

Концепция разработки ЛЧМ-радаров для обнаружения БПЛА

En FMCW radar for UAV defense systems development concept

O. A. Vasiliev,
PhD (Eng.), General Director
rsjet@mail.ru

D. A. Vinogradov,
Head Engineer
rs@radioservice.ru

S. A. Moiseev,
Director
info@radioservice.ru

Radioservice LLC

The article considers doppler radar development concept for defense systems against unmanned aerials vehicles (UAV). Radar is needed for solving tasks of detection, range and velocity measurements and also azimuth coordinate of moving object with a small radar cross section. Effective solution of this problem is radar with frequency modulated continuous wave (FMCW). The estimation of the technical parameters is presented with the block-scheme of the chosen radar variant. The radar structure shows the original design for convolution of received and reference signals and bin-signals filtering. Also presented the procedures for using the range-doppler gruff and CA-CFAR detector with sliding window to solve the task of target detection by the constant false alarm rates criteria. The main parameters of experimental radar are presented.

Keywords: radar, FMCW, convolution, bin-signals, twodimension FFT, CA-CFAR detector, range-Doppler gruff, UAV, MIMO

В статье предложена концепция и приведено обоснование выбора направлений разработки доплеровского радара для комплекса защиты от несанкционированных беспилотных летательных аппаратов (БПЛА). В задачи радара входят обнаружение, измерение наклонной дальности и скорости движения, а также определение азимутальной координаты движущегося объекта с малой эффективной площадью рассеяния (ЭПР). Эффективным решением проблемы является радиолокатор с непрерывным линейным частотно модулированным (ЛЧМ) зондирующим сигналом. Применение таких зондирующих сигналов позволяет значительно снизить пиковую мощность радара и уменьшить его массогабаритные и стоимостные характеристики. Представлен расчет основных параметров и приведена структурная блок-схема радара с оригинальным решением проблемы свертки и фильтрации сигналов биений. Уделено внимание выбору алгоритмов цифровой обработки радиолокационных сигналов, позволяющих упростить вычисления. Подробно описаны процедуры построения дальностно-доплеровского портрета и CA-CFAR-детектора со скользящим окном, позволяющего решать проблему обнаружения целей по критерию постоянной ложной тревоги. Приводятся основные параметры макета экспериментального радара.

Ключевые слова: радар, ЛЧМ-сигнал, свертка, биения, двумерное быстрое преобразование Фурье, дальностно-доплеровский портрет, CFAR-детектор, беспилотный летательный аппарат (БПЛА), принцип MIMO

Олег Александрович Васильев,
кандидат технических наук,
генеральный директор
rsjet@mail.ru

Дмитрий Александрович Виноградов,
главный инженер
rs@radioservice.ru

Сергей Александрович Моисеев,
директор
info@radioservice.ru

ООО НПФ «Радиосервис»

Принципы работы радара с ЛЧМ-сигналом

Практически все известные прототипы радаров с круговым обзором, предназначенных для обнару-

жения малозаметных низколетящих целей типа БПЛА и использующих квазинепрерывную ЛЧМ, работают по приблизительно одинаковым алгоритмам и имеют схожую структуру: опорно-поворотное устройство (ОПУ) или мотор-редуктор с установленной антенной системой, приемопередатчик, систему цифровой обработки сигнала (ЦОС) или вычислитель, а также систему отображения радиолокационной информации в виде дисплея или компьютера. Передатчик радара формирует и излучает пакеты радиоимпульсов с ЛЧМ. Приемник принимает отраженный сигнал и после свертки с опорным сигналом выдает результат в виде биений на систему обработки.

Большинство исследуемых разработчиками прототипов с круговым обзором используют антенную систему из двух идентичных антенн, каждая из которых представляет собой горизонтальную линейку патч-антенн, рассчитанных на диапазон рабочих частот радара. В основном такие радары используют X-диапазон частот. Разрешение по азимуту зависит от ширины диаграммы направленности антенн и лежит в пределах от одного до единиц градусов, в то время как по углу места диаграмма может быть до 30 и более градусов. Во многом параметры радара определяются задаваемым размером пачки ЛЧМ-импульсов и скоростью изменения частоты, то есть девиацией частоты и длительностью зондирующего импульса.

