

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

На правах рукописи

Буй Чи Тхань



**АЛГОРИТМЫ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ
В РАДИОЛОКАТОРАХ ПРЕДУПРЕЖДЕНИЯ СТОЛКНОВЕНИЙ
ТРАНСПОРТНЫХ СРЕДСТВ**

Специальность 05.12.14
«Радиолокация и радионавигация»

ДИССЕРТАЦИЯ
на соискание учёной
степени кандидата технических наук

Научный руководитель:
кандидат технических наук, доцент
Расторгуев Владимир Викторович

Москва – 2016

Содержание

	Введение	3
1	Постановка задачи исследования	17
1.1	Анализ состояния проблемы	17
1.2	Сравнение ослабления электромагнитных волн миллиметрового и инфракрасного диапазонов в гидрометеорах и пыли	21
2	Особенности проектирования РПС транспортных средств	33
2.1	Характеристики рассеяния ЭМВ на объектах лоцирования в РПС	33
2.2	Возможности повышения разрешающей способности РПС при измерении угловых координат объектов	44
2.3	Оценка влияния уровня боковых лепестков ДНА в РПС	50
2.4	Экспериментальный макет РПС	54
3	Разработка алгоритма измерения горизонтального вектора скорости транспортного средства с помощью РПС	59
3.1	Выбор метода измерения скорости движения автомобиля	59
3.2	Алгоритм измерения скорости движения автомобиля с помощью РПС	59
3.3	Возможности повышения точности алгоритма измерения скорости движения автомобиля	63
3.4	Оценка эффективности корреляционного алгоритма измерения скорости движения автомобиля	68
4	Оценка погрешности измерения координат наблюдаемых объектов в РПС	72
4.1	Флуктуации амплитуды спектра сигнала биений	72
4.2	Оценка погрешности измерения координат обочины дороги	75
4.3	Оценка погрешностей измерения угла отклонения строительной оси автомобиля от оси дороги и расстояния до границы дороги	79
5	Особенности формирования и отображения РЛИ в РПС	87
5.1	Особенности визуализации РЛИ в РПС	89
5.2	Метод нелинейного масштабирования РЛИ по азимуту	93
	Заключение	99
	Список сокращений и условных обозначений	101
	Список литературы	103

Введение

Актуальность работы

Одной из главных причин повышения количества несчастных случаев на дороге является ограниченная оптическая видимость, вызванная наличием дождя, тумана, снега, дыма, пыли и т.п. Эта проблема особенно обостряется в осенне-весенний период для участков движения на пересечённой местности с резкими (в десятки метров) перепадами высот. Ограниченная оптическая видимость приводит к серьёзным авариям, особенно в странах с большой плотностью автомобилей. Поэтому проблема обеспечения безопасного движения транспортных средств (ТС) в условиях ограниченной оптической видимости является чрезвычайно актуальной.

Развитие технологий создания информационных датчиков и микроконтроллеров приблизили распространение интеллектуальных систем безопасности, к которым относятся системы помощи водителю. С целью обеспечения безопасного движения автомобиля используются датчики видео и инфракрасного диапазонов, радарные, лазерные, ультразвуковые датчики, а также датчики дождя и освещения [57-61].

Системы безопасности становятся все более сложными в реализации, так как многочисленные признаки безопасности должны являться атрибутами одного и того же автомобиля, что предполагает сетевую архитектуру подключения информационных датчиков. Причём новые применения (такие, как обнаружение пешеходов) требуют одновременного выполнения функций обнаружения (опознавания) объекта или препятствия и их ранжирования по степени опасности.

Разнообразные информационные датчики являются неотъемлемой частью современных систем безопасности движения, например, систем адаптивного круиз-контроля (АКК) и будут служить важнейшими компонентами будущих интеллектуальных систем безопасности. Многие современные автомобили оборудуются системами помощи водителю и датчиками от таких компаний, как Bosch, Denso, Eaton, Hella, Melexis, Mitsubishi, Osram, Valeo и Raytheon [7]. И этот список постоянно расширяется.

Видеодатчики в системах АКК компании Bosch способны детектировать переменную область обзора - от нескольких сантиметров до 80 м и более, крупные и малые объекты, такие как, автомобили, препятствия, пешеходы, дорожные знаки, разметка дороги, предоставляя для обработки черно-белую или цветную информацию [10]. В компании Hella разработана система видеокамер, которая позволяет водителю видеть препятствия с широким углом обзора вплоть до заднего бампера [7]. Но присутствие снега, дождя, дыма и туманна с высокой плотностью является большим негативным фактором для работоспособности стандартных видеокамер.

В настоящее время на ТС начинают активно применяться ИК - камеры (Forward Looking InfraRed - FLIR), которые формируют изображение подобно обычным видеокамерам, но используют для этого не видимый свет ($0,75 \div 30$ мкм). Инфракрасная область электромагнитного спектра на границе видимого диапазона красного света включает три поддиапазона:

- ближний инфракрасный (Near Infrared Range – NIR) - примыкающий к видимому свету с длинами волн в диапазоне 0,7-1,3 мкм;
- средний инфракрасный (Near Infrared Range – MIR) с длинами волн в диапазоне 1,3 - 5 мкм;
- дальний инфракрасный (Far Infrared Range – FIR) - наибольшая часть инфракрасного спектра с длинами волн в диапазоне 3-30 мкм (8-12 и 15-30 мкм вследствие атмосферного поглощения).

Ключевое различие между этими поддиапазонами состоит в том, что диапазон FIR используются в пассивных ИК датчиках, которые фиксируют собственное температурное измерение объектом. Диапазоны NIR и MIR используются в активных ИК датчиках. Эти датчики, работают в режиме активной локации и используют отраженный от объектов сигнал в ИК диапазоне. Системы ночного видения, использующие ближний к инфракрасному NIR свет, собирают визуальную информацию в темноте, которая может быть использована для системы предупреждения водителя.

Активные системы ночного видения диапазона NIR производят компании Bosch, Hella, OSRAM и используют в своих автомобилях Компании Toyota и Mercedes. Например, Lexus LS470 Toyota с NIR системой ночного видения, включающей два активных ИК датчика. Область обзора этих датчиков: 17° по горизонтали и $12,75^\circ$ по вертикали [7].

Системы АКК с сенсорами NIR диапазона компаний Omron, Denso, Continental Siemens VDO, Hella дают возможность оценивать расстояние, скорость, различать множественные объекты по отдельности в широкой области обзора, а также производить с высокой точностью мониторинг полосы. Кроме того, эти сенсоры могут быть также использованы для реализации функций предупреждения/предотвращения аварий.

Ультразвуковые датчики помощи водителю при парковке, основанные на измерении расстояния между автомобилем и препятствием, имеют ограниченную дальность действия ($<10\text{м}$).

Важнейшим преимуществом радарных датчиков является их нечувствительность к погодным условиям, в отличие от лазерных, видео и ИК датчиков. Кроме того радары характеризуются большой дальностью действия, широкой областью обзора и высоким пространственным разрешением.

Таким образом, возможным путем решения проблемы безопасного движения ТС в условиях ограниченной оптической видимости может стать создание радиолокационных систем (РЛС) обзора местности, которые формируют изображение дороги и различных препятствий, расположенных как на дороге, так и около нее. Радарные системы позволяют обнаруживать, отслеживать объекты и обрабатывать изображения в реальном времени.

В зависимости от сложности и вариантов решения поставленных задач, радиолокационные системы обеспечения безопасности ТС могут быть разделены на следующие типы [1-4]:

1. Радары измерения дальности до других ТС и некоторых видов препятствий, а также их относительной скорости движения. Это простые устройства, ко-

торые должны решить только часть задачи, а именно предупреждение об опасном расстоянии до препятствий или других автомобилей в процессе движения.

2. Многофункциональные системы «радарного зрения – радиовидения», которые получают большое количество данных и позволяют формировать радиолокационные изображения дороги, автомобилей, окружающей среды, и измерять все необходимые параметры движения автомобиля – собственные и относительные дальности и скорости.

3. Радиолокационные системы, которые позволяют не только получать радиолокационные изображения, но и решать обратную задачу радиолокации – идентификацию типа объекта, вид препятствия, состояние дорожного покрытия и т.д.

4. Радиолокационные системы третьего типа, но используемые для автономного и автоматического управления движением автомобилем – наиболее сложный тип радиосистемы.

В настоящее время в мире для повышения безопасности движения ТС производится много радаров, в первую очередь для автомобилей и судов. По дальности работы автомобильные радиолокаторы предупреждения столкновения (РПС) подразделяют на радары: большой дальности (Long Range Radar - LRR) для систем АКК, средней дальности (Medium Range Radar - MRR) для предупреждения перекрестного движения и помощи при смене полосы, и малой дальности (Short-Range Radar - SRR), которые обнаруживают препятствия/пешеходов на малой дальности. По частотному диапазону РПС делят на радиолокаторы, работающие в диапазоне частот: 24 ГГц и 76-81 ГГц.

Известные автомобильные радары (АР) **малой дальности (SRR)** обычно имеют максимальную дальность обнаружения до 50м, угол обзора в азимутальной плоскости лежит в пределах $\pm 65^\circ$, поддержки АКК и парковки. Например, автомобильный радар (АР) диапазона 24 ГГц компании Delphi в системе безопасности Delphi Forewarn Radar Side Alert предупреждает водителя о появлении объектов на соседних полосах в пределах 2,4–4 м. С 2016 года компания Conti-Temic ADC выпускает радиолокационный датчик серии SRR 20X малой дальности. Этот дат-

чик работает на частоте 24ГГц и его можно применять для поддержки смены полосы движения автомобиля, обзора слепых зон и обнаружения пешеходов.

Импульсный SRR требует широкую полосу пропускания сигналов от 3-5ГГц и реализуется на основе сверхширокополосных AP (Ultra-wide band – UWB) с центральной частотой 24 ГГц для уменьшения стоимости оборудования. Компания Delphi представила на автомобильный рынок свою интегрированную радарную 24-гигагерцовую UWB систему парковки Forewarn Back-up Aid system с интерфейсом CAN, предназначенную для осуществления функций помощи при заднем ходе, включая автоматическое торможение при идентификации подвижного или неподвижного препятствия.

Радиолокационный датчик **средней дальности (MRR)** компании Bosch получил большой успех. Он работает в полосе частот 76-77 ГГц, являющейся стандартом для AP практически во всех странах мира. В то время как задняя MMR имеет угол раскрытия до 150 градусов и дальность до 90 метров. Передний вариант установки AP выглядит значительно лучше - с углом раскрытия до ± 45 градусов и дальностью обнаружения до 160 метров от машины-носителя [63].

В 2013 году компания TRW представила новый AP средней зоны обнаружения AC100, который работает на частоте 24 ГГц с полосой пропускания 100МГц. Она способно обнаруживает дорожные объекты на расстояние до 150м с разрешением 2,5м и в угловом обзоре $\pm 8^\circ$ (12° при очень близком расстоянии) с точностью $0,5^\circ$ при скорости движения объекта до 250км/ч с разрешением 1,4км/ч [64].

AP с электронным способом сканирования компании Delphi может обнаруживать цели на расстоянии до 174м в режиме дальнего сканирования, в поле охвата $\pm 10^\circ$, а в режиме среднего сканирования - до 60м, в поле зрения $\pm 45^\circ$. Точность измерений радара приведены в качестве минимума $\pm 0,25$ м и $\pm 0,5^\circ$ [65].

Начиная с 2011 года, компания Smartmicro предлагала построить AP на основе радиолокационный датчик типа UMRR-0A для средней/малой зоны обнаружения, который имеет максимальную дальность до 160м с разрешением 1м, максимальный обзорный угол от -50 до +50 градусов. Этот датчик работает на частоте

те 24 ГГц с. В зависимости от типа установленных антенн можно применять его для АР средней или малой зоны обнаружения [66, 67].

Уровень развития технологии и снижение себестоимости радаров, а также стандартизация Федеральной комиссией связи США (Federal Communications Commission, FCC) радиочастот для коммерческих применений (71-76 ГГц, 31-36 ГГц, 92-95 ГГц) обеспечили массовое проникновение радарной технологии на различные рынки, включая автомобильный, хотя пока только в автомобили класса high-end. Радары в системе АКК автомобилей BMW серии 3, Mitsubishi, Mercedes-Benz, Toyota, которые работают в диапазоне 76-77 ГГц [7], и позволяют детектировать (обнаруживать и распознавать) объекты углового обзора в 12° и определять расстояния в диапазоне 1-150 м с разрешением в 1 м, причем при оптимальном дизайне могут быть определены расстояние, относительная скорость и угол азимута.

АР **большой дальности (LRR)** позволяет наблюдать объекты в диапазоне от 10 - 250м. Основной функцией этого радиолокатора является автомобильный круиз - контроль. Радарный датчик AC20 TRW Automotive выполняет измерение расстояния - в диапазоне 1 - 200 м с точностью $\pm 5\%$ (или 1 м), измерение скорости в диапазоне ± 250 км/ч с точностью $\pm 0,1$ км/ч, сканирование углового обзора в $\pm 6^\circ$ с точностью $\pm 0,3^\circ$ [7].

Новый АР фирмы DENSO имеет дальность обнаружения 205 метров и ± 18 градусов зоны обнаружения на расстоянии 35 метров от автомобиля, и ± 10 градусов по азимуту на расстоянии 151 метров в обычной комплектации [68].

В последнее время компания DENSO начинает интегрировать АР с видео-датчиком. При этом, радиолокационный датчик миллиметрового диапазона используется для измерения расстояния до объекта, в то время как видеокамера используется для обнаружения дорожных полос движения и объектов.

В последние года наметилась тенденция комплексирования радаров разной дальности. Кроме того, одним из перспективных направлений развития автомобильных оптических и радиолокационных датчиков является их комплексирова-

ние с объединением достоинств каждого из них. При этом, АР остаются самым перспективным и недостаточно исследованным типом датчиков.

Проблемными задачами, связанными с проектирование РЛС обеспечения безопасности движения, занимались различные учёные, как в России, так и других странах. Прежде всего, необходимо отметить основополагающие работы таких выдающихся российских учёных в области радиолокации, как профессор П.А.Бакулев, профессор Ю.Г.Сосулин, профессор В.Н.Скосырев. Большое влияние на разработку и создание первых панорамных РЛС для ТС (прежде всего автомобильных РЛС - АРЛС) оказали многолетние исследования известных специалистов МАИ: Нуждина В.М., Расторгуева В.В., Чукина Л.Ф., Давидича И.В. Кроме того, вопросы разработки радиолокаторов ближней дальности рассмотрены в трудах Шелухина О.И., Елистратова В.В., Ананенкова А.Е., Шнайдера В.Б. Среди зарубежных учёных необходимо отметить труды: M.Skolnik, P.Russer, R.Rollman, M. Schneider, R.Schmidt.

В МАИ на кафедре 407 разработана, изготовлена и испытана система радиовидения (СРВ), которая является развитием панорамных РЛС обзора пространства ближнего радиуса действия. Созданная СРВ обладает высоким дальномерным и азимутальным пространственным разрешением, а также высокой скоростью обновления информации в реальном времени, соизмеримой с телевизионными системами. Данная система, установленная на автомобиле, кроме информационно-предупредительных свойств, обладает уникальной возможностью реализовать интерактивный режим управления транспортным средством путем анализа водителем дорожной ситуации по радиолокационному изображению, выводимому на экран цифрового дисплея. Так, СРВ - качественно новый этап развития технического прогресса ТС, новое направление науки и техники, соединяющее достижения в области радиолокации, антенной и сверхвысокочастотной (СВЧ) техники ММ диапазона длин волн, а также программно-аппаратных средств цифровой обработки радиолокационных сигналов. СРВ предназначена для обзора местности в условиях ограниченной оптической видимости (туман, снег, дождь, высокая задымленность и т.п.) или ее отсутствия, когда управление ТС, поиск площа-

док для посадки самолетов и вертолетов, поиск объектов искусственного происхождения на поверхности Земли путем визуального контроля, либо по данным других оптических или ИК датчиков, затруднен или невозможен.

СРВ позволяет сформировать радиолокационное изображение местности впереди ТС в реальном масштабе времени на экране монитора. В частности, в СРВ автомобиля на формируемом изображении водителю должна быть предоставлена возможность четко наблюдать границы автодороги, автомобили и иные предметы и препятствия на ней в пределах заданной дальности, с учетом динамики движения собственного, попутного и встречных автомобилей.

СРВ конструктивно состоит из двух функциональных блоков: внешний, содержащий антенную систему и СВЧ часть с приемо-передатчиком, и внутренний, включающий в себя устройства цифровой обработки сигналов и индикатор. Любое ухудшение погодных условий, полное отсутствие оптической видимости (плотный снег, туман, дождь, пыль, дождь) и освещенности не мешает работе системы.

Проблемы, которые были решены при создании СРВ, определяются следующими особенностями работы системы:

- чрезвычайно высоким динамическим диапазоном принимаемых сигналов;
- необходимостью работы на одну приемо-передающую антенну с узким (в азимутальной плоскости) сканирующим лучом.
- необходимостью работы цифровой системы обработки сигнала в реальном масштабе времени;
- высокой скоростью информационного потока данных, поступающих в блок цифровой обработки.

В целом, проведенный обзор известных достижений в области создания современных радарных датчиков показал их основные недостатки:

1. Ограниченная информативность формируемого радиолокационного изображения (РЛИ) дороги, автомобилей, препятствий и окружающей местности, обусловленная недостаточной разрешающей способностью радаров по дальности и азимуту.

2. Ограниченность азимутального сектора обзора (апертурный угол порядка 12°) в дальней зоне обнаружения ($R > 120$ м), что не позволяет осуществить обнаружение препятствий в повороте и за ним.

3. Невозможность одновременного измерения двух горизонтальных составляющих вектора скорости автомобиля, что в условиях скользкой дороги и при плохой оптической видимости приводит к съезду автомобилей в кювет.

Поэтому современные АР не могут решить комплексную задачу обеспечения предупреждения столкновений, а также управления (в том числе, автоматизированного) автомобилем при ограниченной или отсутствии оптической видимости.

Однако работы по анализу статистических характеристик рассеяния электромагнитных волн (ЭМВ) на таких объектах, как: автомобили, объекты дорожной инфраструктуры в РПС не были завершены. Не были рассмотрены вопросы влияния параметров антенной системы на характеристики обнаружения РПС, не рассмотрены вопросы измерения горизонтального вектора скорости, не рассмотрены эффективные алгоритмы обработки радиолокационных изображений (РЛИ). Поэтому можно констатировать, что вопросы построения алгоритмов формирования и обработки РЛИ остаются открытыми и разработка эффективных методов обработки сигналов в РПС ТС является актуальной задачей.

Результаты этих исследований должны обеспечить:

- расширение возможностей и потенциала для применения РПС в различных (не только автомобильных) ТС;
- повышение эффективности методов обработки отраженных сигналов в РПС;
- расширение функциональных возможностей РПС за счет высокой информативности РЛИ;
- адекватность формируемого для водителя РЛИ.

Цель работы – разработка эффективных алгоритмов обработки сигналов в радарах предупреждения столкновений транспортных средств для измерения рас-

стояния и скорости сближения с опасными объектами в условиях ограниченной или отсутствия оптической видимости.

Для достижения поставленной цели в диссертации решены следующие основные задачи:

1. На основании проведенного сравнительного анализа затухания ЭМВ миллиметрового (ММ) и инфракрасного (ИК) диапазона длин волн в гидрометеоролах и пыли, подтверждены преимущества ММ диапазона и обоснован выбор частотного диапазона для проектирования РПС.

2. Проведён анализ технических характеристик РПС, важных для проектирования радара, в частности, оценены характеристики рассеяния ЭМВ на объектах движения и дана оценка влияния уровня боковых лепестков диаграммы направленности антенны (ДНА) РПС на характеристики разрешения объектов - участников движения.

