

## РАДИОФОТОННЫЙ МНОГОКАНАЛЬНЫЙ СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫЙ ПРИЕМНЫЙ ТРАКТ ДЛЯ СИСТЕМ РАДИОЛОКАЦИИ. АНАЛИЗ ЭЛЕКТРОННЫХ И ФОТОННЫХ РЕШЕНИЙ

*А.С. Белов, О.Г. Морозов, Г.С. Потапов, И.Т. Шарипов*

Казанский национальный исследовательский технический университет  
им. А.Н. Туполева-КАИ  
Российская Федерация, 420111, г. Казань, ул. К. Маркса, д.10

**Аннотация.** В работе представлен анализ электронных и фотонных решений к построению многоканальных сверхширокополосных приёмных трактов радиолокационных систем (РЛС). Сформулированы ключевые вызовы современной радиолокации — «аналоговый барьер» аналого-цифровых преобразователей (АЦП) при прямой оцифровке широкополосных сигналов, фазовый шум гетеродинов и распределения опорных частот, обнаружение малых целей на фоне мощного отражения от подстилающей поверхности, частотный уход луча в широкополосных фазированных антенных решетках и спектральное сосуществование различных систем в перегруженном спектре. Показано, что радиофотоника – фотонные АЦП с временной растяжкой, оптические гетеродинные источники и распределение излучения радиогетеродинов по волокну, фотонные формирователи диаграмм направленности (ДН) с истинной временной задержкой и оптическая спектральная обработка – обеспечивают физические механизмы преодоления этих ограничений. Предложено к рассмотрению новое направление развитие радиофотоники в исследуемой области – частотно-разнесенные антенные решетки для формирования ДН с применением двух несущих и радиофотонные формирователи для их реализации. Обсуждаются сравнительные преимущества фотонных и электронных решений, а также нерешённые инженерные задачи: гибридные АЦП-фронтенды, интеграция и миниатюризация фотонных интегральных схем, энергоэффективность и стандартизация интерфейсов. Итоги обзора указывают на стратегическую неизбежность внедрения радиофотонных технологий в РЛС нового поколения.

**Ключевые слова:** радиофотоника, фотонный АЦП, оптический гетеродин, фазированная антенная решетка, истинная временная задержка, частотно-разнесенная антенная решетка, когнитивная радиолокация, сигналы с низкой вероятностью перехвата, пространственно-временная адаптивная обработка, спектральное сосуществование.

### Введение

Радиолокация, зародившаяся в первой половине XX века, остается краеугольным камнем в системах национальной безопасности, гражданской авиации, метеорологии, космического мониторинга и автономного транспорта [1]. Её фундаментальная задача – определение координат, параметров движения и характеристик объектов (целей) – не изменилась, однако требования к точности, разрешающей способности, помехоустойчивости и функциональности выросли на порядки.

Современные вызовы радиолокации можно охарактеризовать несколькими ключевыми тенденциями:

1) Переход к широкополосным и сверхширокополосным (СШП) сигналам. Это необходимо для повышения разрешающей способности по дальности (до сантиметрового

уровня), улучшения селекции целей и получения радиолокационных портретов (изображений) высокого качества [2]. Однако это ставит сложнейшие задачи перед радиочастотной (РЧ) и аналого-цифровой элементной базой.

2) Усложнение радиоэлектронной обстановки. Спектр становится переполненным, что требует от РЛС способности к спектральной гибкости, адаптивности и когнитивному управлению ресурсами для спектрального сосуществования с другими системами [3].

3) Повышение требований к скрытности и энергоэффективности. Технологии малой заметности (Stealth) целей, а также использование сложных сигналов с низкой вероятностью перехвата (Low Probability of Intercept, LPI) требуют от РЛС высокой чувствительности и продвинутых алгоритмов обработки.

4) Развитие активных фазированных антенных решеток (АФАР). АФАР обеспечивают высокую скорость обзора, многолучевость и помехозащищенность. Однако для широкополосной работы необходимы системы формирования луча с истинной временной задержкой (True Time Delay, TTD), так как традиционные фазовые системы вызывают частотную зависимость направления луча (Beam Squint) [4].

5) «Аналоговый барьер» АЦП. Прямая оцифровка сигналов с гигагерцовыми полосами и требуемой динамикой ( $>12$  бит) на несущих или центральных частотах гигагерцового диапазона сопряжена с чудовищным энергопотреблением и технологическими ограничениями классических электронных АЦП [5].

Эти вызовы вплотную подводят к физическим и технологическим пределам традиционной радиоэлектроники, что и стимулирует поиск других решений. Одним из наиболее перспективных направлений является радиофотоника. Она позволяет реализовать сверхширокополосные каналы с минимальными потерями и высокой устойчивостью к помехам. Использование фотонных методов снижает влияние фазового шума и расширяет динамический диапазон обработки сигналов. Внедрение фотонных технологий способствует созданию когнитивных РЛС, способных адаптироваться к изменяющимся условиям спектра. Это направление поддерживается глобальными тенденциями перехода к оптическим сетям и интеграции фотонных компонентов в микроэлектронные платформы.

Таким образом, радиофотоника становится ключевым элементом стратегического развития радиолокационных систем нового поколения. Рассмотрим обоснование данного вывода более подробно.

## 1. Ключевые проблемы современных РЛС

Достижение новых тактико-технических характеристик РЛС упирается в ряд фундаментальных проблем, коренящихся в физических ограничениях электроники и электромагнитной теории. Понимание этих проблем является ключом к оценке преимуществ радиофотонных подходов.

### 1.1 Требование к широкой полосе и оцифровке

Современные РЛС стремятся к увеличению полосы пропускания  $B$  по двум основным причинам:

1) повышение разрешающей способности по дальности  $\Delta R=c/(2B)$ , где  $c$  — скорость света;

2) увеличение скорости передачи данных и помехоустойчивости при использовании сложных широкополосных сигналов (например, ЛЧМ) [2].

Проблема «аналогового барьера» АЦП: прямая оцифровка СВЧ-сигнала требует выполнения критерия Найквиста (частота дискретизации  $f_s \geq 2B$ ), при этом эффективное число разрядов (ENOB) должно быть достаточно высоким для обеспечения требуемого динами-

ческого диапазона. Как показано в классической работе Уолдена [5], существует фундаментальный компромисс между полосой захвата и точностью преобразования (рис. 1,а). Для полос свыше 1 ГГц создание АЦП с ENOB > 8 бит сопряжено с экспоненциальным ростом энергопотребления и сложности (рис. 1,б).