Напомним вкратце принцип работы радара с ЛЧМ зондирующим сигналом. Формируемый радаром сигнал с внутриимпульсной линейной частотной модуляцией подается на делитель мощности, где разветвляется на два канала. С выхода одного канала зондирующий ЛЧМ-сигнал излучается передающей антенной в направлении контролируемого пространства в виде узконаправленного по азимутальной координате луча. Отраженный сигнал принимается приемной антенной с параметрами, идентичными параметрам передающей антенны. После усиления в при-

емном тракте входной сигнал подается на смеситель, на опорный вход которого поступает сигнал с выхода второго канала делителя мощности. Выходной сигнал смесителя (свертка) поступает на устройство ЦОС, где производится его преобразование в цифровую форму, после чего с помощью алгоритма дискретного преобразования Фурье (ДПФ) рассчитывается спектр свертки принятого и опорного сигналов. При этом амплитуда каждой из составляющих спектра сигнала биений пропорциональна эффективной площади рассеяния цели, а частота – его дальности. Полученные данные через интерфейс USB-3.1 либо Ethernet поступают в компьютер для дальнейшей вторичной обработки радиолокационной информации, отображения на экране и принятия решения.

В настоящее время используются два основных способа формирования зондирующего и опорного сигналов с ЛЧМ-модуляцией: технология прямого цифрового синтеза (DDS) с последующей модуляцией высокочастотной несущей [3] и прямой синтез СВЧ-сигнала с линейно изменяемой частотой непосредственно в цифровом синтезаторе. Кроме того, приемник радара с ЛЧМ зондирующим сигналом может строиться как по схеме прямого преобразования, так и по схеме супергетеро-

дина. В нашем случае мы остановились на втором варианте, позволившем использовать многие наработки из анализатора спектра реального времени и мониторингового приемника «Радиян». Выбранная разработчиками структурная схема радара представлена на рис. 1.

Радар формирует два ЛЧМ-сигнала: один на передатчике ПРД – 9,4 ГГц, второй на гетеродине радиоприемного устройства – 9,54 ГГц с девиацией порядка 50...100 МГц. Оба синтезатора программируются одинаково, но с разными частотами старта. Для того чтобы старт производился синхронно, управление организуется одним и тем же сигналом. Длительность импульса ЛЧМ или интервал между импульсами зондирования, включая время на калибровку синтеза, если требуется, или обратный ход, выбирается равным 200...400 мкс. Опорная частота синтезаторов поступает с общего термостатированного кварцевого генератора, либо с внешнего высокостабильного генератора. При соответствующем подборе антенн радар может работать в диапазоне от 6 до 15 ГГц.

После свертки принятого сигнала и сигнала гетеродина получаем сигнал на промежуточной частоте (ПЧ) 140 МГц, ширина спектра которого будет не более 2000 кГц, что соответствует максимальной дальности