3. Разработан корреляционный алгоритм измерения горизонтальных составляющих вектора скорости автомобиля и дана оценка погрешностей измерения.

4. Проведён анализ погрешностей измерения координат, наблюдаемых на РЛИ объектов (в том числе, погрешности измерения углового положения автомобиля относительно оси дороги и расстояния до границы дороги), на основе которого даны рекомендации по выбору технических параметров РПС.

5. Разработан новый алгоритм повышения качества визуализации РЛИ на экране РПС, позволяющий облегчить его восприятие оператором (водителем).

Научная новизна полученных результатов состоит в следующем:

1. Проведен анализ влияния уровня боковых лепестков ДНА РПС в азимутальной плоскости при одновременном наблюдении объектов дорожной инфраструктуры (автомобили, пешеходы и т.п.) с разницей в величине эффективной поверхности рассеяния (ЭПР) более 20 дБ, подтвердивший возможность их отдельного наблюдения.

2. Разработан корреляционный алгоритм измерения горизонтальных составляющих вектора скорости автомобиля, основанный на оценке смещения макси-

му взаимно-корреляционной функции (ВКФ) последовательных кадров РЛИ, полученных при движении автомобиля, позволяющий измерить не только путевую скорость, но и скорость сноса автомобиля, которую невозможно измерить никаким другим датчиком.

3. Предложен новый алгоритм нелинейного масштабирования РЛИ, который позволяет повысить качество визуализации объектов на экране монитора РПС, особенно когда автомобили двигаются на узком участке дороги и при малом азимутальном расстоянии между объектами движения.

Практическая значимость диссертационной работы состоит в том, что:

1. Разработанный в диссертации корреляционный алгоритм измерения двух горизонтальных составляющих вектора скорости автомобиля позволяет обеспечить маневрирование и управление его движением в условиях скользкой дороги и при плохой оптической видимости.

2. На основании выполненного в диссертации анализа погрешностей измерения координат наблюдаемых объектов, границы дороги и угла отклонения строительной оси автомобиля от оси дороги, доказана возможность повышения точности определения границ коридора безопасности в РПС, и, тем самым, повышения безопасности движения автомобиля.

3. Разработанное прикладное программное обеспечение, реализующее алгоритм нелинейного масштабирования РЛИ, позволяет обеспечить его обработку и отображение оператору (водителю) в реальном масштабе времени.

Основные положения, выносимые на защиту:

1. Анализ влияния уровня боковых лепестков ДНА в азимутальной плоскости в радиолокаторе предупреждения столкновений, подтвердивший возможность отдельного наблюдения объектов дорожной инфраструктуры (автомобили, пешеходы и т.п., по основному и боковому лепестку) с разницей в величине эффективной поверхности рассеяния более 20 дБ.

2. Корреляционный алгоритм измерения горизонтальных составляющих вектора скорости автомобиля, основанный на оценке смещения максимума взаимно-корреляционной функции (ВКФ) последовательных кадров РЛИ, получен-

ных при движении автомобиля, позволяющий измерить не только путевую скорость, но и скорость сноса автомобиля, которую невозможно измерить никаким другим датчиком.

3. Алгоритм нелинейного масштабирования панорамных РЛИ, позволяющий увеличить безопасность движения за счет улучшения визуального отображения объектов (участников движения) на экране монитора РПС при малом ($< 1^0$) азимутальном разрешении между объектами движения на дальности свыше 100м.

Достоверность полученных результатов подтверждается использованием апробированных методов статистического анализа, применением адекватных методик инженерного проектирования РПС, а также экспериментальной проверкой предложенных алгоритмов обработки РЛИ, полученных в результате натурных испытаний макета РПС.

Реализация и внедрение результатов работы

Результаты работы были использованы при проведении научных исследований, выполненных совместно с сотрудниками НИО кафедры радиоприёмных устройств МАИ, а также в лекционном курсе «Радиотехнические системы видения транспортных средств», читаемом студентам факультета «радиоэлектроника ЛА» МАИ.

Личный вклад автора состоит в следующем:

- проведён сравнительный анализ преимуществ применения ММ диапазона длин волн по сравнению с ИК диапазоном при работе РПС в гидрометеорах и пыли;
- проведён анализ технических требований к РПС, в частности, оценены характеристики рассеяния ЭМВ на объектах движения и дана оценка влияния уровня боковых лепестков ДНА РПС в азимутальной плоскости при одновременном наблюдении объектов (участников движения) с большой (> 20 дБ) разницей в величине ЭПР;

- разработан корреляционный алгоритм измерения горизонтальных составляющих вектора скорости автомобиля и проведена оценка потенциальной точности измерения;

- разработан алгоритм нелинейного масштабирования РЛИ при его отображении на экране РПС.

Апробация результатов работы

Основные результаты диссертационной работы докладывались на:

- XII Молодёжная научно-техническая конференция «Радиолокация и связь - перспективные технологии». Москва, Россия, 11 декабря 2014.

- 17th International Conference on Transparent Optical Networks – ICTON'2015, Budapest, Hungary, 5-9 July, 2015.

- XLII Международная молодёжная научная конференция «Гагаринские чтения - 2016». Москва, Россия, 12-15 апреля 2016.

- XXII Международная научно-техническая конференция «Радиолокация, навигация, связь». Воронеж, Россия, 19-21 апреля 2016.

Публикации. Результаты исследований, выполненных в диссертации, представлены в 6 печатных трудах, в том числе в 2 статьях в научных журналах, рекомендованных ВАК РФ, и 4 тезисах докладов научных конференций.

Структура и объем работы. Диссертационная работа изложена на 107 машинописных листах и состоит из 5 глав, введения, заключения и списка использованных источников. Иллюстративный материал представлен в виде 62 рисунков и 14 таблиц. Список литературы включает 68 наименований.

Содержание работы.

В главе 1 на основании аналитического обзора литературы проведено сравнение затухания ЭМВ ММ и ИК диапазонов длин волн в гидрометеорах и пыли и показано, что применение РПС, работающего в ММ диапазоне, позволяет решить проблему обеспечения безопасности движения автомобиля в условиях ограниченной или отсутствия оптической видимости.

В главе 2 проведен анализ технических характеристик РПС, важных для проектирования, в частности, проведен анализ характеристик рассеяния ЭМВ

применительно к РПС; проведен сравнительный анализ методов повышения разрешающей способности РПС при измерении угловых (в первую очередь, азимутальных) координат объектов; дана оценка влияния уровня боковых лепестков ДНА РПС на характеристики различения объектов с большой (> 20 дБ) разницей в величине ЭПР.

В главе 3 разработан алгоритм измерения горизонтальных составляющих вектора скорости автомобиля.

В главе 4 оценены погрешности измерения координат наблюдаемых РЛИ объектов (обочины). Проведен анализ погрешности измерения отклонения автомобиля от оси дороги и расстояния до границы дороги.

В главе 5 предложены алгоритмы, позволяющие повысить качество формирования и отображения РЛИ на экране РПС.

В заключении приведены основные результаты диссертационной работы.

1. Постановка задачи исследования

1.1 Анализ состояния проблемы

Развитие технологий датчиков помощи водителю включают обеспечение безопасного движения автомобиля, помощь в различных дорожных условиях - плотного трафика, остановках и стартах при заторах, различных условиях освещенности, при парковке и смене полосы. С этой целью используются радарные, лазерные ультразвуковые датчики, видео-датчики, тепловые камеры, а также датчики дождя, света и цвета [57-61].

Степень информированности водителя о ситуации на дороге находится в прямой зависимости от условий оптической видимости, таких как:

- освещённость дороги и обочины;
- наличие качественной разметки и указателей;
- степень загрязнённости остекления кабины;
- наличие гидрометеоров (сильного снегопада, ливневых дождей, тумана), смога, пыли и других мешающих факторов.

Основные известные системы помощи водителю включают (рис. 1.1):

1. Системы переднего обзора для систем АКК (рис 1.1а-г), включая расширенные функции:

- полноскоростной АКК (до полной остановки - 0 км/ч);
- функция Stop and Go: вмешательство в систему управления двигателем и торможения для завершения остановки и старта в условиях затора;
- помощь в удержании автомобиля на выбранной полосе: Lane Keeping Support (LKS);
- обнаружение, предотвращение или смягчений аварий (например, система поддержки водителя при риске фронтальной аварии Bosch), включая адаптивное торможение, активацию пассивных систем безопасности, предупреждение водителя и максимальное полное торможение (рис 1.1д-е);
- обнаружение и защита пешеходов (рис 1.1ж);

- системы мониторинга полосы и предупреждения о непреднамеренном уходе с полосы Lane Departure Warning (LDW) systems (рис 1.1г, з).
- 2. Системы обнаружения дорожных знаков, мониторинг скоростных ограничений (рис 1.1и).
- 3. Системы заднего обзора:
 - помощь при парковке: нахождение подходящего места и сопровождение парковки (рис 1.1к-л);
 - помощь при заднем ходе, предотвращение столкновений (рис 1.1л);
 - обнаружение сзади идущих транспортных средств.
- 4. Помощь в преднамеренном уходе с полосы Lane Change Assistant (LCA).
- 5. Мониторинг критических зон - blind spot, боковыми, угловыми и задними камерами (рис 1.1м).
- 6. Системы ночного зрения в условиях плохой видимости (рис 1.1н).
- 7. Системы мониторинга интерьера автомобиля (рис 1.1о):
 - распознавание и классификация пассажиров;
 - обнаружение детского сиденья;
 - наблюдение положения пассажиров (рис 1.1п).

АКК представляет собой систему контроля расстояния до впереди идущего транспортного средства, основанную на функциях обычного круиз-контроля, сводившихся к поддержке постоянной скорости управляемого автомобиля. Наиболее важный компонент АКК - датчик расстояния или радар расстояния, который измеряет расстояние и относительную скорость ТС, идущих впереди управляемого автомобиля, и отслеживает машины, следующие по выбранной полосе. Дополнительная входная информация АКК поступает от датчика скорости автомобиля и датчика угловой скорости (датчик рыскания).

В работах [7, 20-24, 57-61] приведено большое количество датчиков систем АКК, и также датчиков помощи водителю в управлении движением автомобиля. Однако следует, что в научных работах не приводятся полные оценки эффективности (работоспособности) таких датчиков в гидрометеорах и пыли. Поэтому в

разделах 1.2 и 1.3 осуществляется оценка затухания ЭМВ ММ и ИК диапазона в условиях дождя, тумана, снега, дыма, пыли и т.п.

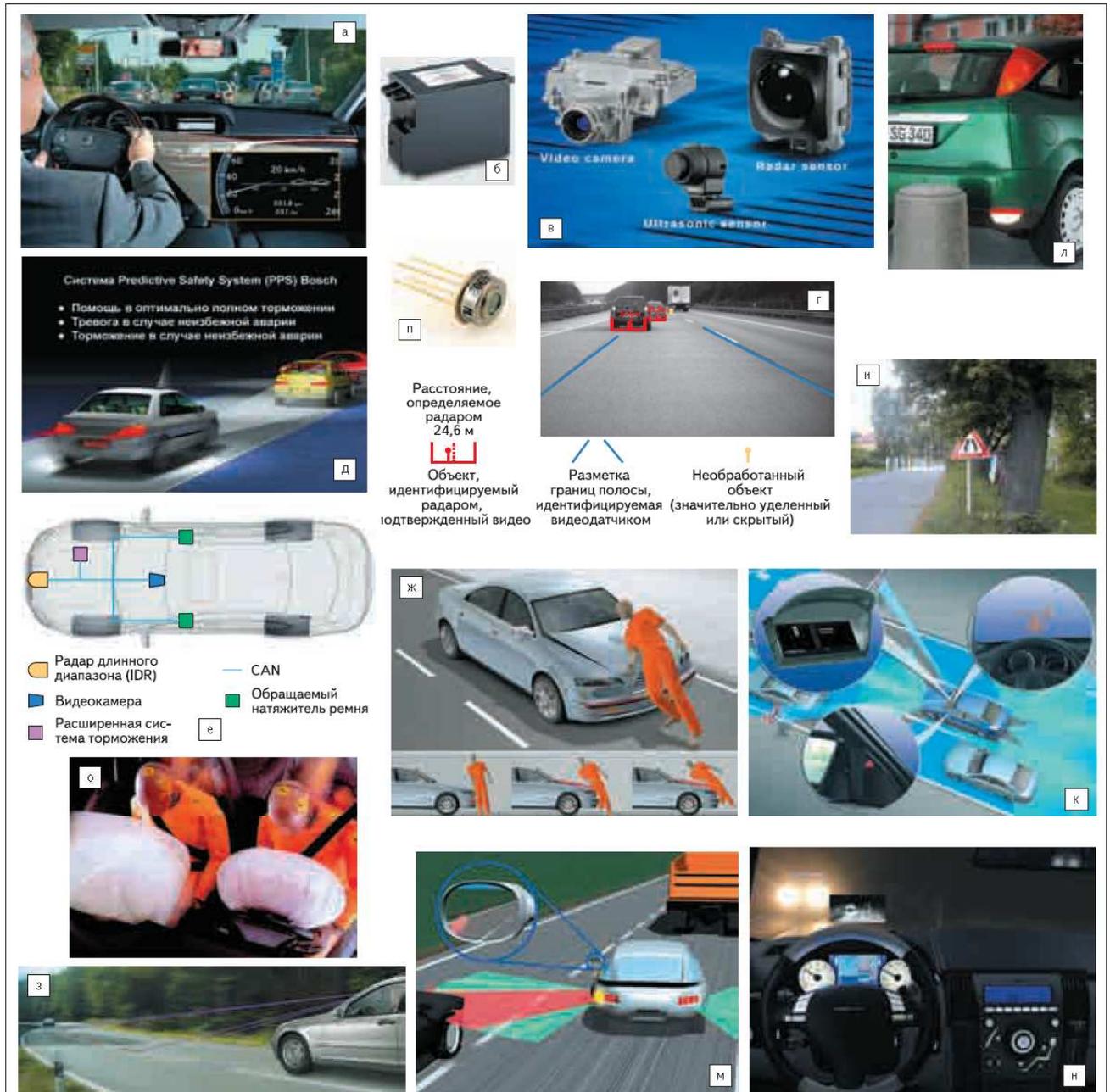


Рис 1.1. Технологии автомобильных систем помощи водителю [7]

а - иллюстрация работы полноскоростного АКК Continental; б — модуль АКК Continental, основанный на лидарах;

в - основные датчики систем помощи водителю Bosch: радар, видеодатчик, ультразвуковой датчик;

г - комбинация видеодатчиков и радаров полноскоростного АКК Bosch для наблюдения объектов и полосы;

д, е - система поддержки водителя в случае предсказания фронтальной аварии Predictive Safety Systems (PPS) Bosch: д - иллюстрация принципа работы; е - основные компоненты PPS;

ж - иллюстрация концепции защиты пешеходов Siemens VDO;

з - принцип удержания автомобиля в выбранной полосе с помощью камер (иллюстрация Continental);

и - обнаружение дорожных знаков (графический материал Melexis);

к - дисплейная индикация работы системы поиска подходящего места для парковки Siemens VDO;

л - защита от ударов о препятствия при парковке с системой Bosch ParkPilot;

м - мониторинг критических точек blind spot (иллюстрация Valeo Raytheon);

н - система ночного зрения Siemens VDO;

о - обнаружение и наблюдение положения пассажиров (иллюстрация Melexis);

п - тепловые камеры MLX90247 Melexis для наблюдения положения пассажиров и применения в системах зрения в плохих условиях видимости.

Однако следует отметить, что все рассмотренные системы и датчики обеспечения безопасности движения и помощи водителю имеют свои достоинства и недостатки.

Так, основными недостатками инфракрасных датчиков движения являются вероятность ложных срабатываний данного вида датчиков (воздействие любого потока теплого воздуха); низкая точность реакции датчика на открытом пространстве (воздействие осадков или солнечного света); невысокий диапазон рабочих температур; и отсутствие реакции на объекты, которые не испускают ИК излучения. Для видеосистем качество оптического изображения зависит от погодных условий, сезона, времени суток, степени загрязнения стекла машины-носителя и освещенности наблюдаемой среды. Поэтому видеосистемы способны работать только на небольшом расстоянии (в прямой видимости) и при светлом освещении с не большим загрязнением воздуха и стекла машина-носителя.

Ранее в работах [6,12,25,40] было показано, что основным путем решения проблемы обеспечения безопасного движения транспортных средств в любых по-

годных условиях является применение на ТС радиолокационных систем обзора местности, которые формируют панорамное изображение дороги и различных препятствий, расположенных как на дороге, так и около нее.

1.2. Сравнение ослабления электромагнитных волн миллиметрового и инфракрасного диапазонов в гидрометеорах и пыли

Несмотря на известные ограничения, в последнее время большое распространение в качестве автомобильных датчиков получили ИК камеры. Поэтому для объективной оценки преимуществ и недостатков радарных и ИК датчиков представляется необходимым сравнить характеристики ослабления электромагнитных волн (ЭМВ) миллиметрового (ММ) и ИК диапазонов в гидрометеорах и пыли применительно к системам безопасности движения ТС.

1.2.1 Оценка ослабления ЭМВ ММ диапазона в гидрометеорах и пыли

Автомобильные РПС по целому ряду причин работает в ММ диапазоне радиоволн. При этом международные стандарты для автомобильных радиолокаторов определяют два основных частотных диапазона: 24 ГГц и 77 – 79 ГГц [12].

Известно также [15], что в ММ диапазоне ослабление электромагнитной энергии в атмосфере начинает заметно увеличиваться с ростом частоты зондирующего сигнала. Это обстоятельство вызвано двумя явлениями: поглощением и рассеянием ЭМВ на капельных образованиях или гидрометеорах (главным образом в дожде, тумане; меньше влияют град, снег), а также на твердых частицах (пыль, дым и т. д.). Поглощение вызывается тепловыми потерями в частицах воды или пыли, а потери от рассеяния обусловлены перераспределением энергии в пространстве, при этом, с увеличением частоты рассеивающий эффект увеличивается.

Ослабление ЭМВ ММ диапазона в пыли

Выражение для коэффициента ослабления (затухания) ЭМВ ММ диапазона может быть записано в виде [13]:

$$k = \frac{2,317 \cdot 10^3 \cdot \varepsilon''}{[(\varepsilon' + 2) + \varepsilon''^2]^2} \cdot \frac{M}{\lambda \cdot C}, [\text{дБ/КМ}] \quad (1.1)$$

где $\varepsilon', \varepsilon''$ - действительная и мнимая части комплексной диэлектрической проницаемости частиц пыли, λ - длина волны в метрах, M - концентрация частиц пыли в воздухе (г/м^3), $C = 2,3 \cdot 10^{-3}, \text{г.м}^{-3} \cdot \text{КМ}$ [4]. Значения для $\varepsilon', \varepsilon''$ взяты из [13],[14] и приведены в таблице 1.1.

Таблица 1.1

Частота	ε'	ε''
24 ГГц	5.1	1.4
39 ГГц	4	1.33
77 ГГц	3.5	1.64
79 ГГц	3.5	1.64

Зависимость ослабления ЭМВ - A_d (дБ) в пыли от дальности S (м) можно представить следующим простым соотношением:

$$A_d = k \cdot S, [\text{дБ}] \quad (1.2)$$

где k - коэффициент ослабления.

На рисунке 1.1 представлены графики зависимости A_d (дБ) от S (м) для частот 24, 39, 77 и 79 ГГц, при различных значениях концентрации пыли M , которая соответствует различным значениям оптической видимости.