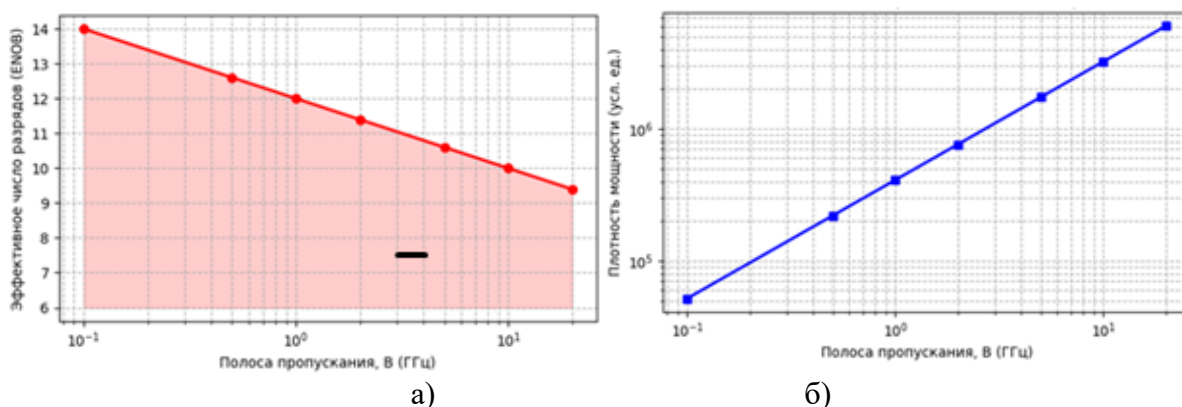


Рис. 1. Смоделированная по данным [5] тенденция развития электронных АЦП:  
 а) зависимость ENOB от частоты дискретизации (полосы) и «технологический барьер» (красная линия);

б) рост удельной мощности (плотности энергии на отсчёт) с увеличением полосы пропускания

Тенденция ясно показывает, что достижение ENOB > 8 бит в полосах свыше нескольких ГГц требует прорывных подходов, выходящих за рамки классической электроники.

### 1.2. Когерентность и фазовый шум

Когерентная обработка в РЛС (доплеровский анализ, когерентное накопление) требует исключительной стабильности опорного гетеродина (LO). Фазовый шум  $L(f)$  спектральной плотности мощности (SSB) определяет нижний порог обнаруживаемого доплеровского сдвига и накладывает ограничение на динамический диапазон системы из-за ухудшения отношения сигнал/шум для слабых целей, находящихся рядом по частоте с сильными [6].

При распределении LO в крупных АФАР электронным способом (через каскады усилителей и разветвителей) возникает проблема накопления и разбалансировки фазового шума между каналами. Разность фазовых шумов в  $i$ -ом и  $j$ -ом каналах  $\Delta\phi_{ij}(t)$  приводит к несогласованности при когерентном суммировании, снижая коэффициент усиления антенной решётки и увеличивая уровень побочных лепестков. Этому способствуют температурные дрейфы и нестабильности длины трактов.

### 1.3. Обнаружение малых целей

Задача обнаружения цели с малой эффективной площадью рассеяния (ЭПР,  $\sigma_t$ ) на фоне мощных отражений от подстилающей поверхности (клаттера) или преднамеренных помех является одной из наиболее сложных. Отношение мощности сигнала цели  $P_t$  к мощности клаттера  $P_c$  в одной разрешаемой ячейке может достигать:

$$\frac{P_t}{P_c} = \frac{\sigma_t}{\sigma_c} \cdot \frac{G_t}{G_c} \cdot \left(\frac{R_c}{R_t}\right)^4, \quad (1)$$

где  $\sigma_c$  – ЭПР клаттера,  $G_t, G_c$  – коэффициенты усиления антенны в направлении цели и клаттера,  $R_t, R_c$  – соответствующие дальности.

На рис. 2 представлена рассчитанная модель спектра доплеровских частот, поясняющая задачу обнаружения малой цели. Принимаемый сигнал  $s_r(t)$  является суммой отражений от цели  $s_t(t)$ , распределенного клаттера  $s_c(t)$  и шума  $n(t)$ :  $s_r(t)=s_t(t)+s_c(t)+n(t)$ .

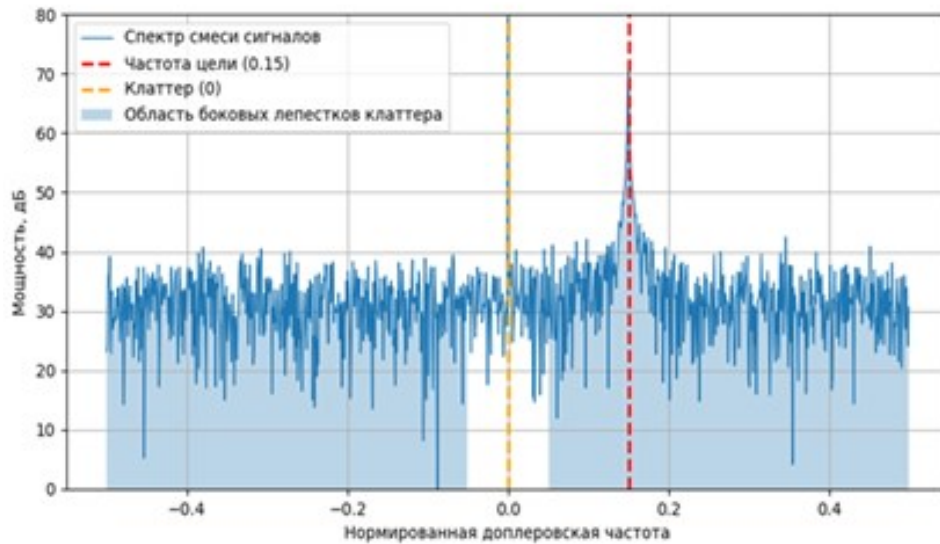


Рис. 2. Смоделированный по данным [6] спектр доплеровских частот для постановки задачи обнаружения малой цели

На рис. 2 представлен результат быстрого преобразования Фурье (БПФ) от смеси сигналов (синяя линия). Параметры модели: отношение сигнал-помеха (SNR) на входе составляет  $-40$  дБ, а время когерентного накопления около  $10$  мс. Можно выделить: оранжевый пунктир – мощный спектр пассивной помехи от подстилающей поверхности (клаттер); красный пунктир – истинное положение слабого сигнала цели по доплеровской частоте; залитая голубая область иллюстрирует уровень боковых лепестков спектра клаттера. Видно, что при сигнале от цели около  $10$  дБ, он «утонет» в боковых лепестках маскирующего фона около  $30$  дБ. При этом его прямое обнаружение невозможно без специальной обработки.

После доплеровской обработки БПФ спектр отражений от местных предметов  $S_c(f)$  сосредоточен около нулевой доплеровской частоты, но имеет протяженные боковые лепестки из-за конечного времени накопления и амплитудной модуляции. Слабый сигнал цели  $S_t(f)$  может быть полностью скрыт под этими лепестками, если его мощность соизмерима или меньше их уровня. Решение требует применения сложных алгоритмов подавления таких помех (селекция движущихся целей (МТИ), пространственно-временная адаптивная обработка (STАР)) и систем с очень высоким динамическим диапазоном, чтобы мощный маскирующий фон не вызывал насыщение приемного тракта и не искажал при этом слабый полезный сигнал.