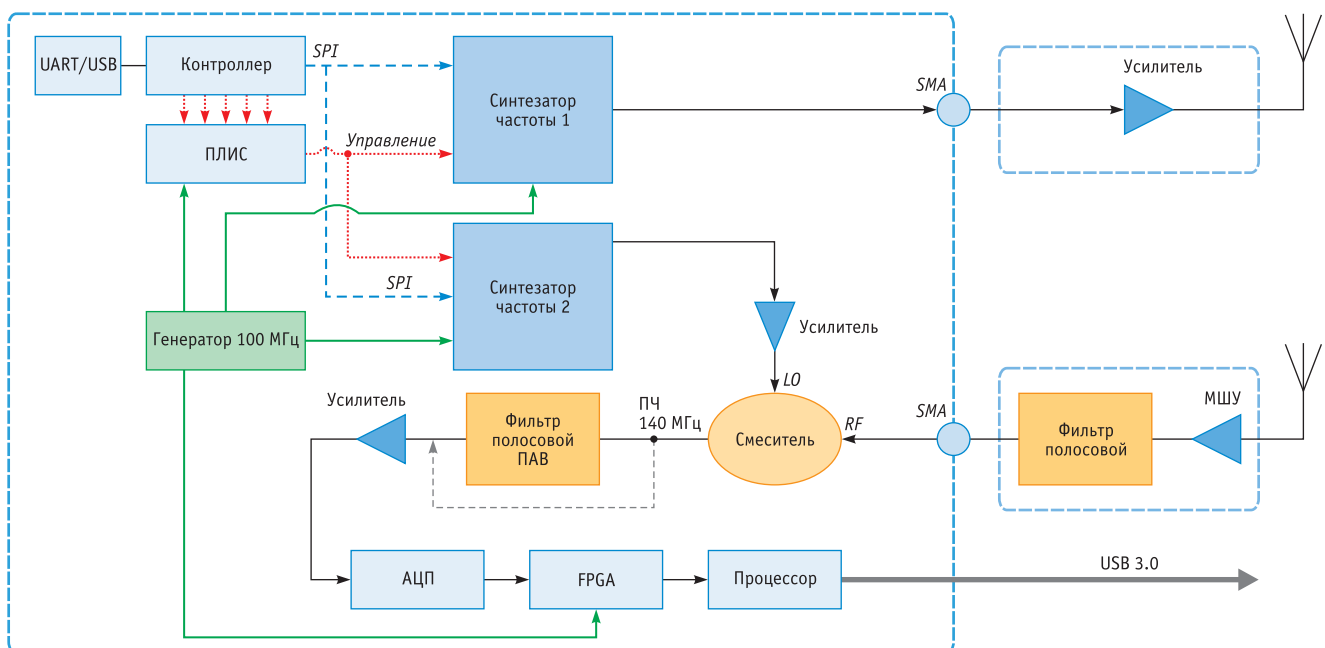


Рис. 1. Структурная схема радара с непрерывным ЛЧМ-сигналом

1,5 км при девиации ЛЧМ не более 100 МГц.

Расчет основных параметров радара

При расчете основных параметров радара будем исходить из того, что на диаграмму направленности (ДН) приходится не менее трех измерений. Одно измерение – это прием и обработка пачки. Учитывая, что максимальная скорость цели – квадрокоптера – 60 км/ч или 30 м/с, и используя антенну с диаграммой направленности 9 град. по азимуту и 36 град. по углу места, выбираем номинальную скорость обзора 9 с на один оборот. Тогда число измерений за один оборот будет

$$360 \text{ град.} / 9 \text{ град.} \times 3 = 120,$$

а длительность пачки – 75 мс. Если число импульсов выбрать равным 256, то интервал зондирования будет равен длительности пачки деленной на число импульсов

$$75 \text{ мс} / 256 = 293 \text{ мкс.}$$

Если ширину ДН уменьшить на 1 град., то число измерений за один оборот возрастет до $45 \times 3 = 135$. Отсюда, соответственно, время одного измерения, или максимальная длительность пачки составит

$$9 \text{ с} / 135 = 66,6 \text{ мс.}$$

Делим на 256 и получаем длительность интервала $T = 260,416 \text{ мкс.}$

Отметим, что требуемая скорость изменения частоты – более 200 кГц/мкс, тогда как в морских и речных радарах, а также в радарах для охраны периметра типа M1000 или «Река», она составляет величину порядка 30 кГц/мкс, то есть почти на порядок меньше.

Исходя из максимальной и минимальной дальностей и требуемого разрешения по дальности, можно получить коэффициент пересчета шкалы биений в шкалу дальностей. К этому вопросу вернемся ниже при рассмотрении вопроса о первичной обработке в ЦОС.

Отметим, что для точного определения пеленга и синхронизации механики ОПУ и излучаемых пачек необходимо наличие энкодера.