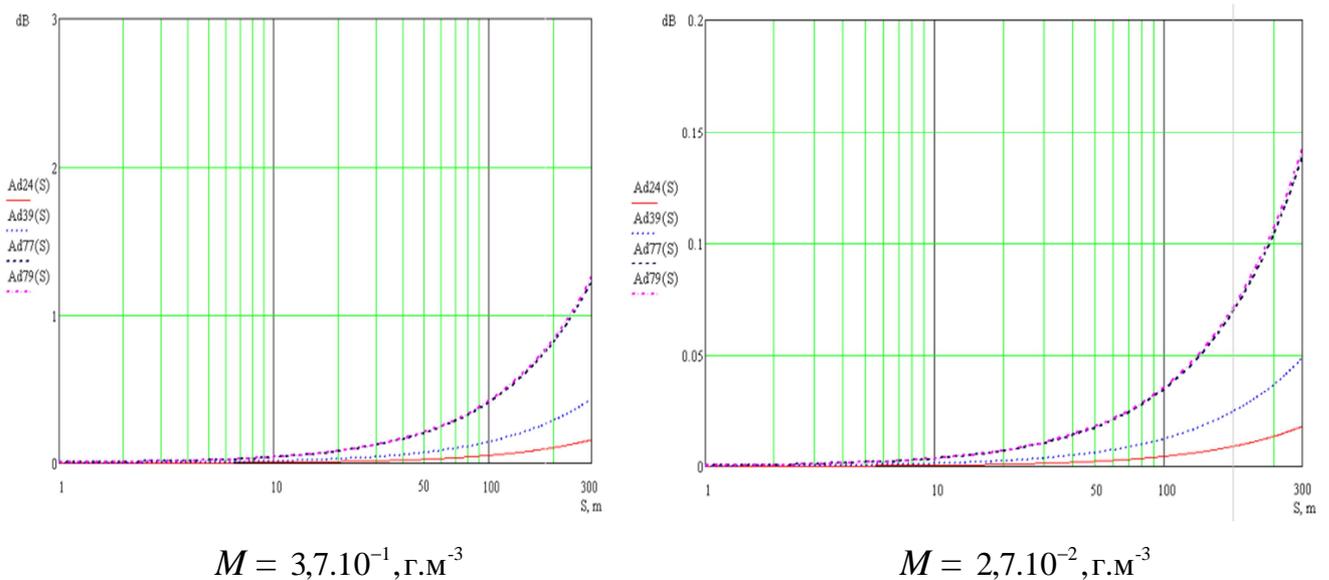


Рисунок 1.1 Зависимость величины ослабления ЭМВ в пыли от дальности

Концентрация пыли $M = 3,7 \cdot 10^{-1}, \text{г.м}^{-3}$ соответствует оптической видимости около 10 м, согласно [14], то есть оптические сенсоры в таких условиях не работают. При этом, анализ графики 1.6 показывает, что в случае высокой концентрации пыли затухание ЭМВ в ММ диапазоне длин составляет не более 1 дБ. Тем самым подтверждается тот факт, что работа АРЛС не зависит от наличия пыли, песка в зоне работы радара.

Ослабление ЭМВ ММ диапазона в гидрометеорах

Рассмотрим влияние на распространение ЭМВ гидрометеоров, содержащихся в атмосфере на трассе, с учётом движения впереди идущего автомобиля. Известные результаты исследований показали, что наибольший вклад в ослабление ЭМВ ММ диапазона вносят осадки, в особенности дожди.

Ослабление ЭМВ в дожде

Как уже отмечалось выше, энергия ЭМВ одновременно поглощается и рассеивается дождевыми каплями. При этом, ослабление нарастает при увеличении размеров дождевого очага на трассе распространения, а также при увеличении плотности дождя (увеличение числа и размеров дождевых капель). В связи с тем, что для каждого конкретного случая вид распределения частиц по размерам может существенно отличаться, а подбор параметров представляет собой довольно сложную задачу, наиболее распространённым методом нахождения ослабления в дожде является эмпирический метод, в котором считается, что коэффициент ослабления γ зависит от интенсивности осадков R , следующим образом:

$$\gamma = kR^\alpha, [\text{дБ/КМ}] \quad (1.3)$$

где параметры k, α зависят от частоты.

Экспертные данные для значений k, α приводятся в рекомендациях [15] для частот от 1 до 400 ГГц. На рисунке 1.2 представлены графики зависимости коэффициента ослабления γ для ЭМВ с горизонтальной поляризацией от интенсивности дождя, которая может варьироваться от 0,25 мм/ч (морозящий дождь) до 100 мм/ч (сильнейший ливень), для частот 20, 25, 35, 40, 70 и 80 ГГц.

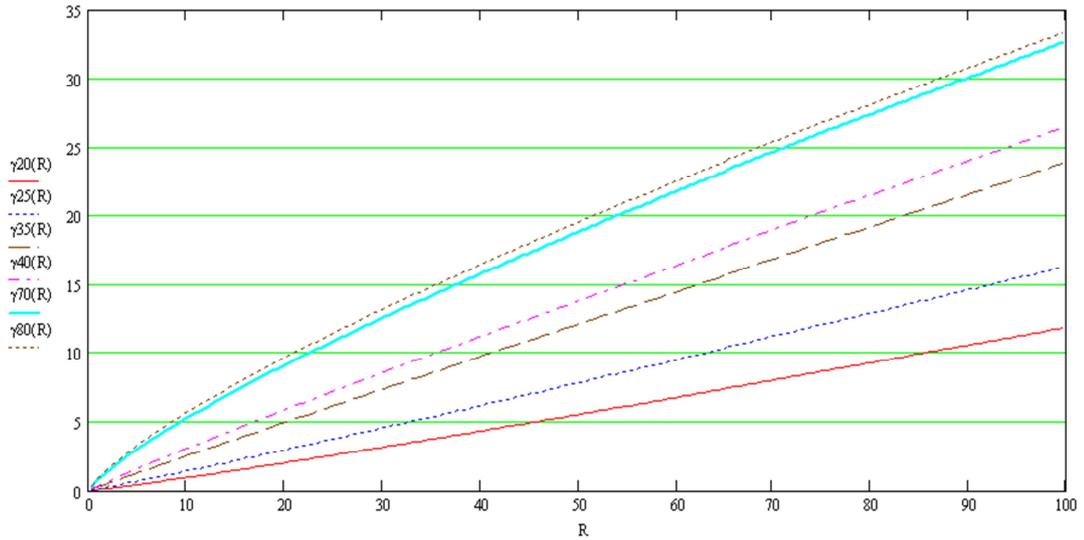
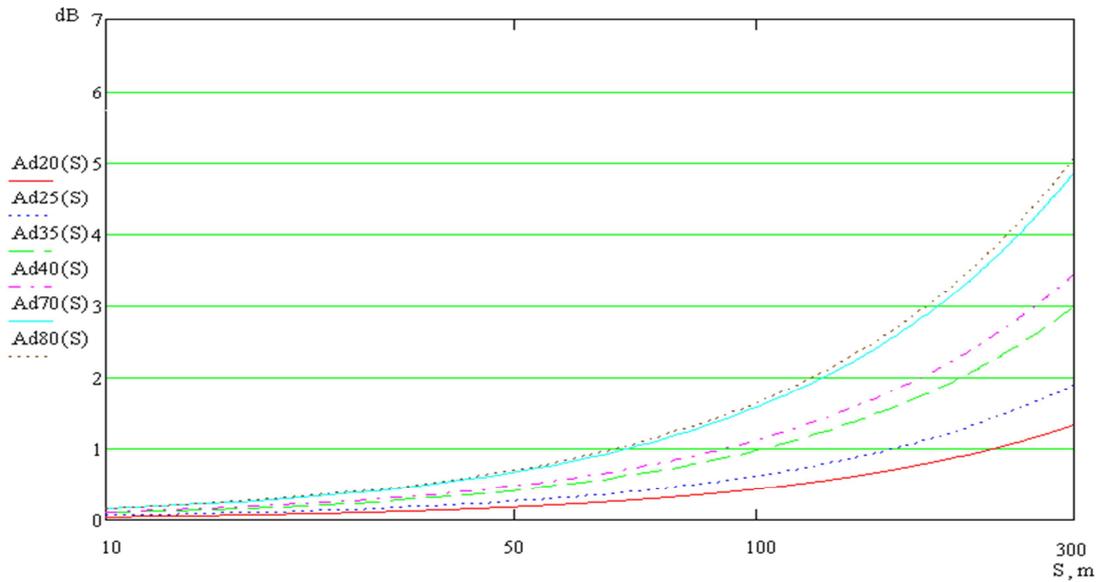
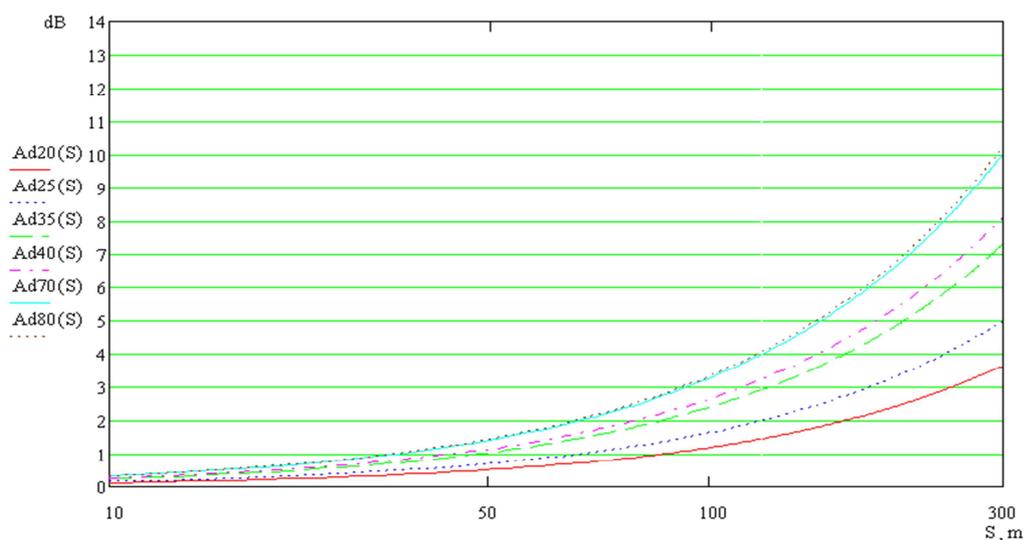


Рисунок 1.2. Зависимость коэффициента ослабления ЭМВ от интенсивности дождя

На рисунке 1.3 представлены графики зависимости коэффициента ослабления A_d (дБ) для ЭМВ с горизонтальной поляризацией от дальности S (м) для частот 20, 25, 35, 40, 70 и 80 ГГц при двух значениях интенсивности дождя: 40 и 100 мм/час.



40 мм/час



100 мм/час

Рисунок 1.3. Зависимость коэффициента ослабления ЭМВ от дальности

Анализ графиков 1.3 показывает существенный рост (более, чем в 2 раза) ослабления ЭМВ с увеличением интенсивности дождя. Так, на дальности 300 м это затухание при частоте 80 ГГц составит почти 10 дБ. Тем не менее, на рабочих дальностях работы АРЛС 100 – 150 м это затухание не является столь критическим и составляет порядка 1 – 1,5 дБ.

Ослабление ЭМВ в тумане

Туман из водяных капель наблюдается главным образом при температурах воздуха выше $-20\text{ }^{\circ}\text{C}$, но может встречаться даже и при температурах ниже $-40\text{ }^{\circ}\text{C}$. При температуре ниже $-20\text{ }^{\circ}\text{C}$ преобладает ледяной туман. Видимость в тумане зависит от размеров частиц, образующих туман, и от его водности (количества сконденсированной воды в единице объёма.). Радиус капель колеблется от 1 до 60 мкм. Большинство капель имеет радиус 5 - 15 мкм при положительной температуре воздуха и 2 - 5 мкм при отрицательной температуре. Водность обычно не превышает $0,05 - 0,1\text{ г/м}^3$, но в отдельных плотных туманах может достигать $1 - 1,5\text{ г/м}^3$.

Согласно [16], ослабление ЭМВ в тумане можно выразить следующим образом:

$$A = K_1 M, [\text{дБ}] \quad (1.4)$$

$$K_1 = \frac{0,819 \cdot f}{\varepsilon''(1+\eta)}, [\text{дБ/км}], \quad \eta = \frac{2+\varepsilon'}{\varepsilon''} \quad (1.5)$$

где: $K_1 = \frac{0,819 \cdot f}{\varepsilon''(1+\eta)}, [\text{дБ/км}]$ – коэффициент ослабления, M – водность тумана г/м^3 , f

– частота (ГГц);

$\varepsilon', \varepsilon''$ – это действительная и мнимая части комплексной диэлектрической проницаемости воды.

Ниже на рисунках 1.4 приведено ослабление ЭМВ A (дБ/км) для частот 24, 39, 77 и 79 ГГц в зависимости от водности тумана M (г/м^3) для различных температур.

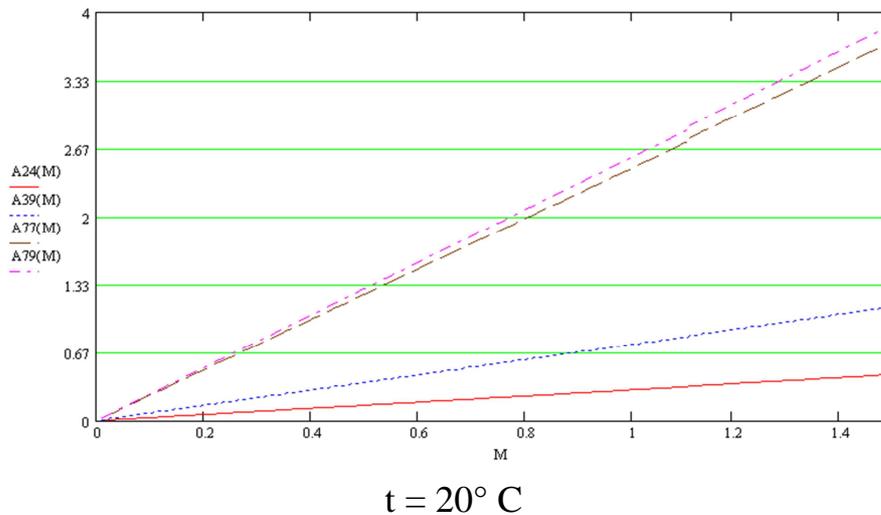
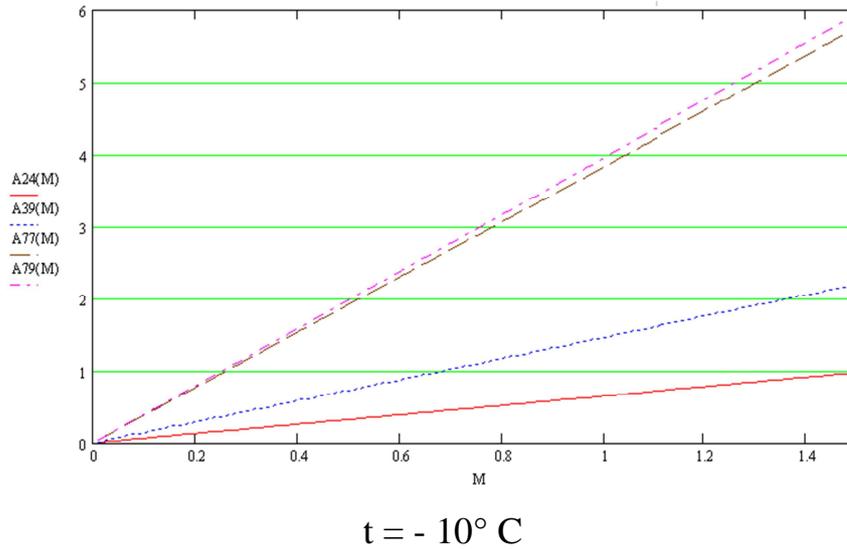


Рисунок 1.4

Результаты проведённых расчётов затухания ЭМВ ММ диапазона в зависимости от влажности тумана и температуры окружающей среды показали, что влияние тумана в рассматриваемом ММ диапазоне на затухание ЭМВ даже при высокой влажности тумана невелико (при температуре 0°C , влажности 1.5 г/м^3 на частоте 79 ГГц, на расстоянии 200 м ослабление равно 1.04 дБ).

1.2.2 Оценка ослабления ЭМВ ИК диапазона в гидрометеорах

Особенности современных тепловизоров работают в ИК диапазоне определяют их широкое применение для обеспечения безопасности движения ТС. Одними из рассматриваемых главных особенностей при использовании современных тепловизоров являются оценка затухания ЭМВ ИК диапазона в гидрометеорах.

Современные тепловизоры работают в ИК диапазоне на длинах волн 1 – 15 мкм. Эти датчики могут обнаруживать объекты, имеющие температурные контрасты до десятых долей и даже сотых долей градусов, вне зависимости от времени суток, что позволило найти им широкое применение в охранных системах, на транспорте, в промышленности, медицине. Однако, при этом тепловизоры обладают большим недостатком – в сложных погодных условиях (при наличии гидрометеоров или сильной запыленности атмосферы) дальность действия и контрастность формируемого изображения серьезно ухудшаются. Это происходит потому, что проходя в атмосфере, ЭМВ ИК диапазона ослабляются в результате рассеяния и поглощения. И если азот и кислород, содержащиеся в воздухе, не поглощают ИК излучения и ослабляют его лишь в результате рассеяния, которое невелико, то H_2O , CO_2 , O_3 и другие вещества, имеющиеся в атмосфере, селективно его поглощают. Особенно сильно поглощают волны ИК диапазона пары воды (полосы поглощения H_2O расположены почти во всей ИК области спектра), а в средней ИК области - CO_2 . Наличие в атмосфере взвешенных частиц дыма, пыли, мелких капель воды (дымка, туман) — приводит к дополнительному ослаблению ИК излучения в результате рассеяния его на этих частицах.

В [9] приведено соотношение для расчета ослабления ИК излучения в дожде:

$$\gamma = kR^\alpha \text{ [дБ/км]} \quad (1.6)$$

где: k, α - коэффициенты, зависящие от частоты, R – интенсивность дождя (мм/ч).

На рисунке 1.5 приведен график зависимости затухания ЭМВ ИК диапазона от интенсивности дождя.

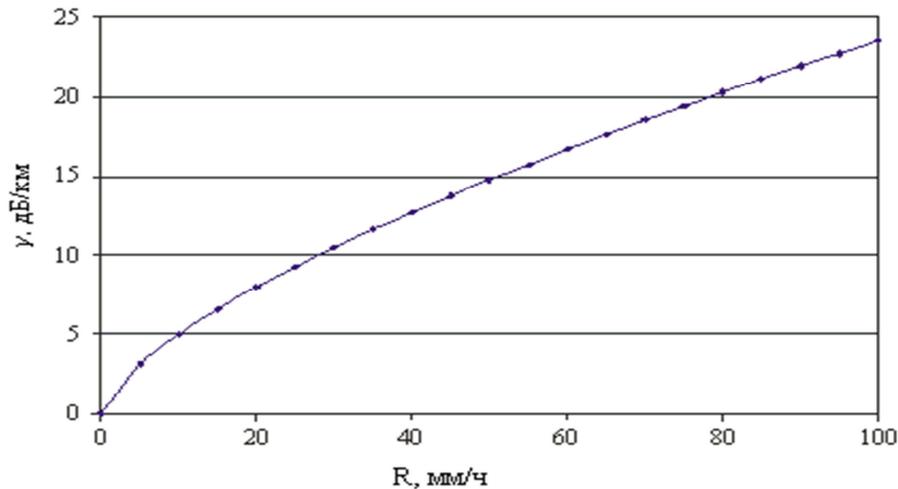


Рисунок 1.5. Зависимость затухания ЭМВ ИК диапазона от интенсивности дождя

Данные экспериментальные результаты показывают существенный рост затухания ЭМВ ИК диапазона в дожде. При этом, сильный дождь $R = 80$ мм/час приводит к очень большому затуханию: более 20 дБ.