#### 1.4. Формирование диаграммы направленности луча

В фазированной антенной решётке (ФАР) с  $N$  элементами, разнесёнными на расстояние  $d$ , диаграмма направленности (ДН) луча формируется введением фазовых сдвигов  $\phi_n$  между элементами. Для узкополосного сигнала с несущей  $f_0$  угол сканирования  $\theta_0$  задаётся как:

$$\phi_n = -\left(\frac{2\pi}{\lambda_0}\right) \cdot nd \sin \theta_0, \quad \lambda_0 = \frac{c}{f_0} \quad (2)$$

Для широкополосного сигнала с составляющими на разных частотах  $f$  этот подход приводит к явлению частотного увода луча:

$$\sin \theta(f) = \left(\frac{f_0}{f}\right) \cdot \sin \theta_0 \quad (3)$$

На рис. 3-4 показаны различия для формирования луча при фазовом управлении и управлении с применением ТТД.

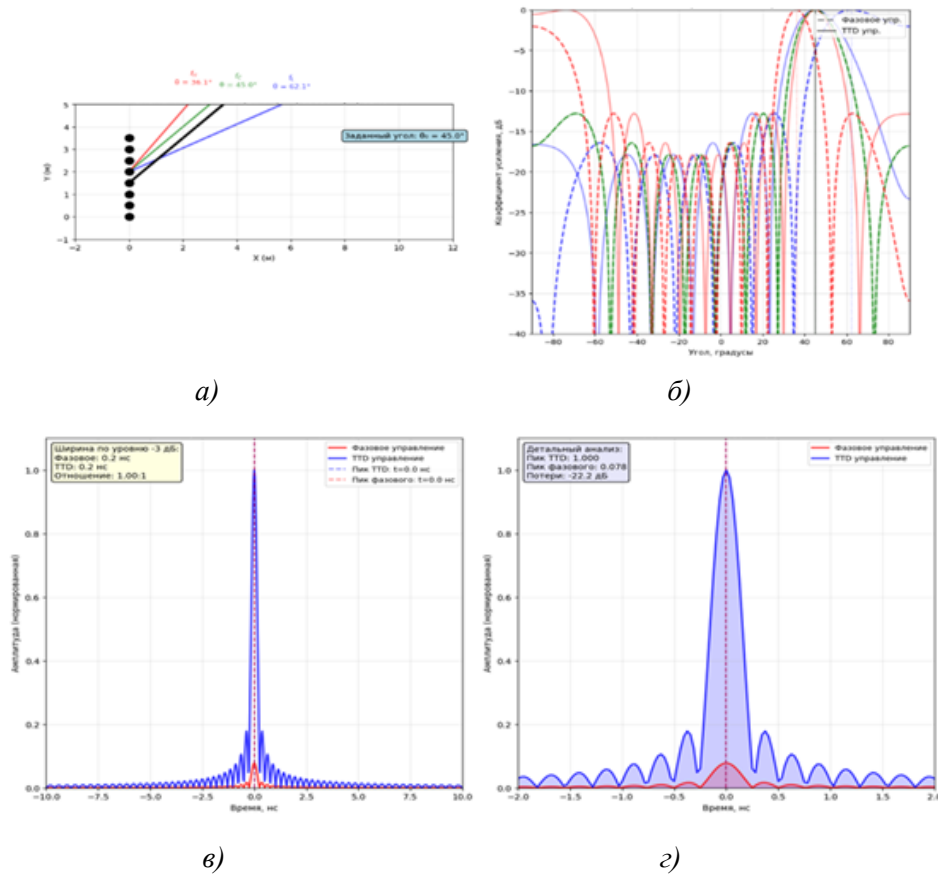


Рис. 3. Смоделированная по данным [4, 5] иллюстрация увода луча и импульсного отклика при формировании ДН:

- а) схематическое изображение ФАР с лучами для разных частотных компонент ( $f_L, f_C, f_H$ );
- б) диаграммы направленности для этих частот, показывающие смещение максимумов при фазовом управлении и с формированием истинной временной задержки
- в) моделирование ЛЧМ-импульса с широкой полосой – общий вид;
- г) моделирование ЛЧМ-импульса с широкой полосой – детализация

Разные спектральные компоненты сигнала ( $f_L, f_C, f_H$ ) излучаются под разными углами (рис. 3, а, б), что вызывает временное расплывание импульса и деградацию разрешения. Как видно, при фазовом формировании (красная линия) существует размытие импульса, при ТТД формировании (синяя линия) сохраняется форма импульса (рис. 3, в, г).

Согласно рис. 4 необходимо использование формирователей ДН с истинной временной задержкой (ТТД), где в каждый канал вносится задержка  $\tau_n = (nd \sin \theta_0) / c$ , независящая от частоты. Однако создание перестраиваемых электронных ТТД-формирователей с малыми

потерями, высокой точностью и быстродействием в СВЧ-диапазоне для тысяч элементов ФАР остаётся крайне сложной и громоздкой задачей.

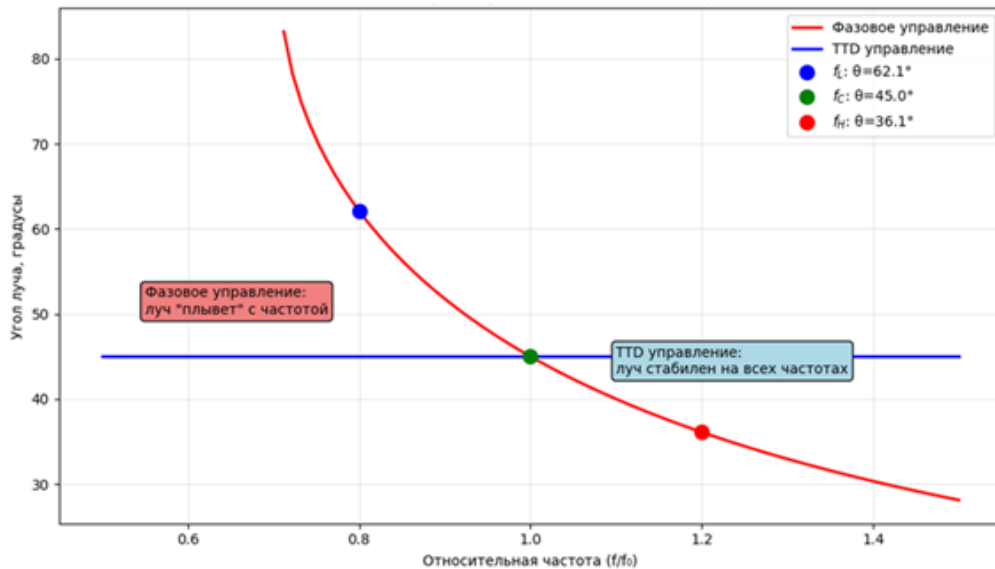


Рис. 4. Результаты моделирования по данным [4, 5] угла луча для фазового и TTD формирователей для сравнения

## 2. Радиофотоника в РЛС: достижения и решения

Радиофотоника предлагает парадигмальный сдвиг в архитектуре РЛС, используя свет в качестве носителя для генерации, распределения и обработки СВЧ-сигналов. В этой главе рассматриваются основные фотонные технологии, непосредственно решающие проблемы, описанные выше.