Первичная обработка сигнала в системе ЦОС

После свертки принятого сигнала и сигнала гетеродина получаем сигнал на ПЧ 140 МГц, ширина спектра которого будет определяться требуемой максимальной дальностью и скоростью изменения частоты в ЛЧМ-импульсе. Частота среза интегрирующего фильтра рассчитывается по формуле:

$$F_{\text{среза}} = R_{\text{max}} \times 2F_{\text{девиации}} / cT,$$

где c – скорость света, а T – период зондирования.

Соответственно, по Найквисту, $F_{\text{sample}} = 2F_{\text{среза}}$. Для выбранных выше параметров получаем для дальности 1,5 км при девиации ЛЧМ 51,2 МГц и $T = 268,1 \text{ мкс}$ частоту среза равной 1,910 МГц.

В нашей модели радара использована система ЦОС, аналогичная приемнику «Радан». Если в ней ничего не менять, то картина на выходе (на дисплее) будет похожа на спектр сигналов в FM-диапазоне в режиме реального времени. Грубо говоря, каждую радиостанцию можно интерпретировать как отклик на дисплее радара. Схема управления радаром и концепция конструкции практически целиком взяты из приемника «Радан». Напомним, как функционирует плата ЦОС в анализаторе спектра реального времени.

Принятый сигнал после прохождения линейного аналогового тракта поступает с выхода усилителя ПЧ, имеющего полосу пропускания 20 МГц, на плату ЦОС, где оцифровывается 16-разрядным АЦП с тактовой частотой $F_{\text{sample}} = 81,92 \text{ МГц}$, децимируется с коэффициентом 4, проходит цифровую фильтрацию, раскладывается в DDC (*Digital Down-Converter*, цифровой конвертер вниз или, по-другому, цифровой понижающий преобразователь) на квадратуры I/Q и через цифровой сигнальный процессор (*Digital Signal Processor, DSP*), формирующий порт USB-3.1, поступает в компьютер. Эта часть обработки делается аппаратно на программируемой матрице (FPGA).

В радаре же принятый сигнал после свертки в смесителе и аппа-

ратной обработки на плате ЦОС, как указывалось выше, аналогичной плате анализатора (мониторингового приемника), поступает в компьютер в виде потока комплексных отсчетов I/Q. Фактически в радаре используется режим анализа спектра в режиме реального времени. Для получения частотного разрешения ДПФ в 5 кГц необходимо «накопить» в компьютере выборку длительностью не менее 200 мкс. При заданном такте АЦП за время, равное 200 мкс, выборка будет содержать 4096 комплексных 16-разрядных отсчетов сигнала. Расчет спектра даст 4096 точек комплексного спектра. После расчета мощности и отбрасывания крайних точек получаем спектральную плотность в полосе 20 МГц для вывода на экран. В режиме анализатора спектра реального времени (RT) приемник анализатора, как и в радаре, не перестраивается, и поток данных I/Q поступает в компьютер непрерывно. Максимальная полоса анализа 20 МГц соответствует максимальной скорости потока: $2048 \times 10\,000$ комплексных 16-битных отсчетов I/Q.

Полосу анализа и скорость потока можно уменьшить, изменяя коэффициент децимации в аппаратном DDC. Для этого надо просто выбрать требуемую полосу анализа в меню управляющей программы. Обнаруженный сигнал в виде биений или спектральной составляющей, соответствующей определенной дальности до цели, может быть выделен настройкой цифрового генератора (*Numerically-Controlled Oscillator, NCO*) в наборе команд, предлагаемом программой. Это позволяет определить зону, в которой следует ожидать появления полезного сигнала биений и осуществлять фильтрацию помех [2, 9]. Такой режим очень полезен при настройке радара в «наведенном» режиме, то есть без обзора с наведением на предполагаемую цель.

Итак, в режиме реального времени мы можем программно управлять фильтром DDC и получать требуемую децимацию. Именно поэтому и выбрана полоса в 2,56 МГц как ближайшая к рассчитанной выше полосе интегрирующего фильтра $F_{\text{среза}} = 1910 \text{ кГц}$. При этом цифровой поток через USB-3.1 уменьшит-

ся до 2 560 000 комплексных значений I/Q в секунду, то есть в 8 раз по сравнению с максимальной полосой 20,48 МГц.