Затухание ЭМВ ИК диапазона в снеге

Для расчета затухания ЭМВ при наличии снегопада, воспользуемся выражением (1.7):

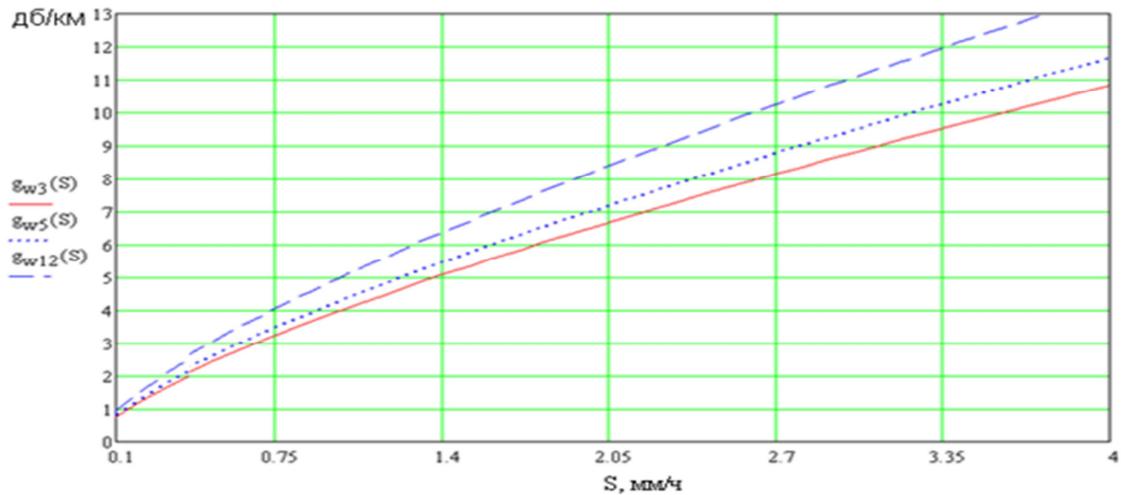
$$\gamma = aS^b \text{ [дБ/км]} \quad (1.7)$$

где: a и b – функции, зависящие от длины волны λ (нм), значения для которых приведены в таблице 1.2; S – интенсивность снегопада (мм/ч).

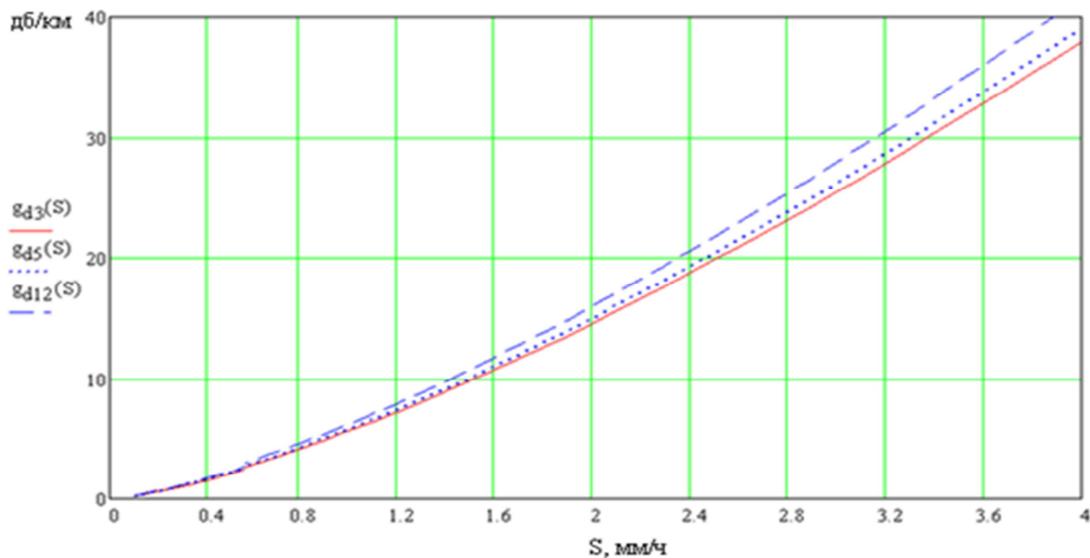
Таблица 1.2

	a	b
Мокрый снег	$0,0001023 \cdot \lambda(\text{нм}) + 3,7855466$	0,72
Сухой снег	$0,0000542 \cdot \lambda(\text{нм}) + 5,4958776$	1,38

Зависимости затухания ЭМВ ИК диапазона от интенсивности снегопада для длин волн 3, 5 и 12 мкм представлены на рисунке 1.6.



а - мокрый снег



б - сухой снег

Рисунок 1.6. Затухание ЭМВ ИК диапазона от интенсивности снегопада

Анализ графиков 1.6 показывает существенный рост затухания ЭМВ ИК диапазона при снегопаде. Так, при средней интенсивности снегопада ($S = 2$ мм/час) величина этого затухания составляет более 10 дБ/км.

Затухание ЭМВ ИК диапазона в тумане

Туман является видимой совокупностью мельчайших капель воды, взвешенных в атмосфере на или вблизи поверхности Земли. Когда воздух почти насыщен парами воды, это означает, что относительная влажность близка к 100%,

и что туман может образовываться в присутствии достаточного количества ядер конденсации, которые могут быть частицами пыли или дыма. Поэтому туман может серьёзно ограничить дальность тепловизионной системы вследствие рассеяния света от капель воды. Очевидно, что, чем выше плотность капель, тем больше ИК сигнал уменьшается.

Существуют различные виды тумана. При этом, на практике часто применяется классификация, которая используется Международной организацией гражданской авиации (ИКАО). Согласно этой методике, туман могут быть классифицированы в 4 категории:

Категория I: дальность видимости 1220 метров,

Категория II: дальность видимости 610 метров,

Категория IIIa: дальность видимости 305 метров,

Категория IIIб: дальность видимости 92 метров.

В таблице 1.3 приведены оценки дальности обнаружения (в км) в тумане невооружённым глазом и с помощью ИК камеры в диапазонах 3,0-5 μm и 8-12 μm :

Таблица 1.3

	Дальность видимости	3,0-5 μm	8-12 μm
Категория		[км]	
I	1,22	3,0-9,8	5,9-10,1
II	0,61	0,54	2,4
IIIa	0,305	0,294	0,293
IIIб	0,092	0,089	0,087

Из таблицы 1.3 следует, что в категории IIIa и IIIб типов тумана, нет различия при оптической видимости и с помощью ИК камеры теплового излучения. Излучение не проникает сквозь такой густой туман во всех спектральных диапазонах. На рисунке 1.7 [20] показаны нормализованные значения интенсивности для линий связи дальнего и среднего ИК излучения, и видимость для этих линий в течение минуты.

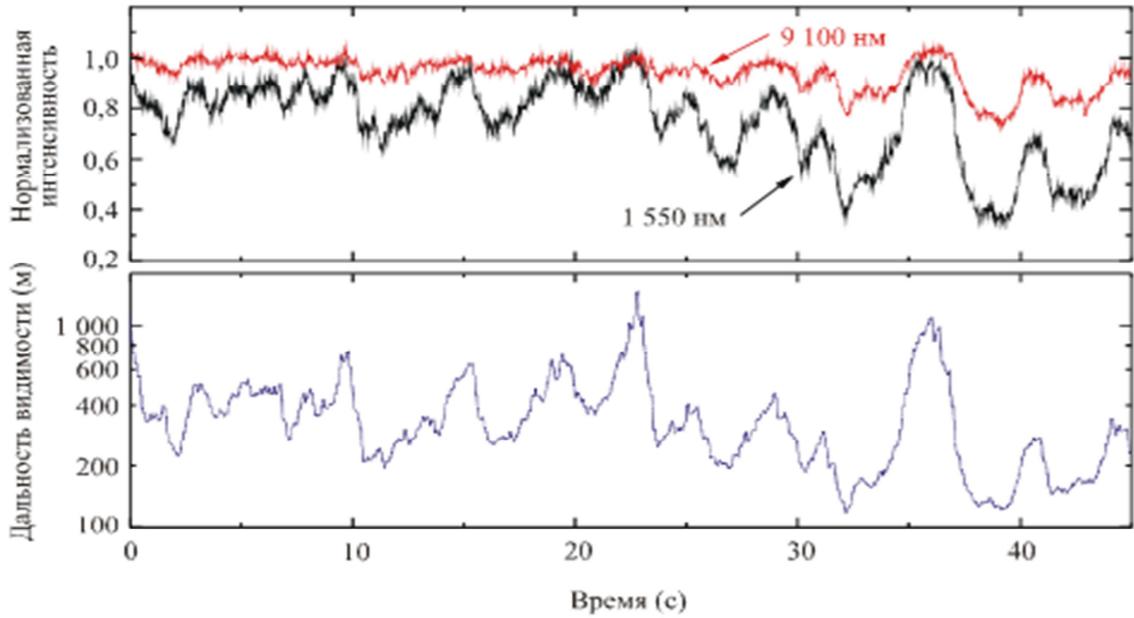


Рисунок 1.7 Оценки в реальном времени значений интенсивности для линий связи дальнего и среднего ИК излучения (верхний), и дальность оптической видимости (нижний), одновременно записанные в течение минуты.

На рисунке 1.8 показано влияние тумана на затухание ИК излучения на примере ЭМВ при $\lambda = 1,55$ мкм с использованием экспериментальных данных в [20] для различных значений влажности воздуха.

Результаты вычислений, приведённые на графике (см. рис. 1.8), подтверждают факт высокого затухания ЭМВ ИК диапазона в тумане. Так, при дальности 100 м в зависимости от плотности тумана это затухание лежит в пределах 10 – 20 дБ, что неприемлемо для систем технического зрения (СТЗ) транспортных средств.

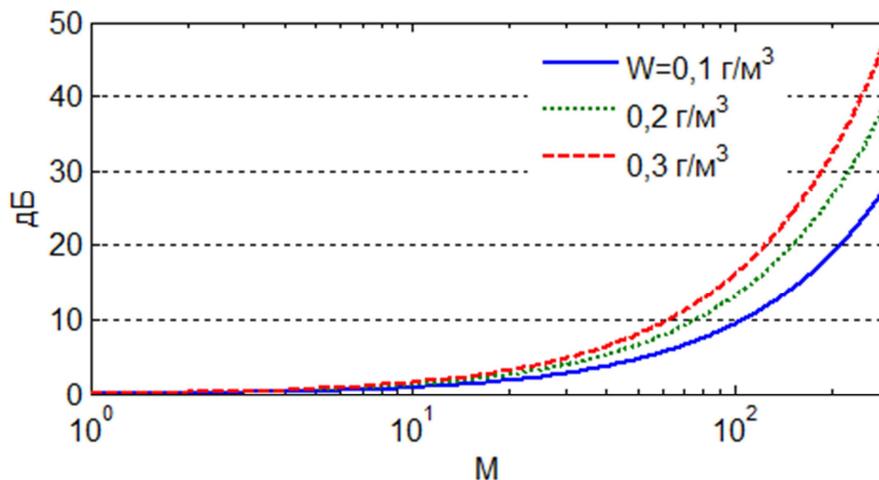


Рисунок 1.8. Зависимость ослабления ЭМВ (дБ) ИК в тумане от дальности (м) для различных значений влажности воздуха

Выводы к главе 1

1. При использовании на транспортных средствах РПС ММ диапазона волн (76 - 77 ГГц или 79 ГГц) учитывать затухание ЭМВ необходимо только в сложных гидрометеорах (сильный дождь > 30 мм/час). Так, в сильном дожде с интенсивностью 60 мм/ч на дальности 200м ослабление ЭМВ в диапазоне 76 – 79 ГГц составит 4,5 дБ. При этом, затухание ЭМВ в пыли в данном диапазоне даже при её высокой концентрации (например, при малой оптической видимости - 10 м) на дальности 200м составит всего 0,85 дБ;

2. В случае сильного дождя с интенсивностью 60 - 80 мм/час ИК диапазон становится неработоспособным, поскольку затухание ЭМВ составляет более 20 дБ;

3. Затухание ЭМВ ММ диапазона при снегопаде на порядок слабее, чем в ИК диапазоне, которое достаточно велико. Так, при достаточно высокой интенсивности снегопада (3мм/час) на дальности 200м ослабление излучения в ИК диапазоне будет составлять порядка 5 дБ;

4. В дымке (наряду с туманом) затухание ЭМВ ММ диапазона намного меньше, чем затухание ИК диапазона, которое даже при высокой оптической видимости (около 1,5 - 2 км) составляет 3 - 4 дБ/км для длины волны $\lambda=10,6$ мкм и порядка 10 дБ/км для $\lambda = 1$ мкм.

Таким образом, проведённый анализ затухания ЭМВ в гидрометеорах и пыли показал, что РПС ММ диапазона сохраняет высокую эффективность работы в условиях ограниченной или отсутствия оптической видимости в отличие от камер ИК диапазона, и позволяет решить проблему обеспечения безопасности движения автомобиля в условиях ограниченной или отсутствия оптической видимости.

2 Особенности проектирования РПС транспортных средств

Результаты оценки затухания ЭМВ ММ и ИК диапазона в гидрометеорах и пыли, приведённые в главе 1 показывают, что в условиях ограниченной или отсутствия оптической видимости наиболее перспективным в настоящий момент является создание РПС в ММ диапазоне длин волн. Поэтому исследование особенностей проектирования РПС ТС ММ диапазона радиоволн является актуальным вопросом.

Учет данных особенностей позволяет сформулировать требования и обосновать технические характеристики РПС транспортных средств ММ диапазона радиоволн на этапе их проектирования.

Одними из важных вопросов анализа технических характеристик рассматриваемых РПС ТС являются, в частности:

- анализ характеристик рассеяния ЭМВ наблюдаемых объектов, расположенных на различных типах земной поверхности, и наблюдаемых под настильными углами,
- анализ возможных методов повышения разрешающей способности РПС для измерения угловых координат объектов;
- анализ технических характеристик антенной системы РПС, в том числе, оценка влияния уровня боковых лепестков ДНА на характеристики различения объектов.

2.1 Характеристики рассеяния ЭМВ на объектах лоцирования в РПС

Основная особенность объектов лоцирования в РПС ТС заключается в том, что эти объекты наблюдаются под настильными углами и расположены на различных типах земной поверхности.

Основой теоретического метода нахождения поля, отраженного неровной поверхностью, является решение уравнений Максвелла с использованием граничных условий для данного типа поверхности. Условием получения приближенных решений является пологость неровностей. Если функцию, описывающую вы-

соту точек неровной поверхности, обозначить через $\zeta(x,y)$, то математические условия пологости можно записать так $\frac{d\zeta}{dx} \ll 1$ и $\frac{d\zeta}{dy} \ll 1$.

Различают два типа пологих неровностей: крупные, у которых радиусы кривизны значительно больше длины облучающей волны, а максимальная высота, в общем случае, произвольна; и мелкие, высота которых значительно меньше длины облучающей волны, а пространственные размеры вдоль поверхности могут быть равны или примерно равны длине облучающей волны.

В первом случае для определения характеристик электромагнитного поля на поверхности используют приближение Кирхгофа. Во втором случае применяют метод малых возмущений. Поле у поверхности представляется в виде суммы полей: основного, полученного при отражении от гладкой поверхности (средней плоскости раздела двух сред), и возмущенного, вызванного мелкими неровностями.

Поверхность описывается простой (один случайный процесс общего типа $\zeta(x,y)$) или сложной (суперпозиция нескольких независимых или зависимых случайных процессов $\zeta = \sum_m \zeta_m$) моделями. Функция ζ при введении в рассмотрение наклонов профиля должна быть дифференцируема в среднеквадратичном. Поэтому описание поверхности дискретным случайным процессом, в частности, Марковским, допустимо только в «лучевом» приближении рассеяния или без учета наклонов профиля. Задача рассеяния волн решается в приближении Кирхгофа для крупномасштабных $\rho_k \gg \lambda$ структур поверхности и произвольной относительно шероховатости $\sigma_k > \lambda$ (или $\sigma_k < \lambda$), а для мелкой структуры $\sigma_m \ll \lambda$; $\rho_m \leq \lambda$ - методом малых возмущений (σ_k, σ_m - среднеквадратичные высоты, ρ_k - радиус кривизны крупной структуры). Если поверхность имеет конечную проводимость, то комплексная диэлектрическая проницаемость $|\sqrt{\epsilon}| \neq \infty$, а для реальных земных покровов комплексная диэлектрическая проницаемость обычно выполняется в соответствии с условием $|\sqrt{\epsilon}| \gg 1$. На рис. 2.1 изображены две проекции физической

модели РПС ТС по двум плоскостям zoy - (а) и $хоу$ - (б): θ - угол визирования; H - высота визирования; $\Delta\theta_A^{A3}$ - ширина ДНА по уровню 0,5 мощности на плоскости $хоу$; $\Delta\theta_A^{YM}$ - ширина диаграммы направленной антенны по уровню 0,5 мощности на плоскости zoy .

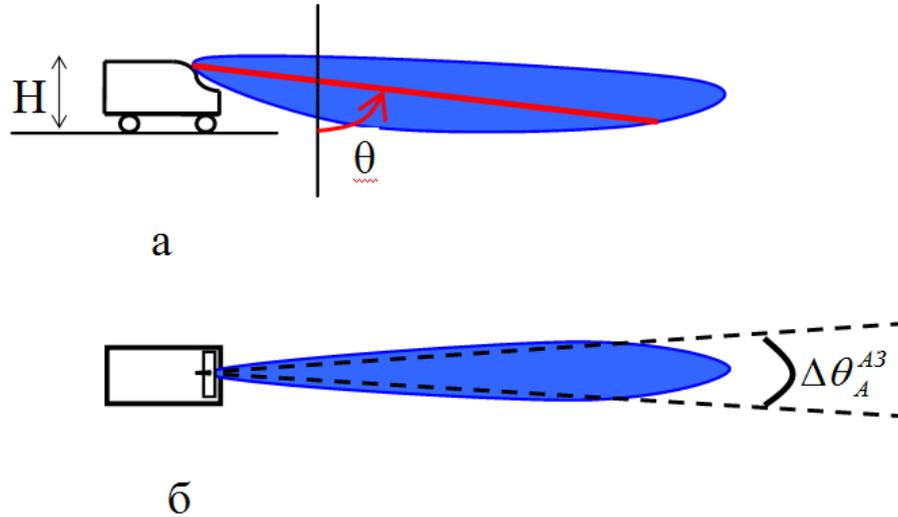


Рис.2.1. Физическая модель РПС транспортных средств

Оценка характеристик рассеяния на статистически шероховатой поверхности

В теории и практике исследования рассеяния ЭМВ широко используется понятие ЭПР, определяемое следующим выражением [28]:

$$\sigma = \frac{4\pi R^2 \Pi_2(\vec{\kappa}_0, \vec{\beta}_0)}{\Pi_1(\vec{\kappa}_0)} \quad (2.1)$$

и имеющее смысл отношение плотности потока энергии рассеянного поля $\Pi_2(\vec{\kappa}_0, \vec{\beta}_0)$ вблизи точки приема к плотности потока энергии падающего поля $\Pi_1(\vec{\kappa}_0)$ вблизи отражающей площадки S . При моделировании по каждому элементарному участку поверхности в соответствии с его углом визирования и типом отражающей поверхности необходимо задать значение удельной эффективной площади рассеяния (УЭПР - σ_o), которая является ЭПР дифференциальной площади земной поверхности рассеяния (ΔS):

$$\sigma_o = \frac{4\pi R^2 \Pi_2}{\Pi_1 \Delta S} \quad (2.2)$$

При учете поляризационных свойств ЭМВ основной характеристикой их рассеивающих свойств на поверхности Земли является матрица УЭПР или матрица диаграмм рассеяния (ДР) M_{G^0} . Обе характеристики пропорциональны распределению средней интенсивности отраженного поля по направлениям, т.е. индикатрисе рассеяния. Для общего случая эллиптически поляризованного падающего поля и разнесенных точек излучения и приема, матрица рассеяния представляется в виде, где каждый элемент от их зависит от направления падающей и отраженной волн:

$$M_{G^0} = \begin{vmatrix} G_{11}^0 & G_{12}^0 & G_{13}^0 & G_{14}^0 \\ G_{21}^0 & G_{22}^0 & G_{23}^0 & G_{24}^0 \\ G_{31}^0 & G_{32}^0 & G_{33}^0 & G_{34}^0 \\ G_{41}^0 & G_{42}^0 & G_{43}^0 & G_{44}^0 \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} M_{BB} & M_{BG} \\ M_{GB} & M_{GG} \end{vmatrix}, \quad (2.3)$$

Здесь индексы $i = 1, 2, 3, 4$ соответственно для составляющих поля $E_\theta^e, E_\theta^z, E_\phi^e, E_\phi^z$.