### 2.1. Фотонные АЦП и обработка широкополосных сигналов

Ключевым решением проблемы «аналогового барьера» является фотонное аналого-цифровое преобразование. Вместо прямой оцифровки СВЧ-сигнала электронным АЦП, фотонные методы сначала преобразуют его в оптическую область, где доступны уникальные преимущества: сверхширокая полоса, низкая дисперсия и возможность временной растяжки.

Принцип стробоскопического фотонного АЦП заключается в следующем. Сигнал  $S_{RF}(t)$  модулирует непрерывную оптическую несущую (частота  $\nu_{opt}$ ) с помощью высокоскоростного электрооптического модулятора Маха-Цандера (MZM). Эта модулированная оптическая волна затем смешивается с оптической гребенкой – серией сверхкоротких импульсов с высокой стабильностью повторения  $f_{rep}$ . Каждый импульс гребенки выполняет стробирование (временную выборку) модулированного сигнала. Поскольку длительность оптического импульса может быть менее 1 пс, это обеспечивает эквивалентную полосу дискретизации в сотни ГГц [7]. После фотодетектирования «растянутый» во времени сигнал оцифровывается относительно медленным, но высокоточным электронным АЦП.

Математически, если длительность импульса гребенки  $\tau$ , а период повторения  $T_{rep}=1/f_{rep}$ , то коэффициент растяжки во времени составляет  $M=T_{rep}/\tau$ , что позволяет снизить требования к скорости электронного АЦП в  $M$  раз [8].

На рис. 5 показано моделирование ключевых этапов работы фотонного АЦП. Сигнал высокой частоты (рис. 5,а) стробируется сверхкороткими оптическими импульсами (рис.

5,б), что дает дискретные выборки (рис. 5,в). После временной растяжки (рис. 5,г) временные характеристики сигнала замедляются, позволяя использовать более медленный, но точный электронный АЦП для оцифровки.

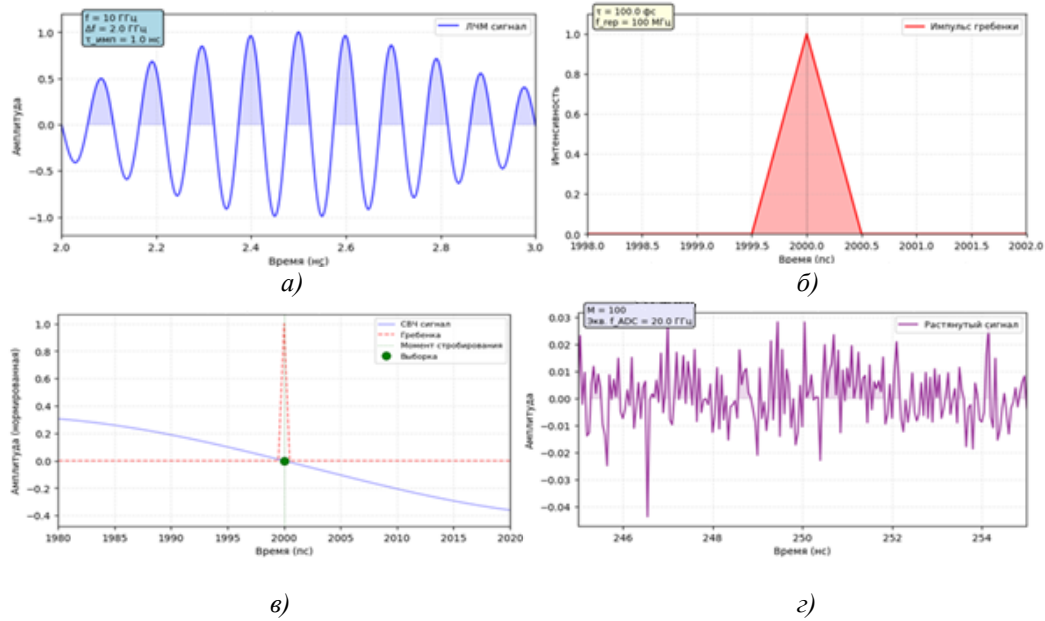


Рис. 5. Смоделированные по данным [7, 8] характеристики работы фотонного стробоскопического АЦП:  
 а) исходный СВЧ-сигнал; б) детализация оптического импульса;  
 в) процесс стробирования; г) сигнал после временной растяжки в 100 раз

## 2.2. Оптические гетеродины и подавление фазового шума

Проблема фазового шума и распределения когерентного гетеродина эффективно решается с помощью оптических гетеродинных систем. В основе метода лежит генерация СВЧ-сигналов посредством биения двух когерентных оптических несущих [9].

Физический принцип формирования радиочастоты на основе фотосмешения заключается в следующем. Два стабилизированных лазера с частотами  $\nu_1$  и  $\nu_2$  подаются на высокоскоростной фотодетектор. Вследствие квадратичного характера фотодетектирования, на выходе возникает разностная частота:

$$f_{RF} = |\nu_1 - \nu_2| \quad (4)$$

Фазовый шум генерируемого СВЧ-сигнала определяется выражением:

$$S_{\phi}^{RF}(f) = S_{\phi}^{opt1}(f) + S_{\phi}^{opt2}(f) \quad (5)$$

где  $S_{\phi}^{opt}(f)$  — спектральная плотность мощности фазового шума оптических несущих.

При использовании лазеров, стабилизированных относительно одной оптической гребенки, относительный фазовый шум гетеродина может быть чрезвычайно низким (рис. 6,а) [10].