Возможно, для нашего варианта ЦОС в радаре было бы удобнее взять длительность импульса зондирования T кратную интервалу такта, например, для $F_{\text{sample}} = 5,12$ МГц и 512 точек спектра сигнала биений для шкалы наклонной дальности (дальностного портрета):

$$T = 1 / 2,56 \text{ МГц} \times 512 = 200 \text{ мкс.}$$

При накоплении сигнала длительностью 200 мкс разрешение по частоте составит 5 кГц, а по дальности – около 5 м.

В программе установок параметров зондирующего сигнала радара и вариантов обработки заданы пределы вариации этих параметров. Можно выбрать и иную тактовую частоту АЦП, например, 100 либо 102,4 МГц.

Алгоритм обработки сигнала биений

Обработка пачки зондирующих импульсов соответствует одному измерению наклонной дальности до цели, скорости и направления ее движения, а также азимутального пеленга цели радаром. Для измерения дальности и скорости удобно использовать понятие дальностно-доплеровского портрета (ДДП). Алгоритм обработки пачки, необходимой для усреднения данных и повышения отношения «сигнал/шум», подробно описан в массе источников [например, 1, 2, 6, 8, 9].

Рассмотрим процесс формирования ДДП измерения в зоне обзора,

иллюстрируемый блок-схемой на рис. 2.

Пачка в 256 импульсов на выходе платы ЦОС представляет собой двумерную матрицу комплексных отсчетов сигнала биений размерностью $M \times N$, где M – количество комплексных отсчетов сигнала биений, требующееся для получения заданного разрешения по дальности или по частоте в спектре сигнала биений, а N – количество импульсов в пачке. Иными словами, в буферную память записывается массив выборок I/Q объемом 512×256 . К каждой строке исходной матрицы применяется ДПФ с выбранным разрешением – 512 точек (выборок отсчетов сигнала за время свертки). При этом идет формирование набора дальностных портретов зоны обзора, число которых равно числу импульсов зондирования в пачке (256 спектров). Если из массива комплексных отсчетов отобрать только соответствующие определенной дальности (256 значений), следующие через интервал, равный периоду зондирования, то выполняя ДПФ над столбцом матрицы или строкой транспонированной матрицы, получим распределение спектральной плотности сигнала биений, имеющего доплеровское смещение по частоте. Смещение максимума огибающей спектральной плотности отклика вдоль столбца или из столбца в соседний столбец и есть доплеровская частота, то есть признак движения цели или движущейся помехи. Поэтому портрет и назван дальностно-доплеровским, имеющим размерность в метрах по дальности и метрах в секунду по скорости (доплеровской частоте). Отметим, что в системах с цифро-

вым формированием луча, либо имеющим несколько каналов передачи и приема для определения координат цели (*Multiple Input Multiple Output*, МИМО), пропорционально возрастает объем требуемых вычислений, а соответственно, и удорожание системы ЦОС и вычислителя [10]. При большой зоне обзора задача становится трудновыполнимой.

Рассмотрим пределы доплеровского смещения частоты и определим шаг частоты Доплера на ДДП. Величина сдвига частоты зависит только от скорости движения цели и длины волны зондирующего сигнала или от несущей частоты. Принимая максимальную скорость равной $V = 30$ м/с, а минимальную – 0,3 м/с, для несущей частоты 10 ГГц получаем максимальный доплеровский сдвиг равным

$$F_{\text{доп. макс.}} = (V/c) \times 2F_0 = 2 \text{ кГц}$$

и, соответственно, минимальный – 20 Гц. Шаг по шкале доплеровской частоты при расчете 256 точек ДПФ будет равен величине порядка $2 \text{ кГц} / 256 = 7 \text{ Гц}$.