Тогда диаграмма обратного рассеяния (ДОР) зависит от параметров статистически неровной поверхности, диэлектрической проницаемости, положения точки наблюдения и точки излучения в пространстве, длины волны и т.д. Связь между элементами матриц ДР и УЭПР простая: $G_{ij}^0 = \sec(\theta) \sigma_0^{ij}$ [28].

Матрица M_{G^0} состоит из 4-х матриц: M_{BB} , M_{GG} - матрицы диаграмм рассеяния для линейно поляризованных падающих полей; M_{GB} , M_{BG} - перекрестных поляризаций. Поясним физический смысл элементов матрицы (2.3), При $i=j$ расположенные на главной диагонали элементы являются вещественными диаграммами рассеяния основных G_{11}^0 , G_{44}^0 и деполаризованных G_{22}^0 , G_{33}^0 компонент рассеянного поля, пропорциональными их средним интенсивностям:

$$G_{11}^0 \sim \langle E_\theta^e E_\theta^{e*} \rangle; G_{22}^0 \sim \langle E_\theta^z E_\theta^{z*} \rangle; G_{33}^0 \sim \langle E_\phi^e E_\phi^{e*} \rangle; G_{44}^0 \sim \langle E_\phi^z E_\phi^{z*} \rangle$$

Здесь $E_\theta^{e*}, E_\theta^{z*}, E_\phi^{e*}, E_\phi^{z*}$ - сопряженные значения составляющих поля.

Все остальные элементы матрицы - комплексные диаграммы рассеяния перекрестных поляризаций, пропорциональные взаимным средним интенсивностям полей: $G_{ij}^0 \sim \langle E_\theta^e E_\theta^{z*} \rangle; \langle E_\theta^z E_\theta^{e*} \rangle; \langle E_\phi^e E_\phi^{z*} \rangle$ и т.д.

В случае обратного рассеяния волн в силу равенства перекрестных элементов матрицы 2.3 и ее симметрии общее число элементов, подлежащих определению, сокращается до шести: G_{11}^0 , G_{44}^0 , $G_{22}^0 = G_{33}^0$, G_{12}^0 , G_{14}^0 , G_{24}^0 .

В работе [13], экспериментальные исследования шероховатости водной поверхности и пашни показывают, что плотность распределения их высот и градиента можно считать нормальной с нулевым средним значением. Это и будем полагать при рассмотрении элементов матрицы ДОР и УЭПР для изотропной поверхности.

Модель I: $\zeta_m(x, y)$ – мелкие неровности. Они могут быть слабошероховатыми и мелкомасштабными: $\sigma_m \ll \lambda$; $\rho_m \leq \lambda$. Подобной моделью можно описывать бетонные, асфальтовые, песчаные и гравийные покрытия, спокойную водную поверхность с небольшой рябью, ровные степи при их облучении волнами миллиметрового, сантиметрового и более длинноволнового диапазонов.

где σ_m – среднеквадратическая высота,

ρ_m – радиус корреляции неровностей,

λ – длина волны зондирующего колебания.

Модель УЭПР приведена в [30]:

$$\sigma_{ij}^0 = 64\pi^4 \left(\frac{\sigma_m \rho_m}{\lambda \lambda} \right)^2 |G_{ij}(\theta, \varepsilon)|^2 \cos^4 \theta \exp\{-(2\pi \frac{\rho_m}{\lambda} \sin \theta)^2\}, \quad (2.4)$$

Здесь, $G_{ij=BB} = \frac{(\varepsilon - 1)[(\varepsilon - 1)\sin^2 \theta + \varepsilon]}{(\varepsilon \cos \theta + \sqrt{\varepsilon - \sin^2 \theta})^2}$, $G_{ij=TT} = \frac{(\varepsilon - 1)}{(\cos \theta + \sqrt{\varepsilon - \sin^2 \theta})^2}$; и $G_{ij}^0 = 0$ для всех

остальных сочетаний ij ;

В табл. 2.1 систематизированы статистические характеристики различных типов поверхности по библиографическим источникам [28-30].

Таблица 2.1

Тип поверхности	Диэлектрическая проницаемость	Крупномасштабные неровности $\sigma_{кр}, \rho_{кр}$	Мелкомасштабные неровности	
	ε		σ_m [см]	ρ_m [см]
Бетон : $\lambda = 3$ см	6,5+i1,5	-	0,016	0,14

8мм	5,2+i0,5	-	0,016	0,14
4мм	5,0+i0,36	-	0,016	0,14
Асфальт: $\lambda = 3\text{см}$	4,3+i0,1	-	0,04	0,22
8мм	2,4+i0,5	-	0,04	0,22
4мм	2,2+i0,2	-	0,04	0,22

На рис 2.2 приведена зависимость модуля УЭПР для мелкомасштабной модели геометрических неровностей сухого асфальта (а) и бетона (б) для разных длин волн и для случая вертикальной поляризации. Анализ этих графиков показывает, что с увеличением угла θ модуль УЭПР уменьшается, а с уменьшением длины волны модуль УЭПР ещё больше уменьшается.

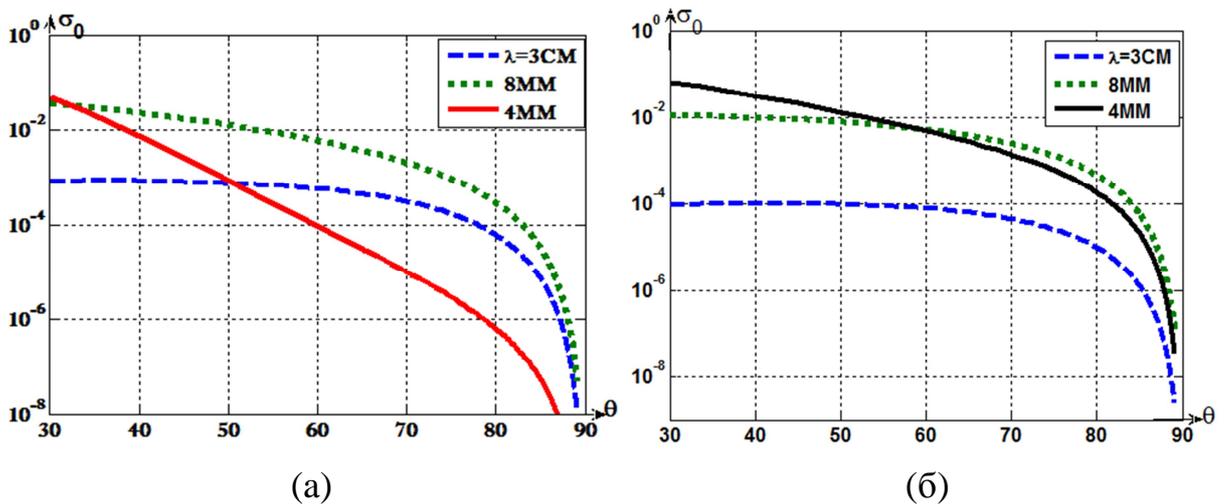


Рис 2.2. Зависимость модуля УЭПР для мелкомасштабной модели геометрических неровностей

Модель II: $\zeta_k(x, y)$ – крупномасштабные и сильно шероховатые неровности. Для этих неровностей характерны следующие статистические закономерности $\sigma_k \gg \lambda$; $\rho_k \gg \lambda$, σ_k – среднеквадратическая высота, ρ_k – радиус корреляции неровностей.

При их облучении волнами миллиметрового, сантиметрового и более длинноволнового диапазонов в природе этой моделью могут быть описаны основные рельефы суши: неспаханые поля, холмистая местность, пустыни с барханами, крупные обломки скал, а также большие волны морской поверхности.

Выражение для модуля УЭПР приведено в [30]:

$$\sigma_0^{\text{II}} = \frac{\sec^4 \theta}{2 \operatorname{tg}^2 \beta_{\text{ck}}} \left| F_{B,\Gamma}(\theta=0) \right|^2 \exp \left\{ -\operatorname{tg}^2 \theta / 2 \operatorname{tg}^2 \beta_{\text{ck}} \right\} \quad (2.5)$$

При углах облучения, близких к вертикальным ($\theta < 30^\circ$), и пологой поверхности ($\operatorname{tg} \beta_{\text{ck}} \ll 1$) справедливо следующее упрощение формулы (2.5):

$$\sigma_0^{\text{II}} \approx \frac{\left| F_{B,\Gamma}(\theta=0) \right|^2}{2 \beta_{\text{ck}}^2} \exp \left\{ -\theta^2 / 2 \beta_{\text{ck}}^2 \right\}, \quad \beta_{\text{ck}}^2 = 2 \sigma_k^2 / \rho_k^2 \quad (2.6)$$

При обратном рассеянии УЭПР - одинаковые для вертикальной и горизонтальной поляризаций, что объясняется равенством модулей коэффициентов отражения $\left| F_B(\theta=0) \right| = \left| F_\Gamma(\theta=0) \right| = \left| \frac{\sqrt{\varepsilon}-1}{\sqrt{\varepsilon}+1} \right|$. Из формулы (2.6) следует, что угловое распределение УЭПР (диаграмма обратного рассеяния - ДОР) - гауссовское с дисперсией β_{ck}^2 . При условии сильной шероховатости рельефа УЭПР зависит только от одного статистического параметра поверхности - среднеквадратического угла наклона β_{ck} . На рис. 2.3 показана зависимость УЭПР от θ при разных значениях дисперсии наклонов рельефа β_{ck} . Чем больше наклон рельефа, тем больше угловая ширина сечения обратного рассеяния.

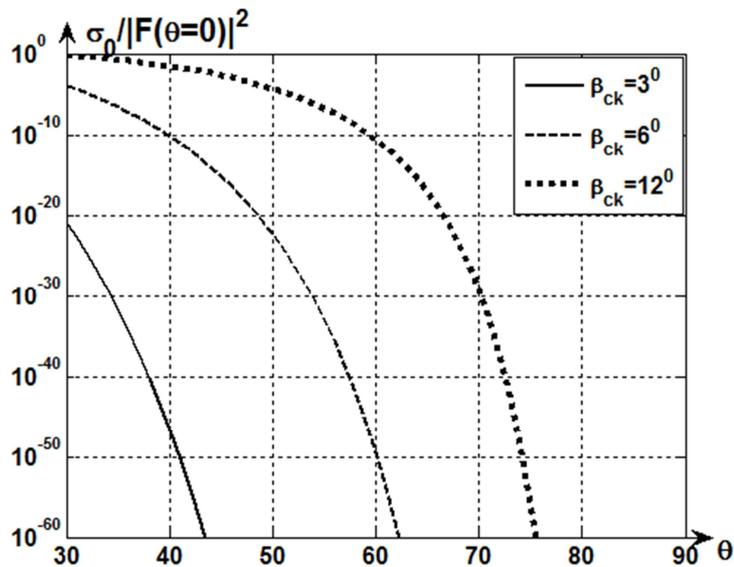


Рис. 2.3

Рассмотрим другой предельный случай, когда крупномасштабная поверхность слабо шероховатая (боронованная). Формулы для УЭПР получаются такие же, как для I модели поверхности [30], только вместо коэффициентов рассеяния надо подставить коэффициенты отражения Френеля $F_{B,\Gamma}$. Таким образом, при слабошероховатой крупномасштабной поверхности конечной проводимости сечение обратного рассеяния выражается формулой:

$$\sigma_0^{II} = 4k^4 \sigma_M^2 \rho_M^2 \left| F_{B,\Gamma}(\theta, \varepsilon) \right|^2 \cos^4 \theta \exp\{-k^2 \rho_M^2 / \sin^2(\theta)\} \quad (2.7)$$

Отметим, что угловые характеристики УЭПР II-й и I-й моделей поверхности отличаются: для II-й модели обратное рассеяние происходит от углов, близких к вертикали, а для I-й модели - в широком диапазоне углов, вплоть до скользких.

Модель III

Поверхность со сложной шероховатостью представим в виде двухмасштабной модели, являющейся суперпозицией независимых структур: крупномасштабной $\zeta_{кр}(x, y)$ и мелкомасштабной $\zeta_m(x, y)$. Тогда УЭПР такой модели выразятся в виде суммы УЭПР II-й модели поверхности и УЭПР от средней интенсивности поля возмущения в соответствии с этой модели:

$$\sigma_0^{III} = \sigma_0^{II} + \sigma_0^{III*} \quad (2.8)$$

Так как σ_0^{II} было получено в (2.7), то остается определить σ_0^{III*} , от идеально проводящей поверхности σ_0^{III*} имеет вид [30]:

$$\sigma_0^{III*} = 4k^4 \sigma_M^2 \rho_M^2 M_{ij}(\theta, \beta_{ck}) \cos^4 \theta \exp\{-k^2 \rho_M^2 / \sin^2(\theta)\} \quad (2.9)$$

где, $M_{ij}(\theta, \beta_{ck})$ - поляризационные множители, показывающие зависимость от поляризации (при излучении и приеме) и статистической характеристики крупномасштабной неровности – угла β_{ck} :

$$M_{BB} = \left[1 + \sin^2 \theta - tg^2 \beta_{ck} \sin 2\theta + tg^4 \beta_{ck} (1 + \cos^2 \theta) \right]^2,$$

$$M_{ГГ} = [\cos^2 \theta - tg^2 \beta_{ck} \sin 2\theta + 2tg^4 \beta_{ck} (1 + \sin^2 \theta)]^2,$$

$$M_{ГВ} = M_{ВГ} = [2tg^2 \beta_{ck} \sin \theta - 2tg^4 \beta_{ck} \cos \theta]^2.$$

Из уравнения (2.9) видно, что:

- при небольших углах θ , $\sigma_o^{\text{II}} \gg \sigma_o^{\text{III}*}$, а при больших углах θ , $\sigma_o^{\text{II}} \ll \sigma_o^{\text{III}*}$.

Если величина $\sigma_{\kappa}^2/\rho_{\kappa}^2$ увеличивается, то σ_o^{II} уменьшается в очень малом угле ($\theta \rightarrow 0^0$) и увеличивается в больших углах. Итак, σ_o^{II} увеличивается с увеличением $\sigma_{\kappa}^2/\rho_{\kappa}^2$ при увеличении θ . При дальнейшем увеличении углов θ характеристики отражения определяются мелкой шероховатостью. Объяснение выше сказанному показано на рис. 2.3:

- σ_o^{II} не зависит от длины волны, а $\sigma_o^{\text{III}*}$ пропорциональна четвертой степени длины волны при небольших углах θ . При увеличении θ показатель степени λ уменьшается.

В общем случае, когда поверхность имеет конечную проводимость величина УЭПР приведена в [29]:

$$\sigma_{0ij}^{\text{III}*} = 4k^4 \sigma_M^2 \rho_M^2 \left(1 - \frac{1}{\varepsilon}\right)^2 \exp\{-k^2 \rho_M^2 / \sin^2(\theta)\} I_{ij}(\theta, \beta_{ck}, \varepsilon) \quad (2.10)$$

где, σ_M , ρ_M - соответственно среднеквадратическое отклонение (СКО) и радиусы корреляции мелких неровностей,

$$k = 2\pi/\lambda - \text{волновое число,}$$

Анализ формулы (2.10) показывает, что если мелкомасштабная поверхность ζ_m располагается на крупномасштабных ζ_{κ} и, следовательно, средняя высота $\bar{\zeta}_m = \zeta_{\kappa}$, то элементы матрицы ДОР от такой структуры определяются статистическими параметрами обеих профилей: $\sigma_m/\lambda, \rho_m/\lambda, \beta_{ck}$, а также весьма сложной зависимостью от ε (см. рис. 2.4).

На рис. 2.4 показана зависимость УЭПР от угла θ при разных значениях дисперсии наклонов β_{ck} , $\frac{\rho_m}{\lambda}$ для случая излучения и приема ЭМВ с вертикальной

поляризацией (а) и горизонтальной поляризации (б) для случая: $\varepsilon=25+i14$;

$$\frac{\sigma_M}{\lambda} = 0.1$$

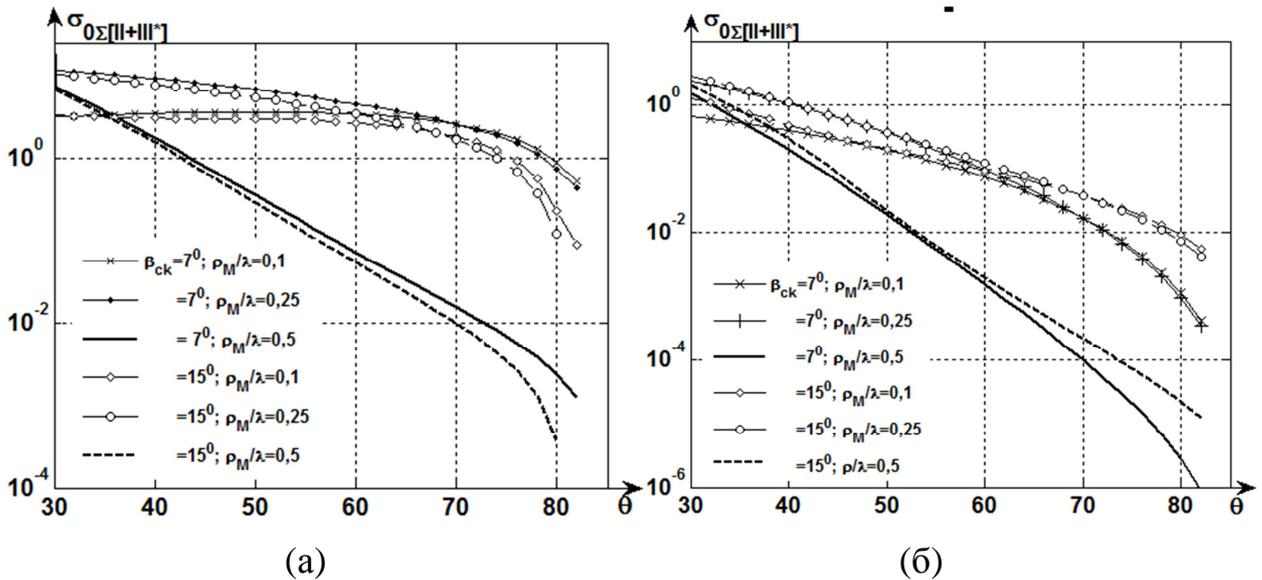


Рис. 2.4

Модель IV: Это прежде всего растительные покровы: трава, лиственные деревья, культурные насаждения и посадки, слоистые структуры: льды, снег на поверхности и ряд других. В [31,33] существующие модели растительного покрова в виде сплошной среды приведены. Использование модели сплошной среды ограничивается условиями малости расстояния между рассеивающими элементами по сравнению с длиной волны. Считается, что флуктуации диэлектрической проницаемости являются слабыми [33].

Отражающие свойства почвы, покрытой растительностью, зависят от затухания радиоволн в слое растительности. Для густого растительного покрова отражение близко к диффузному, подчиняющемся закону Ламберта [31]:

$$\sigma_0 = k_L \cdot \cos^2 \theta, \quad (2.11)$$

где k_L — постоянный коэффициент, который зависит от материала растительного покрова (пшеницы, картофеля...). Но также должны видеть, что тогда затухание отражающей радиоволн в нижнем слое значительно уменьшается. Во всех случаях с ростом ε увеличиваются соответствующие коэффициенты отражения и удельные ЭПР. Статистическое изменение отражающих свойств приводит к

трудностям в расчете УЭПР. В таком случае можно использовать экспериментально полученные данные об УЭПР для различных типов поверхности.