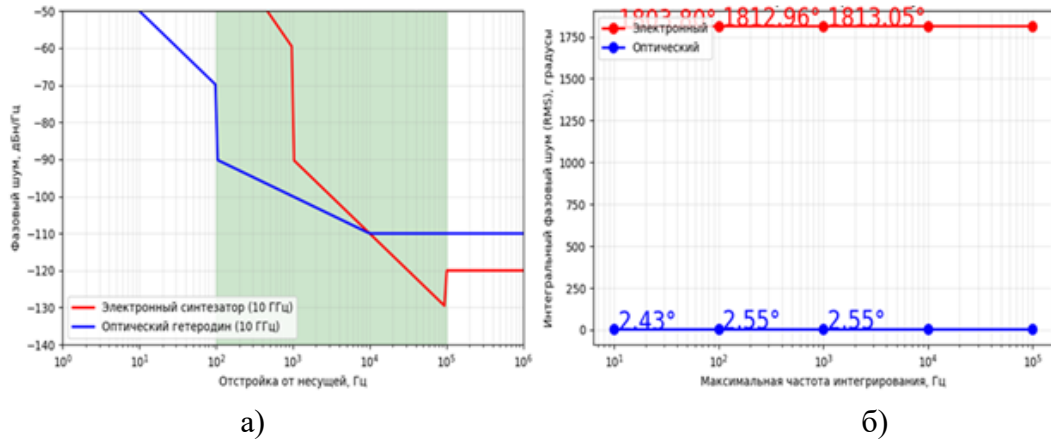


Рис. 6. Результаты моделирования по данным [10] характеристик фазового шума для сравнения:  
 а) спектральная плотность мощности фазового шума (оптический гетеродин демонстрирует на 20-30 дБ лучшие показатели в критической области доплеровских частот (100 Гц - 100 кГц));  
 б) интегральный фазовый шум в различных полосах интегрирования (для полосы до 100 кГц оптический гетеродин имеет в 3-5 раз меньший фазовый шум)

Распределение гетеродина в крупных АФАР осуществляется посредством пассивного оптического разветвления в волокне с потерями ~0.2 дБ/км, что на порядки лучше, чем у коаксиальных линий. Критически важно, что фазовый шум не накапливается при распространении по волокну, в отличие от электрических трактов (рис. 6,б).

### 2.3. Фотонные ТТД-формирователи ДН луча

Фотонные ТТД-формирователи обеспечивают независящее от частоты формирование ДН луча, что критически важно для современных широкополосных РЛС [11, 12].

Физический принцип работы фотонных формирователей заключается в следующем. В фотонном ТТД-формирователе каждый  $n$ -ый канал элемента АФАР содержит оптический модулятор и перестраиваемый блок задержки. СВЧ-сигнал модулирует оптическую несущую, которая затем задерживается на величину  $\tau_n = (nd \sin \theta_0) / c$ , где  $n$  – номер элемента,  $d$  – расстояние между элементами,  $\theta$  – угол сканирования.

Для линейной решетки из  $N$  элементов с равномерным возбуждением коэффициент направленного действия при ТТД-формировании:

$$AF(\theta, f) = \frac{1}{N} \left| \sum_{n=0}^{N-1} \exp \left[ j2\pi f \left( \frac{nd \sin \theta}{c} - \tau_n \right) \right] \right| \quad (6)$$

При  $\tau_n$  максимум (6) достигается при  $\theta = \theta_0$  для всех частот  $f$ . При фазовом управлении ( $\tau_n = -2\pi f_0 nd \sin \theta_0 / c$ ) максимум смещается на величину

$$\theta(f) = \arcsin \left( \frac{f_0}{f} \sin \theta_0 \right) \quad (7)$$

что и приводит к уводу луча (3).

Сравнение фазового и временного формирования лучей в ФАР при сканировании на  $45^\circ$  представлено на рис. 7.

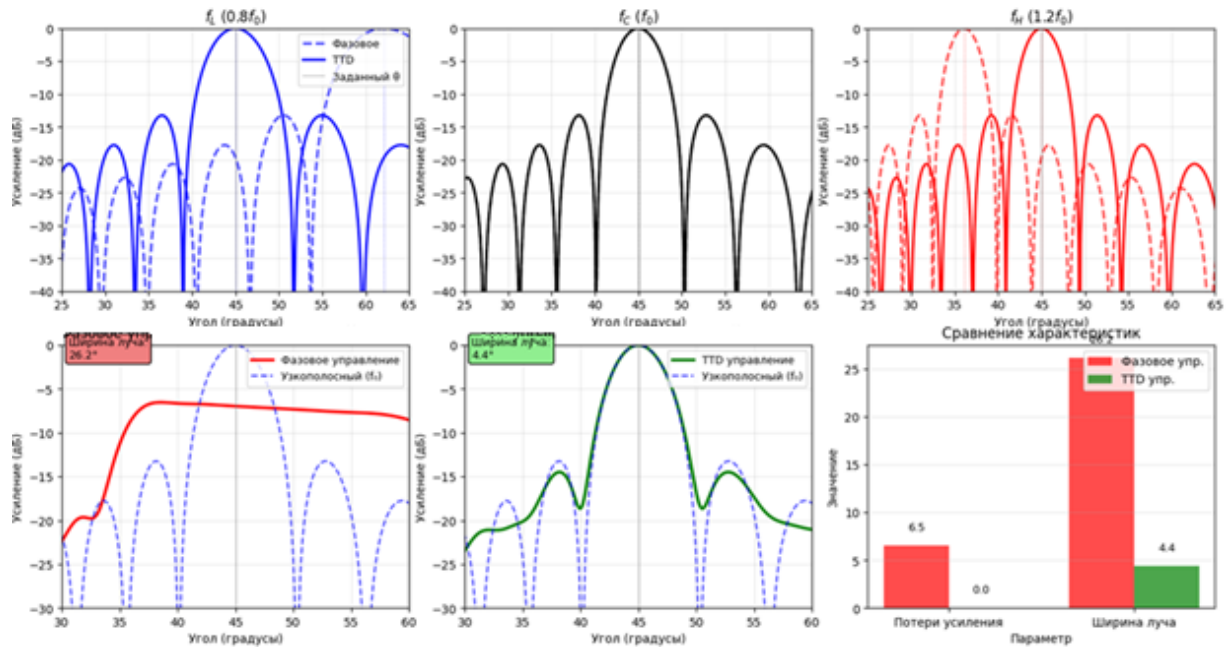


Рис. 7. Смоделированные по данным [11] ситуации для детального сравнение фазового и ТТД управления в ФАР при сканировании в  $45^\circ$

В верхнем ряду рис. 7 показаны ДН для трехчастотных компонент  $f_L, f_C, f_H$ . Видно смещение пиков при фазовом формировании и их стабильность при ТТД-формировании. Широкополосный анализ показывает уширение луча и потери усиления при фазовом формировании, в то время как ТТД-формирование позволяет сохранять узкую ДН, что показано в нижнем ряду рис. 7. Представленная в нем же диаграмма сравнения характеристики количественно демонстрирует преимущества ТТД-формирователя по потерям усиления и ширине луча.

Детальное сравнение характеристик фазового и ТТД-формирователей по всем рассмотренным в обзоре параметрам представлено в табл. 1.