Данные, полученные в дальностно-доплеровской матрице, подлежат обработке в модуле CFAR (*Constant False Alarm Rate*, постоянная частота ложных срабатываний), формирующем адаптивный порог принятия решения об обнаружении цели по критерию постоянной ложной тревоги. На сегодняшний день существует достаточно большое количество модификаций алгоритма CFAR, отличающихся элементами логики и соответствующих различным моделям сигнала, шумов и помех. В большинстве работ, посвященных выбору алгоритма форми-

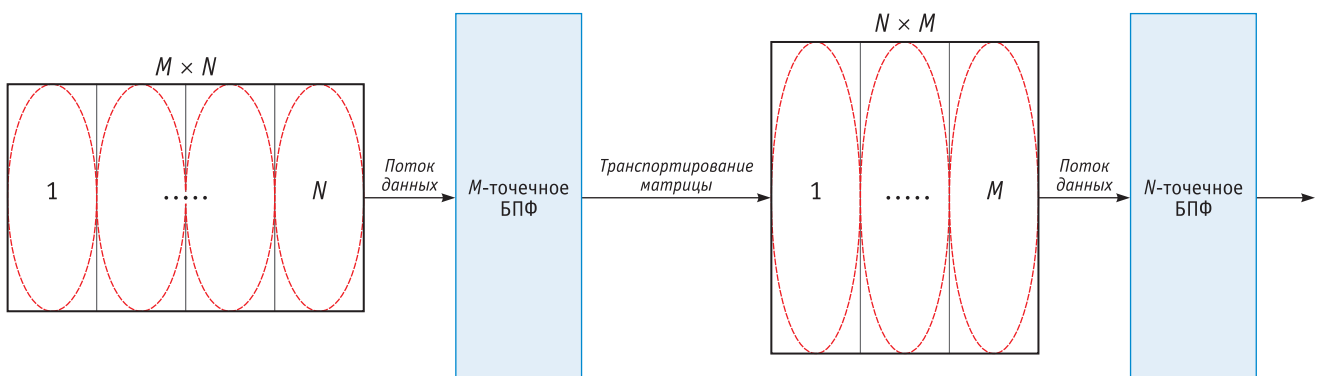


Рис. 2. Блок-схема алгоритма двумерного быстрого преобразования Фурье

рования адаптивного порога, предпочтение отдается двум модификациям: Cell-Averaging CFAR (CA-CFAR) и Order-Statistic CFAR (OS-CFAR).

В первом варианте алгоритма, блок-схема которого представлена на рис. 3, порог обнаружения определяется на основе оценки средней мощности опорных ячеек дальности/скорости, составляющих скользящее окно с усреднением отсчетов мощности в нем (CFAR-фильтр). Очевидно, что фильтрация при малой апертуре фильтра будет приводить к росту ложных обнаружений,

а при большой – к «маскированию» слабого сигнала расположенными близко к нему сильными. CA-CFAR алгоритм больше подходит для работы лоатора в однородной среде, например, в морских условиях.

Модификация OS-CFAR преодолевает эффект «маскирования». В этом случае вместо простого усреднения используется алгоритм порядковых статистик [7]. Этот алгоритм хорошо работает в условиях присутствия нескольких целей или помех, статистика которых отлична от нормального распределения.