В работе [33] приведены данные лабораторных измерений на волне 3,2 мм коэффициента отражения по мощности следующих материалов:

- сухая сосновая древесина:	0.03
- сырая древесина:	0.32
- сосновая хвоя:	0.031
- опавшие дубовые листья:	0.007
- сосновая кора сухая:	0.036

Коэффициент отражения элементов растительности при поглощении ими воды увеличивается примерно в 10 раз.

На основе работ [31-33] при исследовании рассеяния ЭМВ на поверхности с растительности, мы можем сделать следующие выводы:

- для слабых растительных покровов УЭПР σ_{02} имеет малую величину по сравнению с σ_{01} ,

- отражение обусловлено главным образом поверхностью почвы и поэтому при углах падения от 0° ... до 30° ... 40° приближается к отражению поля без растительности. Увеличение высоты растений приводит к увеличению отражения, особенно для больших углов падения,

- для культурных посадок, где растения располагаются на некоторых интервалах друг от друга, еще ощущается влияние поверхности почвы при углах падения, близких к нулю,

- для леса отражение от почвы практически отсутствует.

Таким образом, представленные результаты дали краткое описание статистических характеристик рассеяния ЭМВ земной поверхности в ММ диапазоне длин волн. Показано, что:

1. Величины ЭПР (УЭПР) шероховатой поверхности (асфальт, бетон, пашня, поверхность, покрытая растительностью и др.) изменяются в большом диапазоне ($1 \div 10^5$) для углов визирования $\theta \leq 85^{\circ}$. Известно, что зависимость мощно-

сти отраженного сигнала от величин ЭПР наблюдаемых объектов и дальности R до них, которая прямо пропорциональна ЭПР и R^4 . Данное обстоятельство позволяет оценить динамический диапазон приемника РПС и выбрать его технические характеристики на этапе проектирования.

2. Приведенные результаты позволяет группировать и опознавать объекты при формировании и отображении РЛИ на экране РПС.

2.2 Возможности повышения разрешающей способности РПС при измерении угловых координат объектов

Как известно, невозможно одновременно обеспечить снижение размера антенной системы и необходимое разрешение по угловым координатам одноканального автомобильного радара. Необходимость обеспечить высокое разрешение ведет к увеличению линейных размеров антенной системы. Кроме того, влияние уровня боковых лепестков ДНА в азимутальной плоскости может привести к неправильному измерению координаты целевого угла при появлении объектов со значительной величиной ЭПР.

В настоящее время насчитывается достаточно большое количество методов определения угловых координат наблюдаемых объектов. Это методы максимального правдоподобия, линейного предсказания, максимальной энтропии, собственных векторов (Писаренко MUSIC, EV, ESPRIT, минимальной нормы) и др. Суть этих методов связана с широким использованием модельных представлений об анализируемых процессах, учитывающих свойственные им внутренние связи.

Вопросу сравнительного анализа методов для определения угловых координат наблюдаемых объектов со сверхразрешением посвящено достаточно большое число исследований [35, 37-40]. Однако, необходимо отметить, что в каждой из работ одновременно сравниваются лишь несколько методов и то по отдельным показателям (разрешающая способность, степень смещения оценки и др.).

При спектральном анализе отклик от целей с малой ЭПР может подавляться боковыми лепестками. Определенные проблемы вызывает также эффект маскирования спектральных линий слабых сигналов боковыми лепестками спектраль-

ных линий более сильных сигналов. Благодаря применению современных методов спектрального оценивания, в определенных условиях удается преодолеть эффект маскирования спектральных линий слабых сигналов боковыми лепестками спектральных линий более сильных сигналов классическим методам. Современные методы спектрального оценивания имеют определенное преимущество по частотному разрешению по сравнению с классическим спектральным оцениванием.

Отличительной особенностью процедуры оценивания числа и угловых координат целей является большое отношение мощности целей с больших значений $S_{ЭПР}$ и на коротких расстояниях к мощности внутреннего шума на входе антенной системы, что создает благоприятные условия для определения их угловой координаты с применением современных методов спектрального анализа. Основное достоинство последних состоит в том, что они позволяют определять число и угловые координаты целей, не прибегая к электрическому или механическому перемещению диаграммы направленности антенны и используя лишь алгоритмические способы обработки сигналов, принятых элементами антенной решетки.

Использование методов сверхразрешения, основанных на анализе корреляционной матрицы сигналов, таких как MUSIC, EV и ESPRIT [35-38] позволяет обеспечить достаточную разрешающую способность антенной системы с малым размером. Анализ литературы [37-40] показывает, что наиболее популярными техниками в настоящее время являются методы MUSIC и ESPRIT.

Повышение разрешающей способности измерения угловых координат объектов по методу MUSIC

По методу MUSIC, сигналы от M узкополосных источников поступают на линейную эквидистантную антенную решётку, состоящую из N антенных элементов (рис. 2.5).

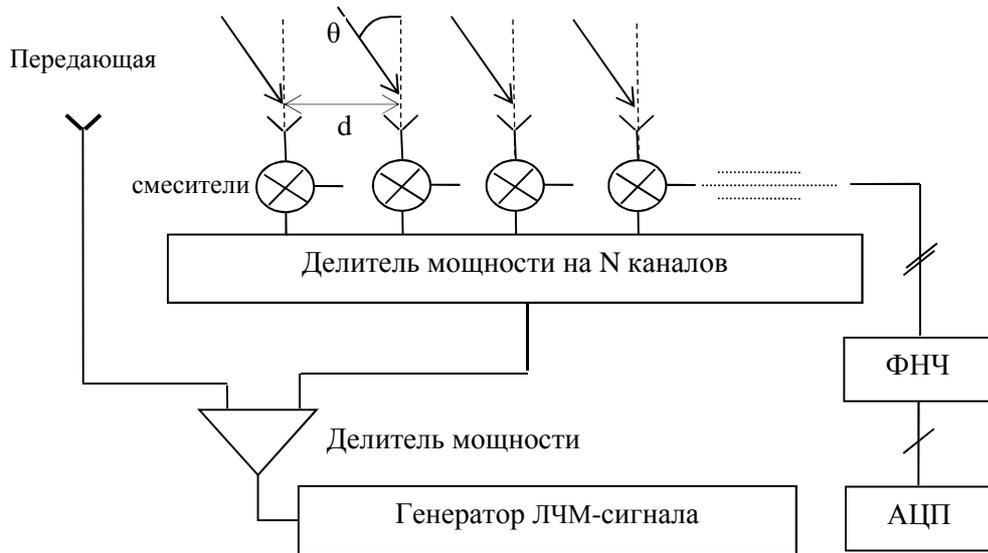


Рис. 2.5. Блок схема радара с антенной решеткой, состоящей из N антенных элементов

Модель сигнала $x(t)$, принимаемого антенной решеткой, можно записать следующим образом:

$$x(t) = As(t) + n(t), \quad (2.12)$$

где $A = [a(\theta_1), \dots, a(\theta_M)]$ - матрица направляющих векторов размерности $N \times M$, $a(\theta_m) = [1, z^1, \dots, z^{N-1}]^T$ - направляющий вектор m -го источника сигнала размерности N , $z = \exp[-j(2\pi d / \lambda) \sin(\theta)]$, d - расстояние между элементами АР, $s(t) = [s_1, \dots, s_M]^T$ - вектор сигналов размерности M , $n(t)$ - вектор шумов приёмной аппаратуры антенной решетки (белый гауссовский шум) размерности N .

Для оценки угловых координат объектов метод MUSIC использует разложение пространственной корреляционной матрицы сигналов $R = [x(t)x(t)^H]$ для собственных векторов и собственных значений:

$$R = AR_s A^H + \sigma^2 I = U_s \Lambda_s U_s^H + U_n \Lambda_n U_n^H. \quad (2.13)$$

где: U_s, U_n - собственные векторы корреляционной матрицы R сигнального и шумового подпространства соответственно. Выходная функция метода MUSIC выглядит следующим образом:

$$P_{MUSIC}(\theta) = [a^H(\theta) U_n U_n^H a(\theta)]^{-1} \quad (2.14)$$

где U_n - это матрица собственных векторов шумового подпространства, соответствующих $N-M$ наименьшим собственным значениям матрицы R . Положения максимумов выходной функции MUSIC будут соответствовать оценке угловых координат объектов.

Выражение 2.14 позволяет оценить угловые координаты целей. Таким образом, метод MUSIC можно описать следующими шагами:

1. Выбрать $M, N, \theta_m, \lambda_m, d$,
2. Сформировать матрица принимаемых сигналов и помехи AP ,
3. Оценить пространственную корреляционную матрицу принимаемых сигналов R ,
4. Найти собственные значения и собственных векторов матрицы (определить сигнальные собственные векторы, соответствующие M наибольшим собственным числам),
5. Определить выходную функцию метода MUSIC (углы прихода),
6. Повторить шаги 1-5 с различными значениями: N антенных элементов, степени корреляции сигналов (r), отклонения разброса фаз в каналах антенной решетки ($\Delta\phi$), количества отсчетов усреднения (K), угловых координат (θ) объектов и отношения сигнал-шум (ОСШ) для оценки разрешающей способности метода MUSIC.

На рисунках 2.6 и 2.7 приведены результаты моделирования оценки разрешающей способности метода MUSIC для линейной эквидистантной антенной решетки с $N=24$ и $d=\lambda/2$.

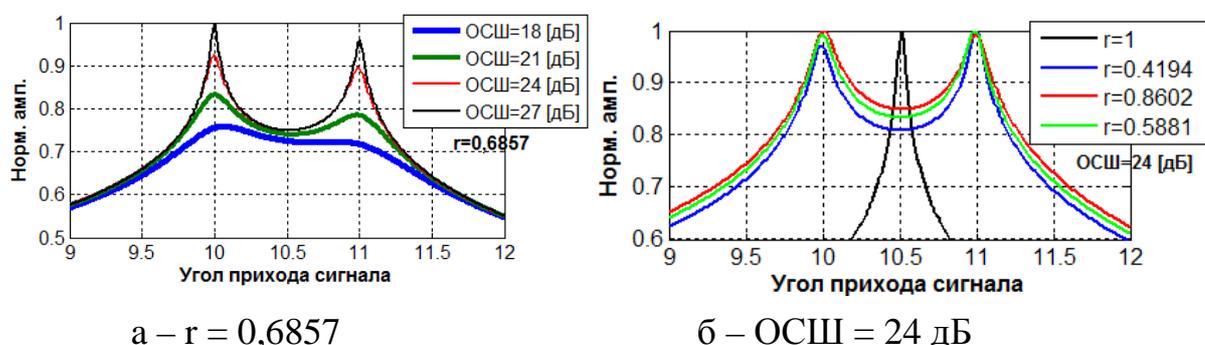


Рис. 2.6. Зависимость разрешающей способности от ОСШ и степени корреляции сигналов, отраженных от двух объектов с $\theta = 10^\circ, 11^\circ$ и $\Delta\phi = 0$.

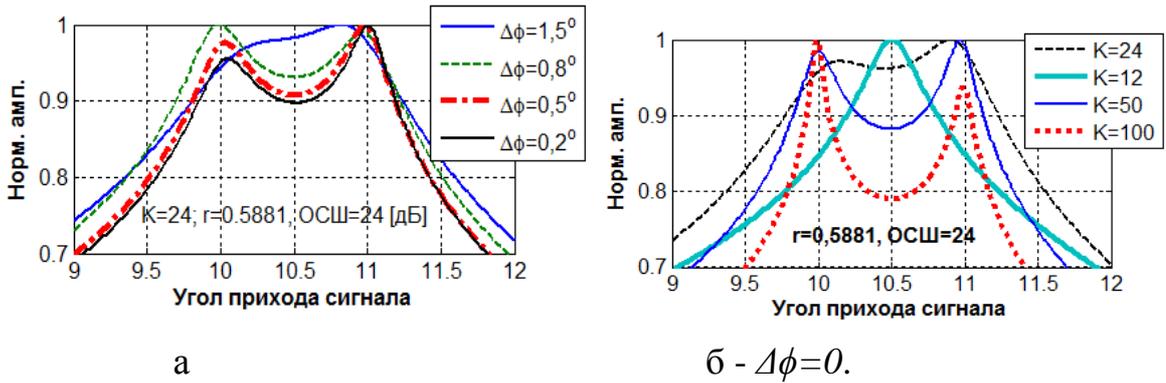


Рис. 2.7. Зависимость разрешающей способности от отклонения разброса фаз в каналах антенной решетки и количества отсчётов усреднения (K) двух объектов с $\theta = 10^\circ, 11^\circ$

Из рисунков 2.6 и 2.7 следует, что:

1. Разложение матрицы R на собственные векторы и собственные значения имеет смысл только в том случае, когда отраженные сигналы и шум в приёмных каналах антенной решетки не коррелированы между собой. В случае, если две цели расположены на одном и том же расстоянии от антенны (как показано на рисунке 2.8), то сигналы, отраженные от двух целей будут иметь высокую степень корреляции. Это приводит к деградации ранга матрицы R и невозможности разделения объектов.

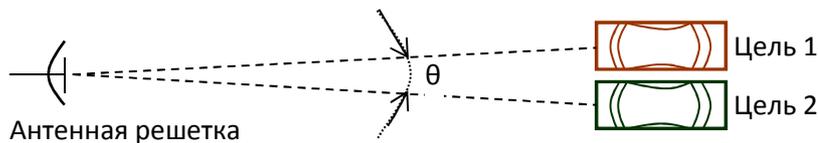


Рис. 2.8

2. Метод MUSIC чувствителен к амплитудным и фазовым ошибкам в приёмных каналах антенной решетки, возникающих из-за теплового шума и не идентичности антенной системы и элементов приёмного тракта.

3. При более низких значениях ОСШ (< 20 дБ), величина собственных значений шумового подпространства стремится к собственным значениям сигнального пространства, что приводит к непредсказуемым искажениям результатов оценки.

4. Чтобы лучше различать объекты при ОСШ меньше 20 дБ необходимо обеспечить увеличение следующих параметров: количества антенных элементов и отсчётов усреднения.

Метод ESPRIT основан на пространственном разделении принятого антенной решеткой сигнала. Основой алгоритма является тот факт, что элементы антенной решетки делятся на две матрицы с равным размером, и отделены друг от друга фиксированным расстоянием. Метод ESPRIT не требует знания и хранения конфигурации решетки в отличие от широкополосного метода MUSIC.

Оценка эффективности метода MUSIC

По методу MUSIC размер антенной системы определяется следующим образом:

$$L_{MUSIC} = d \cdot (N - 1), [M], \quad (2.15)$$

здесь, d – расстояние между элементами антенной системы, $d = \frac{\lambda}{2}$

$$L_{MUSIC} = \frac{\lambda}{2} \cdot (N - 1) \geq \frac{\lambda}{2} \cdot M, [M], \quad (2.16)$$

и соответствует угловому диапазону наблюдения: $\Omega_{MUSIC} = \delta\theta_{MUSIC} \cdot M$, $\delta\theta_{MUSIC}$ - разрешающая способность по углу метода MUSIC, а в РПС с одноканальным приёмником если горизонтальный размер антенны равен $L_{РПС}$, то разрешающая способность РПС по углу определяется следующим образом:

$$\delta\theta_{РПС} = \frac{58,4^\circ \lambda}{L_{РПС}}, \quad (2.17)$$

Из формул 2.16 и 2.17 получим отношение горизонтального размера двух антенных систем:

$$\gamma = \frac{L_{РПС}}{L_{MUSIC}} \leq \frac{116,8^\circ}{\Omega_\theta} \cdot \frac{\delta\theta_{MUSIC}}{\delta\theta_{РПС}}, \quad (2.18)$$

На рисунке 2.9 приведена зависимость $\gamma = \frac{L_{РПС}}{L_{MUSIC}}$ от углового диапазона наблюдения Ω . Из рисунки видно, что антенная система с обработкой по методу

MUSIC может применяться при небольшом угле обзора ($\Omega < 90^\circ$) в азимутальной плоскости по сравнению с волноводно-щелевой антенной в РПС.

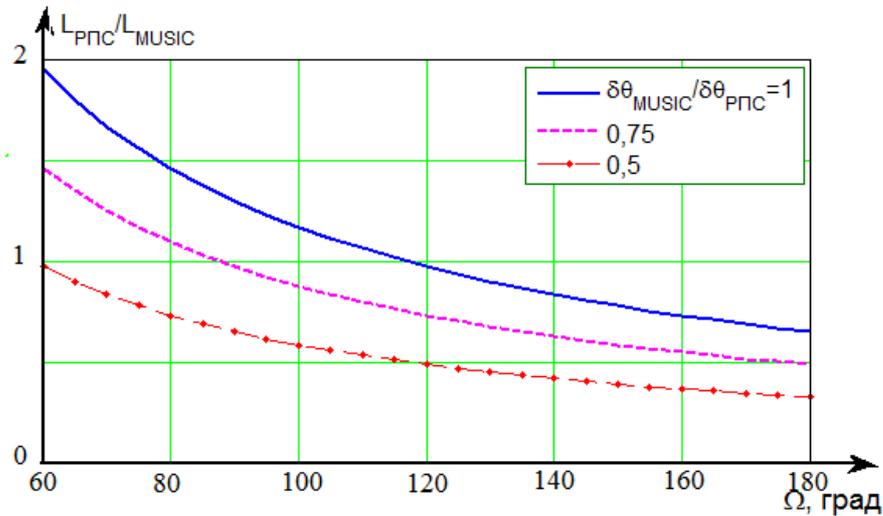


Рисунок 2.9. Зависимость отношения горизонтального размера

двух антенных систем ($\gamma = \frac{L_{\text{APLC}}}{L_{\text{MUSIC}}}$) от углового диапазона наблюдения Ω_θ .

Кроме того, применение данных методов требует выполнения ряда требований к используемым сигналам и параметрам приёмных каналов, которые в реальных условиях могут быть трудно выполнимым. Например, требуют большое количество каналов радиолокационных приемников, что существенно повышает стоимость РПС.

2.3 Оценка влияния уровня боковых лепестков ДНА РПС

При сканировании ДНА в азимутальной плоскости мощность сигнала, отраженного от объекта, имеющего большую ЭПР по боковым лепесткам может быть больше чем мощность сигнала, отраженного от объекта, имеющего маленькую ЭПР по основному лепестку ДНА (см. рис. 2.10).

Поскольку величина ЭПР наблюдаемых объектов в автомобильном РПС изменяется (см. раздел 2.1) в большом диапазоне, то данное обстоятельство может привести к повышению мешающего влияния отражений по боковым лепесткам ДНА. Как правило, максимальная мощность принятых сигналов соответствует сигналам, рассеянным от объектов, расположенных на минимальных дальностях ($R = 1,5 \div 2$ м) и имеющих максимальную ЭПР: $10^2 - 10^3$ м². При этом, максималь-

ная величина ЭПР $S_{\text{ЭПРmax}}$, которая составляет величину порядка 100-1000 м², соответствует отражениям от большегрузных автомобилей. С другой стороны, как показано в [44], при наблюдении объектов на фоне подстилающей поверхности возникает многолучевое распространение отраженных ЭМВ.