#### 2.4. Фотонные формирователи ДН частотно-разнесенных антенн

В последнее время беспилотные летательные аппараты (БЛА) стали дополнительным источником перегрузки спектральной ситуации в зоне контроля РЛС. В них широкое применение находят ШПС технологии, что еще больше усложняет задачу развития приемных систем. Для решения указанной проблемы кроме АФАР с фазовым и истинно временным управлением стали активно применяться частотно-разнесенные антенные решетки (ЧРАР) [13, 14], в которых создают диаграмму направленности, зависящую от угла и дальности.

Таблица 1. Сравнение характеристик фазового и ТТД-формирователей ДН ФАР

Характеристика	Фазовое формирование	ТТД-формирование	Преимущество ТТД-формирователей
Увод луча в градусах при $\Delta f/f_0 = \pm 20\%$	5-10	0	Полное устранение
Увеличение ширины луча для ШПС в %	30-50	0	Полное сохранение
Потери усиления в дБ	2-6	<0.5	Практически отсутствуют
Реализация в АФАР	Сложная	Сложная	Реализация на чипе
Полоса пропускания	Ограничена	Не ограничена	Поддержка СШП

Ее амплитудное и пространственное распределение может регулироваться величиной разностной частоты между элементами и их количеством. Благодаря этому возникает возможность полного контроля распределения передаваемой энергии, подавления помех или обнаружения объектов, находящихся на разных дальностях даже при одинаковом угловом расположении. Такой функционал недоступен для широко известных фазированных антенных решеток [15].

Основная задача развития ЧРАР состоит в необходимости генерации симметричных спектрально чистых двухчастотных несущих, разнесенных по частоте, для двухчастотного диаграммообразования [16], что позволит существенно увеличить их пространственное разрешение по сравнению с одночастотным. Решение данной задачи радиотехническими методами затруднено в силу узкополосности и нелинейности применяемой элементной базы. Существующие радиопотонные методы генерации характеризуются сложностью и высокой стоимостью применяемой элементной базы и наличием паразитных спектральных составляющих высокого уровня [17].

В [13] предложен новый метод генерации разнесенных по частоте двухкомпонентных оптических гребенок, основанный на преобразовании двухчастотного радиоизлучения в амплитудном модуляторе Маха – Цендера с умножением его разностной частоты. Рассматривается применение данного метода для решения задач гибкого формирования ДН ЧРАР с высоким разрешением.

Схема реализации предлагаемого метода фотонной генерации двухчастотных радионесущих для частотно-разнесенных антенных решеток радиотехнического транспортного домена, основанного на двух двухкомпонентных оптических гребенках показана на рис. 8.

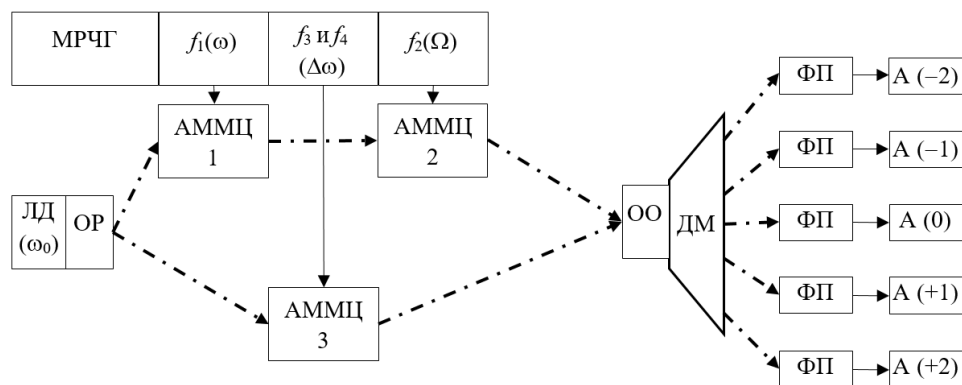


Рис. 8. Структурная схема фотонного формирователя адресных двухчастотных радионесущих для ДН ЧРАР

Схема содержит лазерный диод (ЛД), излучение которого разделено соответственно на верхний и нижний каналы оптическим разветвителем (ОР).

Каждый канал содержит формирователи соответствующих пакетов гребенок, выходы которых объединены оптическим объединителем (ОО), соединенным с демультиплексором (ДМ), каждый выход которого в свою очередь через фотоприемник нагружен на усилитель мощности и антенный элемент ( $A(\pm N)$ ) ЧРАР, где  $2N+1$  – ее число элементов.

Формирователь гребенки верхнего канала строится по известной схеме [17] и состоит из последовательно установленных АММЦ1, работающего в режиме умножения межканальной частоты  $\omega$ , равной частоте модулирующего радиосигнала, и АММЦ2, работающего в режиме подавления несущей [18] для получения равномерной двухкомпонентной гребенки с составляющими на частотах  $n\omega \pm \Omega/2$ , где  $\Omega/2$  частота управления модулятором, а  $\Omega$  – их разностная частота, а  $n$  – номер спектральной составляющей.

Формирователь гребенки нижнего канала, структура которой предложена в {fkb}, состоит из АММЦЗ, работающего в режиме умножения разностной частоты  $\Delta\omega$  между двумя составляющими модулирующего двухчастотного радиосигнала  $\omega_{1,2}=\omega\pm\Delta\omega/2$ , для получения неравномерного по разностной частоте двухкомпонентной гребенки с составляющими на частотах  $n(\omega\pm\Delta\omega/2)$ .

Предполагая, что поле, излучаемое лазерным диодом и поступающее через оптический разветвитель в амплитудном модуляторе Маха – Цендера, равно  $E_{in} = E_0 e^{j\omega_0 t}$  ( $E_0$  – амплитуда;  $\omega_0$  – угловая частота несущей), выходное излучение амплитудного модулятора Маха – Цендера можно выразить следующим образом:

$$E_{out} = \frac{E_{in}}{2} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} J_n(m) [\exp(j\varphi) + \exp(-j\varphi)] \cos[\omega_0 \pm n(\omega \pm \Delta\omega)] t, \quad (8)$$

где  $J_n$  – функция Бесселя первого рода  $n$ -го порядка;  $m = \pi V_{\omega_{1,2}} / V_{\pi}$  – индекс модуляции несущей радиочастотными сигналами равной амплитуды на частотах  $\omega_{1,2}$ ;  $\varphi = \pi V_{DC} / V_{\pi}$  – фазовый сдвиг, вызванный постоянным напряжением  $V_{DC}$ , приложенным к электроду смещения амплитудного модулятора Маха – Цендера;  $V_{\pi}$  – полуволновое напряжение амплитудного модулятора Маха – Цендера или его полуволновое напряжение.