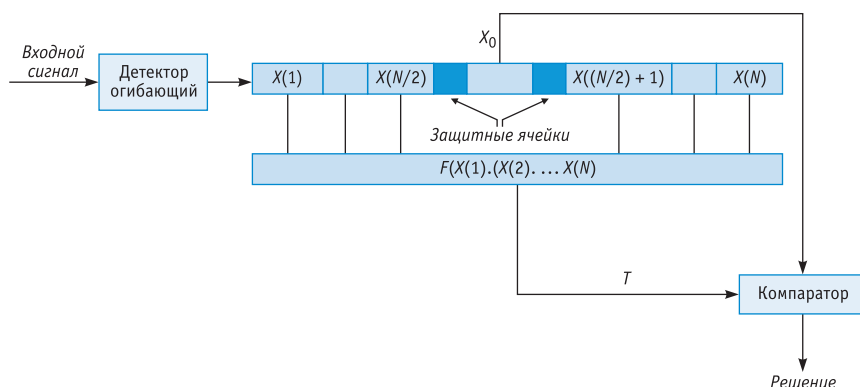


Рис. 3. Блок-схема алгоритма CA-CFAR-детектора

Оценка наклонной дальности и скорости движения цели соответствует положению максимумов огибающих спектров на ДДП, то есть простому выбору номеров ячеек из двумерной матрицы в случае превышения порога сигналом биений в контролируемой ячейки детектора CFAR. Алгоритмы работы детекторов CFAR со скользящим окном позволяют существенно сократить размер области контролируемых ячеек, а следовательно, и объем вычислений. Представленный алгоритм вторичной обработки сигнала биений подразумевает обработку в режиме реального времени, которую можно осуществить с помощью вычислителей на программируемых логических интегральных схемах (ПЛИС) и процессоров требуемой архитектуры. Современные компьютеры с многоядерными и графическими процессорами вполне могут решать подобные задачи с весьма незначительной задержкой во времени, но этот вопрос требует отдельного рассмотрения.

Межпериодное усреднение амплитуд сигналов в отдельных кана-

Таблица. Технические характеристики экспериментального радара

№ п/п	Характеристика	Показатель
1	Излучаемая мощность, Вт	2
2	Режим работы	Доплеровский
3	Определяемые координаты цели	Наклонная дальность, азимут, доплеровская скорость
4	Режим излучения	Квазинепрерывный ЛЧМ-сигнал
5	Диапазон частот излучения, МГц	9300...9500
6	Ширина полосы девиации, МГц	51,2...102,4
7	Ширина ДН антенны в горизонтальной плоскости, град.	9
8	Ширина ДН антенны в вертикальной плоскости, град.	36
9	Угол наклона антенны, град.	0...45
10	Масштаб шкалы дальности, м	1500
11	Разрешение по дальности, м	5
12	Минимальная обнаруживаемая скорость, м/с	0,3
13	Максимальная обнаруживаемая скорость, м/с	30
14	Вид обзора	Круговой, вращение по часовой стрелке
15	Минимальная скорость вращения антенн, об./мин.	5 (период – 12 с)
16	Максимальная скорость вращения антенн, об./мин.	24 (период – 2,4 с)
17	Номинальная скорость вращения при 3-х изм. на диаграмму, об./мин.	6,6 (период – 9 с)
18	Интерфейс обмена данными	USB-3,1; Ethernet 1 Гбит
19	Напряжение питания, В	24

Квантовая угроза безопасности технологии блокчейн.

Учебно-методическое пособие



Сегодня мы наблюдаем рост внимания к технологии блокчейн и распределенного реестра (*Distributed Ledger Technology, DLT*). Однако большинство криптопримитивов, применяемых в блокчейне, в том числе хэш-функции, электронные подписи, асимметричные криптографические алгоритмы и соответствующие протоколы уже не являются квантово-устойчивыми. На текущий момент уже известны эффективные квантовые алгоритмы, в частности, алгоритм Шора для факторизации и дискретного логарифмирования, которые могут быть успешно применены для взлома перечисленных криптопримитивов.

Предложена новая постановка задачи обеспечения киберустойчивости блокчейн-экосистем и платформ в условиях квантовых кибератак злоумышленников на основе авторских моделей и методов. Настоящий материал является первой работой по упомянутой проблеме и содержит результаты не только качественного, но и количественного изучения квантовой устойчивости блокчейн-экосистем и платформ государства и бизнеса, и представляет теоретический и практический интерес для специалистов в области компьютерных наук и информационных технологий.

Ознакомиться с подробным содержанием пособия и оформить заказ можно на сайте www.inside-zr.ru

лах дальности позволяет получить одномерный усредненный дальностный портрет зоны обзора. Поскольку предполагается, что радар будет располагаться стационарно, фильтрация пассивных помех может быть осуществлена простым вычитанием усредненной спектральной плотности сигнала биений, то есть отклика от неподвижных объектов и помех от подстилающей поверхности типа воды, листвы и т. д., из дальностного портрета цикла измерений.