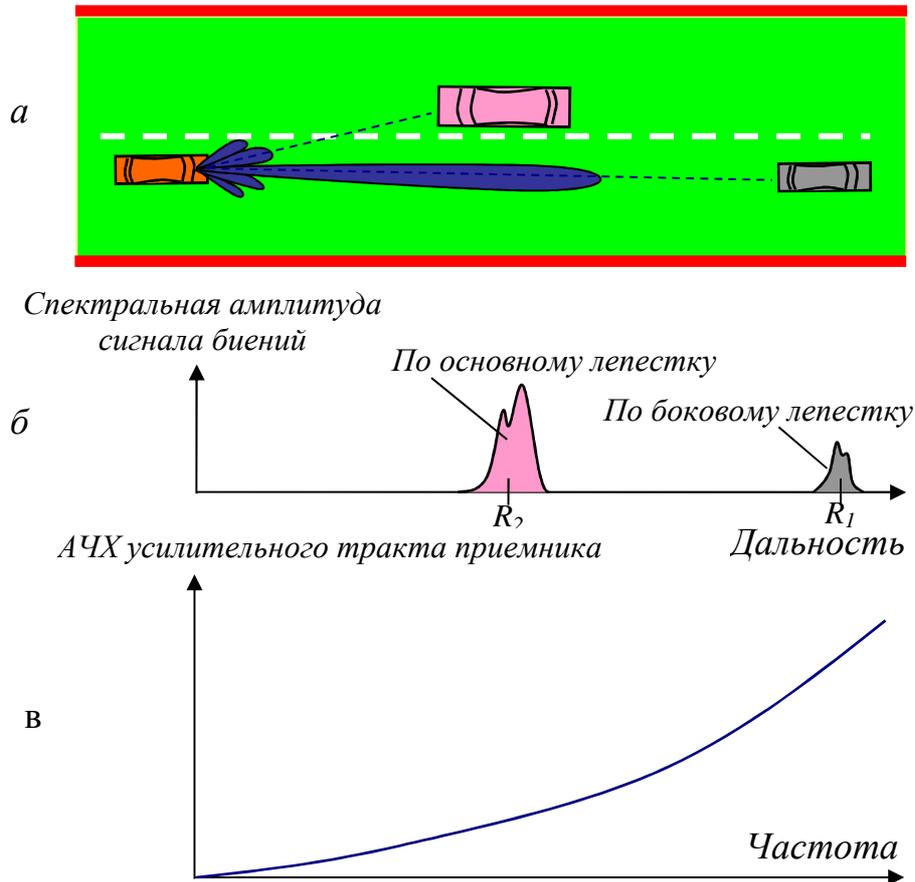


Рисунок 2.10. Описание влияния уровня боковых лепестков ДНА РПС

Данный эффект приводит к существенному изменению интенсивности отражённых сигналов в рабочем диапазоне дальностей: $R = 10-250\text{м}$. Так, величина ЭПР объекта может многократно возрасти вследствие интерференции (вызванной многолучевым распространением сигналов). В этом случае влияние уровня боковых лепестков ДНА РПС в азимутальной плоскости может привести к неправильному измерению координаты объектов с значительной величиной ЭПР (рис. 2.10).

Поэтому одной из важных задач на этапе проектирования РПС ТС является оценка влияния уровня боковых лепестков ДНА.

Рассмотрим случай, когда РПС с мощностью $P_{изл}$ и коэффициентом усиления антенны $G_{прд}$, облучает объект, расположенный на расстоянии R , в направлении (θ, β) и который имеет эффективную площадь отражения $S_{ЭПР}$.

Мощность сигнала, отраженного от объектов на входе приемника определяется в виде:

По главному лепестку ДНА:

$$P_{прм}^{глав} = \frac{P_{изл} G_{A_глав}^2 \lambda^2}{(4\pi)^3 R_1^4} S_{ЭПР_1}, \quad (2.19)$$

где $P_{изл}, P_{прм}^{глав}$ - передающая и приемная мощность,

$G_{A_глав} = G_{изл_глав} = G_{прм_глав}$ - коэффициенты усиления передающей и приемной антенн по главному лепестку,

λ - длина волны несущего колебания,

R_1 - расстояние до объектов.

По первому боковому лепестку ДНА:

$$P_{прм}^{бл} = \frac{P_{изл} G_{A_бл}^2 \lambda^2}{(4\pi)^3 R_2^4} S_{ЭПР_2}, \quad (2.20)$$

где $P_{прм}^{бл}$ - приемная мощность по боковому лепестку, $G_{A_бл} = G_{изл_бл} = G_{прм_бл}$ - коэффициенты усиления передающей и приемной антенн по боковому лепестку.

Из формулы 2.19 и 2.20 получим отношение мощности на входе приемника по главному и боковому лепестку ДНА $\gamma_1 = \frac{P_{прм}^{глав}}{P_{прм}^{бл}}$:

$$\gamma_1 = \frac{P_{прм}^{глав}}{P_{прм}^{бл}} = \frac{G_{A_глав}^2 S_{ЭПР_1} R_2^4}{G_{A_бл}^2 S_{ЭПР_2} R_1^4} \quad (2.21)$$

Учитывая квадратичную АЧХ усилительного тракта приемника, которая имеет вид: $K_{прм}(R) = K_0 R^\alpha$, ($\alpha \geq 0$), отношение мощности на выходе приемника по главному и боковому лепестку ДНА будет определяться следующим выражением:

$$\gamma_2 = \frac{P_{вых_прм}^{глав}}{P_{вых_прм}^{бол}} = \frac{G_{A_глав}^2 S_{ЭПР_1} R_2^{4-\alpha}}{G_{A_бол}^2 S_{ЭПР_2} R_1^{4-\alpha}} \quad (2.22)$$

На рисунке 2.11 приведена зависимость величины γ от отношения $\frac{R_2}{R_1}$ с различными значениями $\frac{S_{ЭПР_1}}{S_{ЭПР_2}}$ и α .

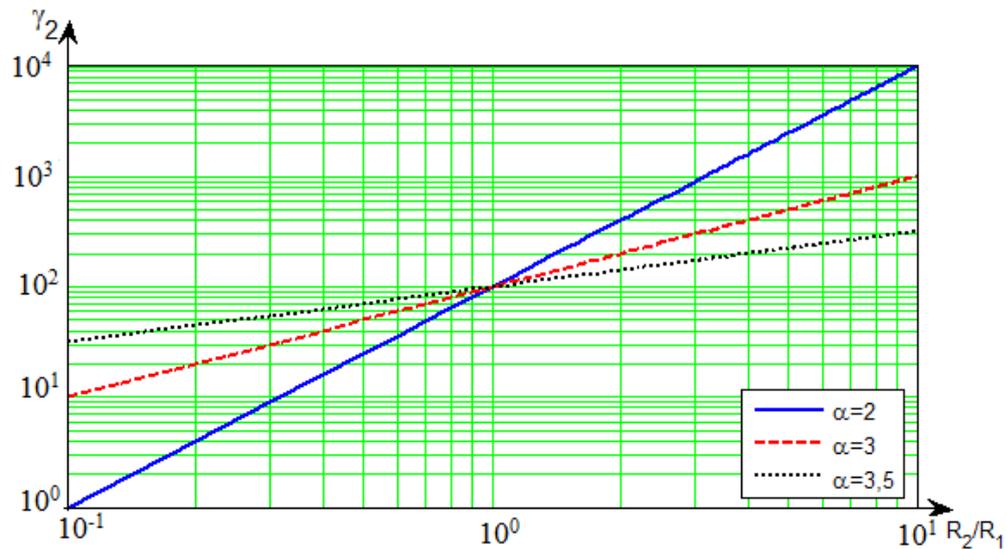


Рисунок 2.11. Зависимость отношения мощности на выходе приемника по глав-

ному и боковому лепестку ДНА ($\gamma = \frac{P_{прм}^{глав}}{P_{прм}^{бол}}$) от $\frac{R_2}{R_1}$ при $\frac{G_{A_глав}}{G_{A_бол}} = 20\text{дБ}$

Анализ графиков рисунка 2.11 показывает, что:

1. При изменении значения ЭПР наблюдаемых объектов в широком диапазоне $\left(\frac{S_{ЭПР_2}}{S_{ЭПР_1}} \leq 100 \right)$ мощность отраженного сигнала, полученного основным лепестком ДНА на выходе приемника больше в 10 раз по сравнению с уровнем отраженного сигнала по боковыми лепестками ДНА даже при дальностях $\frac{R_1}{R_2} \leq 10$.

2. Увеличение отношения $\frac{G_{A_глав}}{G_{A_бл}}$ позволяет уменьшить влияние уровня боковых лепестков ДНА.

3. Увеличение α приводит к повышению влияния уровня боковых лепестков ДНА.

Известно, что зависимость мощности отраженного сигнала прямо пропорциональна $K_o \cdot R^{-(4-\alpha)}$ (с $K_o \cdot R^\alpha$ - квадратичная характеристика АЧХ усилительного тракта приемника). Таким образом, чем меньше коэффициент α , тем больше диапазон изменения мощности сигнала на выходе приемника (см. рис. 2.12). Поэтому при проектировании РПС можно выбрать значения α в диапазоне: $2 \leq \alpha \leq 3$.

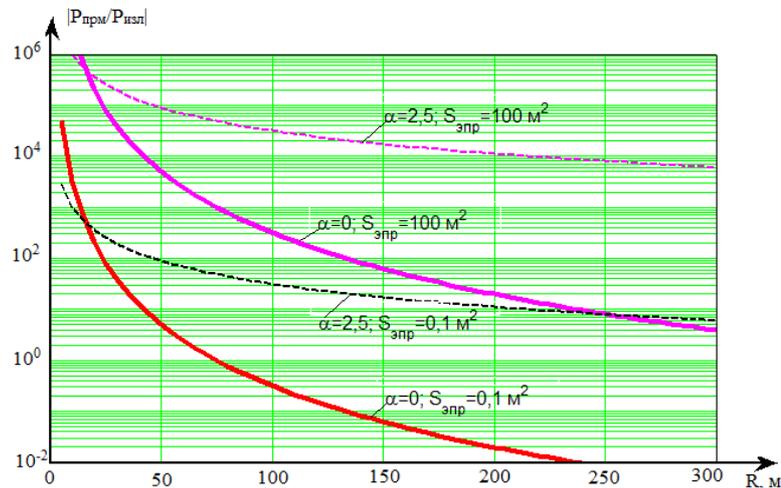


Рис. 2.12. Зависимость отношения мощности сигнала на выходе приемника и излучения от дальности до объектов с различными значениями ЭПР и α

$$\text{Здесь, } \left| \frac{P_{\text{прм}}}{P_{\text{изл}}} \right| = \frac{K_o G_A^2 \lambda^2 S_{\text{ЭПР}}}{(4\pi)^3 R^{4-\alpha}}, \quad (K_o = 1, \alpha = 0, \lambda = 8 \text{ мм}, G_A = 400),$$

$$\text{и } \left| \frac{P_{\text{прм}}}{P_{\text{изл}}} \right| = \frac{K_o G_A^2 \lambda^2 S_{\text{ЭПР}}}{10^3 (4\pi)^3 R^{4-\alpha}}, \quad (K_o = 1, \alpha = 2,5, \lambda = 8 \text{ мм}, G_A = 400).$$

2.4 Экспериментальный макет РПС

Как отмечалось во введении, задача создания РПС транспортных средств, работающего в реальном масштабе времени, остаётся по прежнему актуальной.

Результаты, полученные в процессе выполнения диссертационной работы, базируются на многолетних исследованиях учёных кафедры радиоприёмных устройств Московского авиационного института (национального исследовательского университета). Эти исследования были направлены на создание экспериментального образца панорамного радиолокационного датчика переднего обзора автомобиля, работающего в ММ диапазоне длин волн [44,45].

Экспериментальные макеты РПС с непрерывным зондирующим сигналом с линейной частотной модуляцией (ЛЧМ), работающие в диапазоне 39 ГГц, созданы специалистами кафедры радиоприёмных устройств Московского авиационного института (национального исследовательского университета). Применение ЛЧМ зондирующего сигнала позволило поднять энергетический потенциал РПС на 40 дБ и улучшить разрешение до 1,5-2 м. Применение новой антенны вытекающей волны в диапазоне 77 ГГц [46] позволило настолько снизить массу и габариты системы, что она по этим параметрам приблизилась вплотную к ИК системам автомобиля. На рис. 2.13 приведен макет РПС Ka диапазона, а на рис. 2.14 - внешний вид мобильного испытательного комплекса.



Рисунок 2.13. Макет РПС Ka диапазона Рисунок 2.14. Внешний вид мобильного испытательного комплекса

Основные характеристики макета АРЛС (РПС) приведены в таблице 2.2.

Таблица 2.2. Основные характеристики АРЛС

Дальность действия, м	5 - 250
Разрешение по дальности, м	< 1
Разрешение по азимуту, градус	1

Рабочая частота, ГГц	39
Мощность излучения, мВт	60
Антенна:	волноводно-щелевая (39 ГГц)
Сектор сканирования антенны в азимутальной плоскости, градус	90 ⁰ (39 ГГц)
Координаты изображения	азимут-дальность
Число информационных точек изображения	256 × 512 за один кадр
Энергопотребление	<100 Вт (бортовая сеть 12 - 24 В)
Скорость обновления информации, Гц	8-10

Структурная схема экспериментального макета АРЛС (РПС) ТС с ЛЧМ зондирующим сигналом (ЗС) приведена на рисунке 2.15.

Проведённые многочисленные лабораторные и экспериментальные исследования показали, что макет автомобильного РПС позволяет сформировать панорамное РЛИ на экране монитора в заданном угловом секторе на дальностях от 5 до 250 м в координатах азимут-дальность с требуемым разрешением и в реальном времени. Данный макет предоставляет водителю возможность четко наблюдать на РЛИ границы автодороги, двигающиеся и стоящие автомобили (как встречные, так и попутные), иные предметы и препятствия на ней.

Выводы к главе 2

В результате анализа технических характеристик АРПС установлено следующее:

1. Величины ЭПР (УЭПР) шероховатой поверхности (асфальт, бетон, пашня, поверхность покрыта растительностью и др.) изменяются в большом диапазоне ($1 \div 10^{-5}$) для углов визирования $\theta \leq 85^0$. Известная зависимость мощности отражающего сигнала от величин ЭПР наблюдаемых объектов и дальности R до них, позволила оценить динамический диапазон приёмника РПС, выбрать его энергетические характеристики при проектировании, а также группировать и распознавать наблюдаемые в РПС объекты.

2. Использование методов сверхразрешения, основанных на анализе корреляционной матрицы сигналов, таких как MUSIC и ESPRIT, позволяет обеспечить достаточную разрешающую способность по угловой координате с малым размером антенной системы.

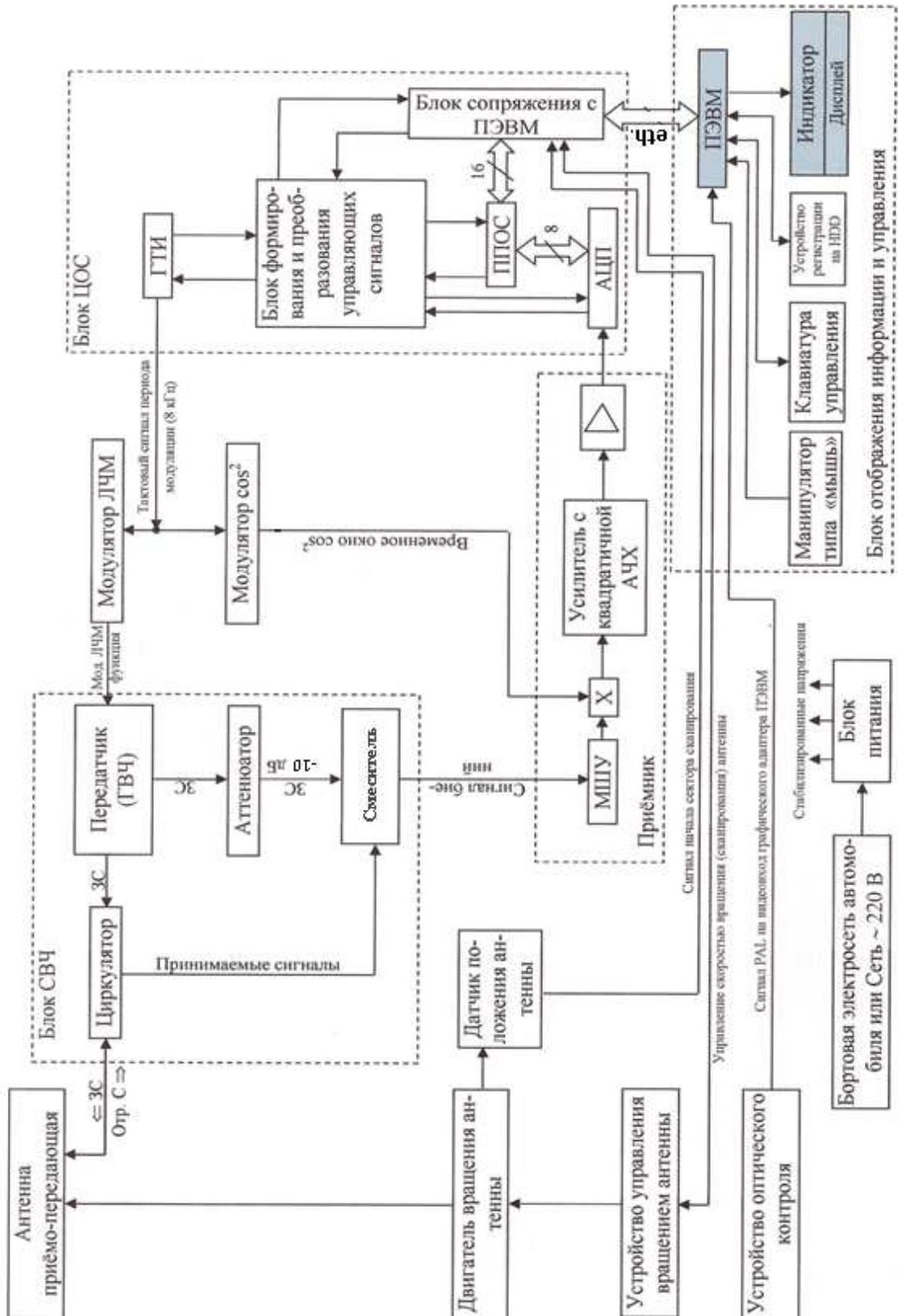


Рисунок 2.15. Структурная схема экспериментального макета РПС

Однако эффективность данных методов в рассматриваемом РПС обеспечивается применением антенной решётки, которая имеет небольшой угол обзора в азимутальной плоскости по сравнению с углом обзора, используемой в макете РПС волноводно-щелевой антенной (до 360^0). Кроме того, применение антенной решётки с современными методами обработки сигналов требует выполнения ряда технических параметров используемых сигналов, параметров приёмных каналов, и также требует большого количества каналов радиолокационного приёмника, что существенно повышает стоимость РПС.

3. Оценено влияние уровня боковых лепестков ДНА РПС в азимутальной плоскости. Учитывая, что АЧХ усилительного тракта приёмника РПС в зависимости от дальности имеет квадратичную характеристику в виде функции: $K_{прм}(R) = K_0 R^\alpha$, ($2 \leq \alpha \leq 3$), установлено, что влияние уровня боковых лепестков ДНА на характеристики наблюдения объектов на дороге с большой разницей (> 20 дБ) в величине ЭПР, является незначительным.

3 Разработка алгоритма измерения горизонтального вектора скорости транспортного средства с помощью РПС

Учитывая высокую информативность РЛИ в РПС, настоящая глава посвящена разработке алгоритма оценки горизонтального вектора скорости ТС (автомобиля), который основан на обработке панорамного РЛИ в РПС.

3.1 Выбор метода измерения скорости движения автомобиля

В сложных погодных условиях, при ограниченной (или отсутствии) оптической видимости, особенно при наличии водного, снежного или ледового покрова на поверхности дороги, очень важным фактором для обеспечения безопасности движения автомобиля является измерение его горизонтальных составляющих вектора скорости.

Существующие измерители скорости движения автомобиля, например - спидометр, не позволяют определить его две горизонтальные составляющие вектора скорости.