Поставим задачу получения пятиэлементной двухкомпонентной оптической гребенки с равными амплитудами  $E_0 = E_{\pm 1} = E_{\pm 2}$ . Для равенства амплитуд необходимо выполнить условия для четных и нечетных компонент:

$$\begin{aligned} J_0(m) &= J_2(m); \\ J_0(m) [\exp(j\varphi) + \exp(-j\varphi)] &= J_1(m) [\exp(j\varphi) - \exp(-j\varphi)]. \end{aligned} \quad (9)$$

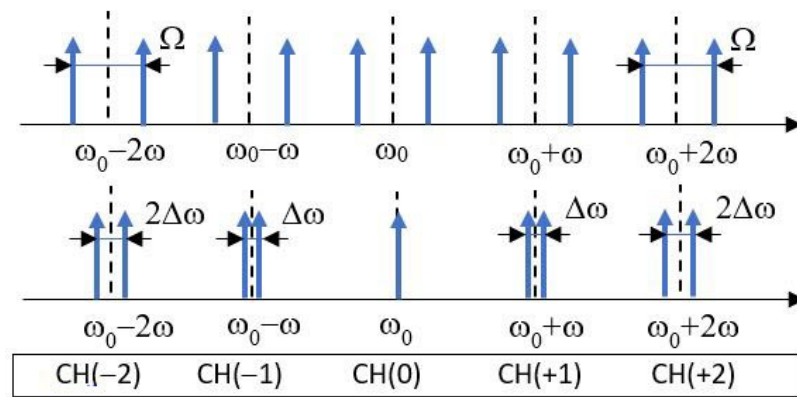
Равенства в формулах (9) выполняются при  $m = 1,84$  и  $j = 0,5$ .

Приведем спектры двухкомпонентной оптической гребенки (рис. 9, а) и двухчастотных несущих в каналах частотно-разнесенной пятиэлементной антенной решетки (рис. 9, б). Оптические сигналы обеих двухкомпонентных оптических гребенок через оптический объединитель поступают в демультиплексор, в котором делятся на  $N$  каналов (в нашем примере пять), соответствующих числу антенн частотно-разнесенной антенной решетки: СН–2, СН–1, СН+1, СН+2.

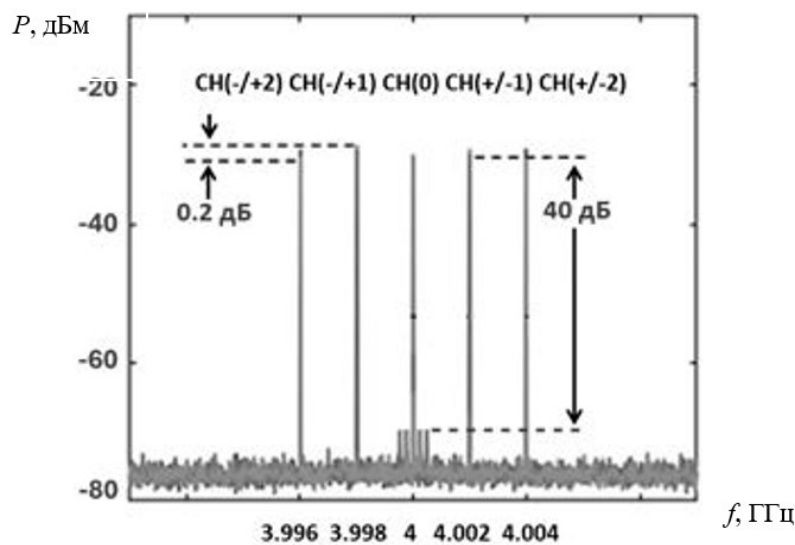
Далее они отправляются на каналные фотоприемники, в которых генерируются двухчастотные радионесущие:

$$I_{CH\pm N} = \xi_1 \xi_2 \Re \cos \{ 2\pi [ f \pm n(\Delta f) ] \} t, \quad (10)$$

где  $\xi_{1,2}$  – амплитудные величины, определяемые биениями амплитуд составляющих обеих двухкомпонентных оптических гребенок;  $\Re$  – чувствительность фотоприемника,  $f = 2\pi/\Omega$ ,  $\Delta f = 2\pi/\Delta\omega$ ,  $|n| = |N|$ .



а



б

Рис. 9. Спектры двухкомпонентной оптической гребенки (а) и двухчастотных несущих (б) в каналах пятиэлементной ЧРАР

Как показано в формуле (10) и на рис. 9, б, схема генерирует сигнал формирования диаграммы направленности частотно-разнесенной антенной решетки с центральной частотой  $f$  и с двумя радионесущими со смещением частоты  $\pm \Delta f$  и  $\pm 2\Delta f$  при более высокой чистоте спектра 40 дБм, что в основном объясняется преимуществами использования в схеме tandemного амплитудно-фазового модулятора [18, 19].

Сравнительный анализ характеристик формирователей двухчастотных радионесущих для частотно-разнесенной антенной решетки радиотехнического транспортного домена продемонстрировал преимущества реализации предложенного метода по сравнению с существующими подходами (Табл. 2).

Таблица 2. Сравнение характеристик радиофотонных формирователей ДН ЧРАР

Основные элементы формирователя двухкомпонентной оптической гребенки	Спектральная чистота, дБм	Разрешение по дальности, м	Разрешение по углу, град
1	2	3	4
Пять PDM-DPMZM [8]	35	40	20
Три амплитудных модулятора Маха – Цендера [7]	23,3	45	22

1	2	3	4
Амплитудный модулятор Маха – Цендера, тандемный амплитудно-фазовый модулятор, амплитудный модулятор Маха – Цендера [13]	40	30	15

Преимущества полученного решения.

1. Смещение частоты и центральную частоту можно гибко настраивать регулировкой частот одночастотного и двухчастотного сигнала. Оптоэлектронная широкополосная характеристика обеспечивает широкополосную генерацию диаграммообразующих сигналов частотно-разнесенной антенной решетки, повышая пространственное разрешение системы связи 5G.

2. Большое число каналов и более точное сканирование могут быть получено с помощью двухкомпонентных оптических гребенок с большим количеством компонент или применением нескольких схем генерации двухчастотных радионесущих с различными смещениями частоты.

### Заключение

В работе проведён анализ ключевых ограничений современных радиолокационных систем, связанных с необходимостью обработки СШП сигналов, обеспечением когерентности и подавлением фазового шума, а также проблемами формирования луча в широкополосных АФАР.

Показано, что традиционные электронные решения сталкиваются с фундаментальными барьерами, такими как «аналоговый барьер» АЦП и частотный увод луча. Радиофотоника предлагает эффективные механизмы преодоления этих ограничений за счёт использования фотонных АЦП с временной растяжкой, оптических гетеродинов и формирователей с истинной временной задержкой. Отдельно предложено формирование ДН на двух несущих для ЧРАР.

Рассмотренные подходы демонстрируют потенциал значительного повышения разрешающей способности, устойчивости к помехам и энергоэффективности РЛС нового поколения. Дальнейшие исследования должны быть направлены на интеграцию фотонных компонентов в компактные и надёжные модули (фотонные интегральные схемы), а также на разработку стандартов интерфейсов для гибридных радиофотонных систем.

