'yatti, 2025. – Pp. 405–410.
12. Dzhigan V. I., Kurganov V. V. Kalibrovka cifrovyyh antennnyh reshetok s pomoshch'yu algoritmov adaptivnoj obrabotki signalov // Telekommunikacii. – 2021. – No 2. – Pp. 8–16.
13. Leqiang Su, Hongwei Liu, Xu Xu, Zhongfu Ye, Mingquan Jia, Yun Hou. Robust adaptive beamforming algorithm for multipath coherent reception based on iterative adaptive approach and covariance matrix reconstruction, Digital Signal Processing, 2026. – V. 168. – Part B.
14. Bojko I. A., Glushankov E. I., Lyalina A. Zh. Algoritmy adaptivnoj obrabotki signalov v geostacionarnyyh sistemah // Trudy uchebnyh zavedenij svyazi. – 2025. – V. 11. – No 5. – Pp. 74–83.
15. Zvonarev V. V., Pitrin A. V., Popov A. S. Metodika rascheta koehfficienta napravlenogo dejstviya adaptivnoj antennoj reshetki pri nalichii pomeh // Izv. vuzov. Priborostroenie. – 2025. – V. 68. – No 3. – Pp. 198–206.