Надо заметить, что определение скорости движения цели типа мультикоптера может быть затруднено вследствие многомодальности спектра доплеровских частот (что обусловлено влиянием пропеллеров и ракурса цели на ЭПР). Однако этот эффект может быть одним из признаков, используемых для распознавания цели [4, 5].



Рис. 4. Общий вид макета экспериментального ЛЧМ-радара

В заключение имеет смысл привести некоторые характеристики разработанного макета экспериментального радара, которые представлены в таблице (его общий вид приведен на рис. 4). ■

ЛИТЕРАТУРА

1. Купряшкин И. Ф., Лихачев В. П., Рязанцев Л. Б. Малогабаритные многофункциональные РЛС с непрерывным частотно-модулированным излучением. – М.: Радиотехника. – 2020. – 288 с.
2. Купряшкин И. Ф., Соколик Н. В. Алгоритм обработки сигналов в радиолокационной си-

стеме с непрерывным частотно-модулированным излучением в интересах обнаружения малозаметных воздушных объектов, оценки их дальности и скорости движения // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. – 2019. – Т. 22, № 1. – С. 39–47. DOI: 10.32603/1993-8985-2019-22-1-39-47.

3. Карманов Ю. Т., Поваляев С. В. Характеристики радиолокационных дальнометров с ЛЧМ-зондирующими сигналами, синтезированными по цифровой технологии DDS // Вестник ЮУрГУ. Компьютерные технологии, управление, радиоэлектроника. – 2014. – № 1. – С. 14–22 [Электронный ресурс]. – URL:

<https://e.lanbook.com/journal/issue/296748/> (дата обращения: 15.11.2022).

4. Купряшкин И. Ф., Соколик Н. В. Моделирование дальностно-доплеровских портретов мультикоптеров, формируемых РЛС с непрерывным частотно-модулированным излучением // Журнал радиоэлектроники [электронный журнал]. – 2021. – № 3. DOI: 10.30898/1684-1719.2021.3.12.

5. Patel J. S., Fioranelli F., Anderson D. Review of radar classification and RCS characterisation techniques for small UAVs or drones // IET Radar, Sonar and Navigation. 2018. V.12, № 9. P. 911–919.

6. Hyun E., Kim S.-D., Choi J.-H., Yeom D.-J., Lee J.-H. Parallel and Pipelined Hardware Implementation of Radar Signal Processing for an FMCW Multi-channel Radar // Elektronika ir elektrotehnika. 2015. V. 21, № 2. P. 65–71. DOI:10.5755/j01.eee.21.2.7606.

7. Magaz B., Belouchrani A., Hamadouche M. Automatic threshold selection in OS-CFAR radar detection using information theoretic criteria // Progress In Electromagnetics Research B. 2011. V. 30. P. 157–175 [Электронный ресурс]. – URL: <https://www.researchgate.net/publication/271722623/> (дата обращения: 25.12.2022).

8. Djemal R., Belwafi K., Kaaniche W., Alshebeili S. A. An FPGA-Based Implementation of HW/SW architecture for CFAR Radar Target Detector [Электронный ресурс]. – URL:

<https://ieeexplore.ieee.org/document/6177358/> (дата обращения: 18.12.2022).

9. Yuan Y., Li W., Sun Zh., Zhang Y., Xiang H. Two-dimensional FFT and two-dimensional CA-CFR based on ZYNQ // IET International Radar Conference (IRC 2018) [Электронный ресурс]. – URL:

<http://creativecommons.org/licenses/by-nc-nd/3.0/> (дата обращения: 18.12.2022).

10. Meinel F., Schubert E., Kunert M., Blume H. Realtime FPGA-based Processing Unit for a High-Resolution Automotive MIMO Radar Platform [Электронный ресурс]. – URL:

<https://www.researchgate.net/publication/282150772/> (дата обращения: 25.12.2022).