Таким образом, радиофотоника является стратегическим направлением развития радиолокации, обеспечивающим переход к когнитивным и адаптивным системам в условиях перегруженного спектра ситуационной обстановки.

*Работа выполнена в рамках государственного задания FZSU-2026-0009, рег. номер НИОКТР 126020516512-7.*

### Список литературы

1. Skolnik, M. I. Introduction to Radar Systems / M. I. Skolnik. – 3rd ed. – New York: McGraw-Hill, 2001. – 772 p.
2. Richards, M. A. Principles of Modern Radar: Basic Principles / M. A. Richards, J. A. Scheer, W. A. Holm. – Raleigh : SciTech Publishing, 2010. – 924 p.
3. Gurbuz, S. Z. An Overview of Cognitive Radar: Past, Present, and Future / S. Z. Gurbuz, H. D. Griffiths, A. Charlish // IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine. – 2019. – Vol. 34, No. 12. – P. 6–20.

4. Mailloux, R. J. *Phased Array Antenna Handbook* / R. J. Mailloux. – 4th ed. – Norwood : Artech House, 2018. – 494 p.
5. Walden, R. H. Analog-to-digital converter survey and analysis / R. H. Walden // *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*. – 1999. – Vol. 17, No. 4. – P. 539–550.
6. Kojima, K. Phase-noise analysis of optically generated millimeter-wave signals from a phase-locked loop using a balanced photodetector / K. Kojima, K. I. Kitayama, T. Kuri et al. // *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. – 2010. – Vol. 58, No. 11. – P. 3035–3043.
7. Valley, G. C. Photonic analog-to-digital converters / G. C. Valley // *Optics Express*. – 2007. – Vol. 15, No. 5. – P. 1955–1982.
8. Khilo, A. Photonic ADC: overcoming the bottleneck of electronic jitter / A. Khilo, S. J. Spector, M. E. Grein, [et al.] // *Optics Express*. – 2012. – Vol. 20, No. 4. – P. 4454–4469.
9. Fortier, T. Optical frequency comb technology for ultra-broadband radio-frequency photonics / T. Fortier, E. Baumann, F. Quinlan, [et al.] // *Laser & Photonics Reviews*. – 2013. – Vol. 7, No. 1. – P. 1–22.
10. Li, J. Laser frequency combs for coherent optical communications / J. Li, T. G. Giallorenzi, M. A. Ali et al. // *Journal of Lightwave Technology*. – 2019. – Vol. 37, No. 6. – P. 1507–1518.
11. Zhuang, L. Programmable photonic signal processor chip for radiofrequency applications / L. Zhuang, C. G. H. Roeloffzen, M. Hoekman et al. // *Optica*. – 2015. – Vol. 2, No. 10. – P. 854–859.
12. Capmany, J. Microwave photonic signal processing / J. Capmany, D. Novak // *Journal of Lightwave Technology*. – 2013. – Vol. 31, No. 4. – P. 571–586.
13. Al-Mufti, A.M. Method for generating frequency-diversified two-component optical combs for use in 5G communication systems of unmanned aerial vehicles / A.M. Al-Mufti, G.S. Potapov, A.A. Kuznetsov, A.V. Burdin, Manish T. // *Aviation Technology*. – 2025. – No.4. – P. 78-82. (Q4)
14. Nusenu S. Frequency Diverse Array Antennas: from Their Origin to Their Application in Modern Wireless Systems / S. Nusenu, A. Basit // *Journal of Computer Networks and Communications*. – 2018. – Vol. 2018. – Iss. 1. – Article № 5815678.
15. Giannakopoulos G. Phased Array Antennas for 5G and beyond: Innovations and implementation challenges / G. Giannakopoulos, K.M. Shaikh // *Journal of Cognitive Computing and Cybernetic Innovations*. – 2025. – Vol. 1. – № 1. – Pp. 42–50.
16. Huiyun Tang. Photonic Generation of Dual-Carrier Signals Using Optical Frequency Comb Pair for Frequency Diverse Array / Huiyun Tang et al. // *Journal of Lightwave Technology*. – 2025. – Vol. 43. – Iss. 17. – P. 8093–8099.
17. Jiajun Tan. Wideband and Flexible Beamforming of Frequency Diverse Array Based on Microwave Photonic Dual-Carrier Signal Generation / Jiajun Tan et al. // *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. – 2025. – Vol. 73. – Iss. 9. – P. 6774–6786.
18. Morozov O.G. Two-Frequency Analysis of Fiber-Optic Structures / O.G. Morozov et al. // *Proc. SPIE*. 2006. – Vol. 6277. – Article № 62770E.
19. Khabibullin R.A. Methods of Spectrally Pure Two-Frequency Radiation Forming for Terahertz Carriers Generation in Optical Range / R.A. Khabibullin et al. // *Proc. of the Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications, Kazan, Russia, July 3–4, 2017*. – P. 1–5.

## A MULTI-CHANNEL ULTRA-WIDEBAND RECEIVER FOR RADAR SYSTEMS. ANALYSIS OF ELECTRONIC AND PHOTONIC SOLUTIONS

*A.S. Belov, O.G. Morozov, G.S. Potapov, I.T. Sharipov*

Kazan National Research Technical University named after A.N. Tupolev-KAI  
10, K. Marx str., Kazan, 420111, Russian Federation

**Abstract.** This paper presents an analysis of electronic and photonic solutions for constructing multi-channel ultra-wideband receiver channels for radar systems. The key challenges of modern radar are formulated: the "analog barrier" of analog-to-digital converters (ADCs) during direct digitization of wideband signals, phase noise of local oscillators and reference frequency distributions, detection of small targets against the background of powerful reflection from the underlying surface, frequency beam drift in wideband phased antenna arrays and the spectral coexistence of various systems in an overloaded spectrum. It is shown that radio photonics - photonic ADCs with time stretching, optical heterodyne sources and distribution of radio heterodyne radiation along the fiber, photonic beamformers (BP) with a true time delay and optical spectral processing - provide physical mechanisms for overcoming these limitations. A new direction for the development of radio photonics in the studied area is proposed for consideration - frequency-separated antenna arrays for forming BPs using two carriers and radio photonic formers for their implementation. The comparative advantages of photonic and electronic solutions are discussed, as well as unresolved engineering challenges: hybrid ADC frontends, integration and miniaturization of photonic integrated circuits, energy efficiency, and interface standardization. The review concludes that the strategic inevitability of implementing microwave photonic technologies in next-generation radars is imperative.

**Keywords:** microwave photonics, photonic ADC, optical local oscillator, phased array antenna, true time delay, frequency-diversity antenna array, cognitive radar, low-probability-of-intercept signals, spatiotemporal adaptive processing, spectral coexistence.

Статья представлена в редакцию 15 января 2026 г.