Известно [3], что радиолокационные методы могут использоваться для оценки вектора скорости автомобиля путём измерения доплеровского сдвига частоты в АРПС. Однако использование метода измерения доплеровской частоты приводит к необходимости использовать многоканальный приёмник в АРПС. Кроме того, трудно реализуется измерение доплеровской частоты при малых (< 2 м/с) скоростях движения автомобиля. Данные обстоятельства являются основным препятствием для реализации доплеровского метода измерения горизонтальных составляющих вектора скорости в АРПС.

Другим возможным радиолокационным методом измерения скорости является корреляционный метод [6]. Анализ различных алгоритмов измерения вектора скорости, приведённых в литературе, показывает, что корреляционный метод является наиболее перспективным направлением для решения поставленной задачи. Поэтому одной из целей диссертационной работы является разработка корреляционного алгоритма измерения скорости автомобиля. В этом случае оценка вектора скорости формируется путём нахождения смещения максимума взаимно-

корреляционной функции (ВКФ) последовательных кадров РЛИ, полученных в АРПС при движении автомобиля. Данный алгоритм измерения вектора скорости перемещения центра масс автомобиля (а потенциально и скорости поворота строительных осей относительно поверхности) с помощью РПС является независимым относительно традиционного спидометра и объективным в случае утраты сцепления колёс с дорогой.

3.2 Алгоритм измерения скорости движения автомобиля с помощью РПС

На рисунке 3.1 приведена физическая модель автомобиля, который движется по дороге, и 3.2 – два последовательных кадра РЛИ, наложенных друг на друга при движении автомобиля по дороге, соответственно.

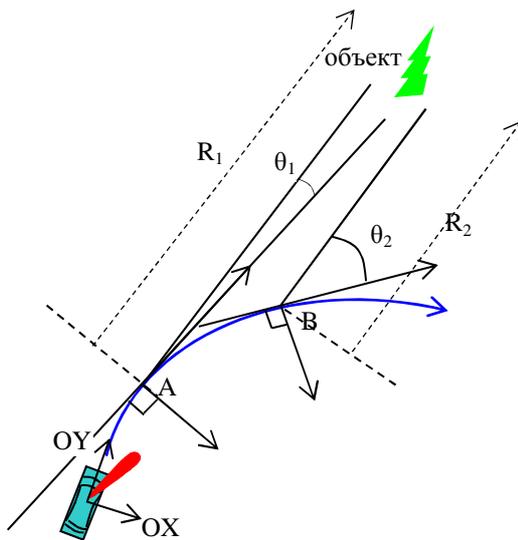


Рис. 3.1

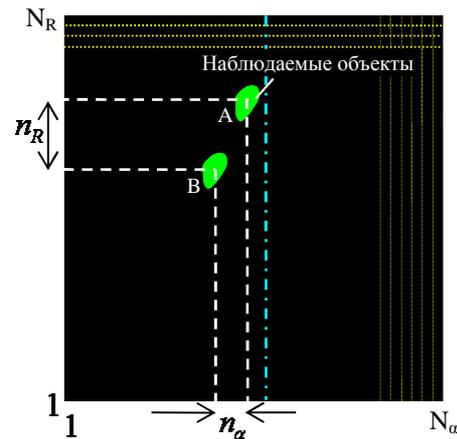


Рис. 3.2

На рисунках 3.1 и 3.2 обозначено:

- \overline{AB} - смещение автомобиля на дороге,
- F - темп обзора в РПС (кадров в секунду),
- Ω_θ - ширина рабочего сектора сканирования,
- $N_R \times N_\alpha$ - размер цифрового массива РЛИ,
- δ_R, δ_α - размер дискрета по дальности и азимуту,
- n_α - вычисленный сдвиг по азимуту,

- n_R - вычисленный сдвиг по дальности.

Если $\overline{AB} \ll R_1, R_2$, то величина горизонтальных составляющих вектора скорости автомобиля вычисляется по следующим формулам:

$$V_{OY} = F \delta_R n_R, [м/с], \quad (3.1)$$

$$V_{OX} = V_{OY} \operatorname{tg}(\theta_2 - \theta_1), [м/с], \quad (3.2)$$

$$V_{AP} = \sqrt{V_{OX}^2 + V_{OY}^2}, [м/с], \quad (3.3)$$

здесь, $\theta_2 - \theta_1 = n_\alpha \delta_\alpha$.

Из выражений 3.1 и 3.2 следует, что при движении автомобиля изображение, полученное в РПС, также смещается по координате, связанной с положением автомобильного радара. Это значит, что если измерить смещение сцены по изображению, можно измерить и скорость автомобиля. Смещение положения объекта изменяется по дальности и азимуту в зависимости от скорости и направления движения автомобиля, а также темпа обзора в РПС (количество кадров в секунду).

Таким образом, на основании анализа физической модели движения автомобиля по дороге и определения сдвига кадров РЛИ можно оценить горизонтальный вектор скорости автомобиля, используя, например, корреляционный метод.

Рассмотрим алгоритм пространственной корреляции, результатом выполнения которого является нахождение сдвига кадров РЛИ относительно друг друга. Этот сдвиг находится путём оценки максимума корреляционного интеграла, который в случае корреляции двух дискретных по пространству кадров РЛИ можно записать следующим образом:

$$R(t) = \sum_i^N \sum_j^N I_k(i, j) I_{k+1}(i-n, j-m), \quad (3.4)$$

где: $I_k(i, j)$ - распределение радиояркости k - ого кадра,

$I_{k+1}(i-n, j-m)$ - распределение радиояркости $k+1$ - кадра,

Алгоритм пространственной корреляции кадров РЛИ построен следующим образом:

- 1) Первый кадр будет записан в массив "А", а второй кадр (текущий кадр) будет записан в массив "В".

- 2) Данные в массиве “А” в процессе корреляции изменяться не будут, а данные в массиве “В” будут сдвигаться относительно своего текущего положения слева направо, на один пиксель (дискрет) от $-n$ до $+n$, где n - максимальный заданный сдвиг в одну из сторон.
- 3) Корреляция будет вычисляться в области $(i+n; j-n)$, где i - наименьший номер пикселя слева направо для оси, по которой вычисляется ВКФ, а j - соответственно наибольший номер.
- 4) Значение корреляционной функции будет получаться путём попиксельного перемножения массивов “В” и “А” в области корреляции и суммирования результатов всех перемноженных пикселей. Т.е. для каждого сдвига будет получено одно значение корреляционной функции.
- 5) Значение корреляционной функции будет записано в массив “К” для каждого сдвига.
- 6) Решение о наличии сдвига будет принято, исходя из анализа тех сдвигов, для которых значение ВКФ в массиве “К” - максимально.
- 7) После нахождения сдвига кадра в массиве “В” по сравнению с кадром в массиве “А” будет осуществлена оценка вектора скорости автомобиля.

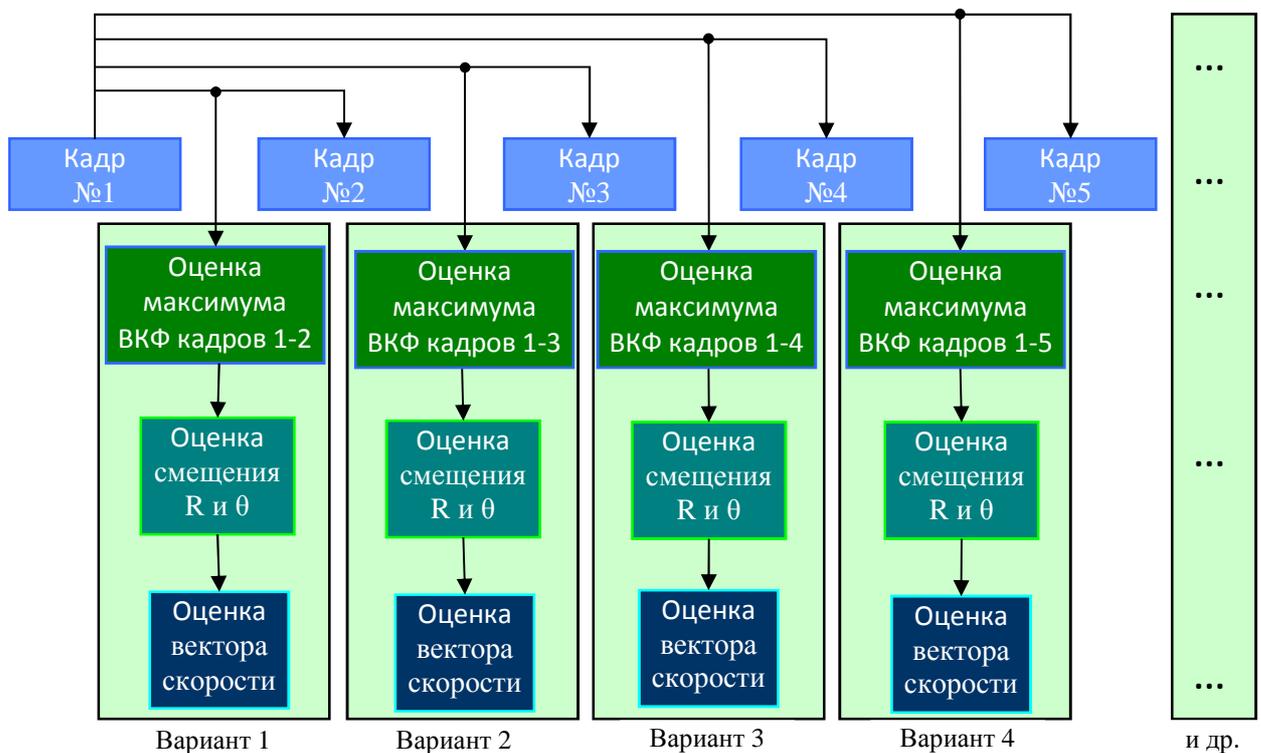


Рисунок 3.3. Корреляционный алгоритм измерения вектора скорости автомобиля

На рис. 3.3 приведена структурная схема, поясняющая принцип работы корреляционного алгоритма измерения вектора скорости автомобиля по РЛИ. Здесь, вариант 1: корреляция 1-ого и 2-ого кадра, вариант 2: корреляция 1-ого и 3-ого кадра, вариант 3: корреляция 1-ого и 4-ого кадра, вариант 4: корреляция 1-ого и 5-ого кадра и т.д.

3.3 Возможности повышения точности алгоритма измерения скорости движения автомобиля

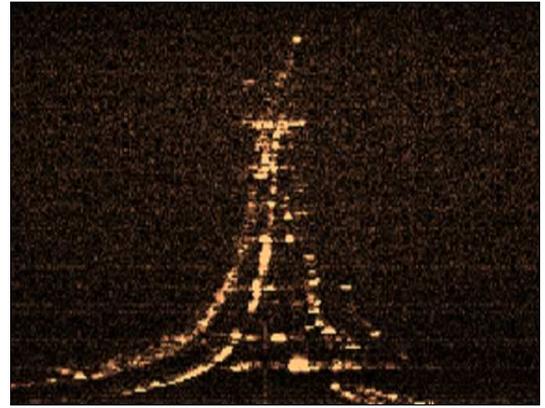
Так как РПС установлен на подвижном носителе, то смещение изображения по азимуту и дальности может произойти не только из-за движения носителя, но и из-за присутствия случайных нестабильностей. Данные нестабильности смещения изображения зависят от следующих факторов:

1. Изменения уровня яркости между кадрами, которые связаны со случайным характером принятого отраженного от наблюдаемых объектов сигнала, а также изменением рассеивающих свойств наблюдаемых объектов в процессе движения радара, флуктуациями сигнала, которые обусловлены, как процессом рассеяния электромагнитных волн, так и шумами внешнего и внутреннего происхождения.

2. Нестабильности формирования РЛИ по углу азимута, которые вызваны нестабильностью скорости вращения антенны РПС.

3. Присутствием нескольких движущихся объектов в пределах формируемого изображения. В результате на пространственной ВКФ может возникать несколько пиков, положение которых соответствует различным векторам движения каждого из объектов. В результате сложность определения горизонтальных составляющих вектора скорости движения автомобиля значительно возрастает.

На рис. 3.4а приведено ОИ движения РПС по дороге, 3.4б - соответствующее РЛИ, рис. 3.5 - двумерная ВКФ двух кадров (1-го и 6-го кадра), рис. 3.6 - вид сечения двумерной ВКФ двух кадров и соответственно на рис. 3.7 – нормированный вид сечения двумерной ВКФ двух кадров.



а – оптическое изображение

б - радиолокационное изображение

Рис. 3.4

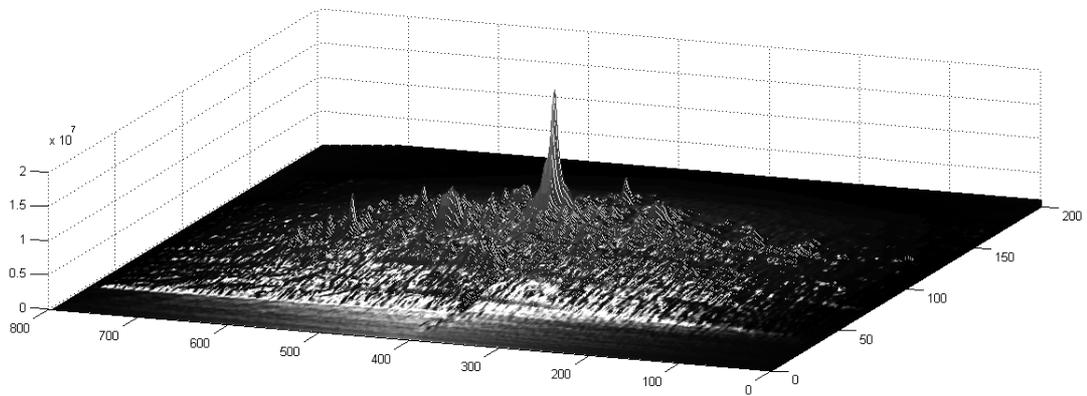
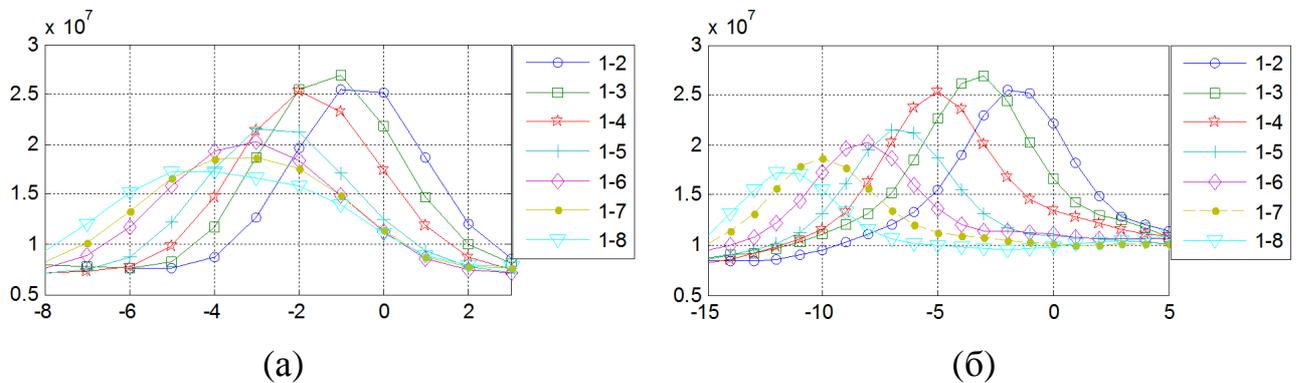


Рис. 3.5. Двумерная ВКФ двух кадров



(а)

(б)

Рис. 3.6. Вид сечения двумерной ВКФ двух кадров

Здесь, а – по азимуту (для 1-го и 2-го кадра, 1-го и 3-го, 1-го и 4-го, 1-го и 5-го, 1-го и 6-го, 1-го и 7-го, 1-го и 8-го), б – по дальности (для 1-го и 2-го кадра, 1-го и 3-го, 1-го и 4-го, 1-го и 5-го, 1-го и 6-го, 1-го и 7-го, 1-го и 8-го).

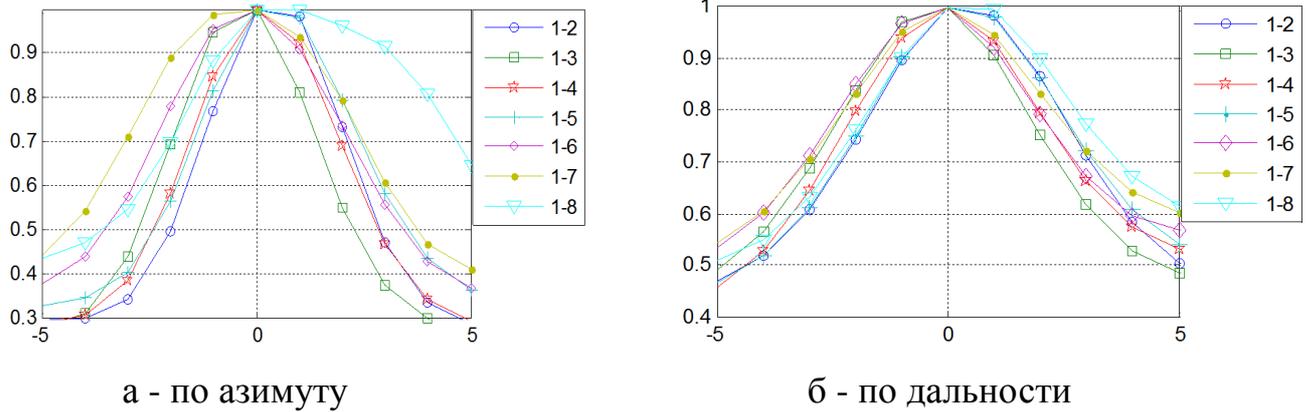


Рис. 3.7. Нормированные сечения двумерной ВКФ двух кадров РЛИ

Анализ сечений ВКФ, приведённых рис. 3.7, показывает следующее:

- одномодовый характер ВКФ позволяет сделать вывод о её пригодности для использования в анализируемом измерителе скорости,
- погрешность измерения горизонтальных составляющих вектора скорости автомобиля определяется погрешностью оценки смещения максимума ВКФ: n_R и n_α ($n_R, n_\alpha = 0, \pm 1, \pm 2, \pm 3 \dots$), вызванной дискретным характером исходных изображений,
- характеристики ВКФ (максимум, ширина, количество мод) зависят от свойств двух соседних кадров. Это значит, что степень корреляции двух кадров k и $k+j$ уменьшается при большом значении « j ». Данное обстоятельство объясняется случайным характером принятого сигнала, отражённого от наблюдаемых объектов, а также изменением рассеивающих свойств наблюдаемых объектов в процессе движения РПС.

Для уменьшения влияния негативных факторов, и как следствие, увеличения точности измерения скорости корреляционным методом, необходимо осуществить дополнительную фильтрацию, и также выбрать оптимальные значения « j ».

Анализ результатов вычислений (рис. 3.7) показывает, что выбор значения « j » зависит от следующих параметров:

- F - скорости обзора РПС (кадров в секунду),
- δ_R, δ_α - размер дискрета по дальности и азимуту,

V_{Ox}, V_{Oy} - величине горизонтальных составляющих вектора скорости автомобиля.

Будем считать, что автомобиль движется прямолинейно с постоянной скоростью. В экспериментальном макете РПС получены значения следующих параметров: $F = 8$ гц; $\delta_\theta, \delta_\alpha$. В таблице 3.1 приведены рассчитанные величины n_R от параметров: $F; \delta_R, \delta_\alpha, V_{AP}$ при $n_\alpha = 0$, по следующей формуле: $n_R = \frac{V_{AP} [м/с]}{F \delta_R}$.

Таблица 3.1

	$V_{AP}, \text{км/ч}$	9	18	27	36	45	54	63	72	81	90
Вариант 1	$n_R (j=1)$	1,11	2,25	3,37	4,5	5,62	6,75	7,78	9,0	10,12	11,25
	$\eta_R, \%$	0,69	0,35	0,17	0,14	0,12	0,11	0,09	0,08	0,07	0,06
Вариант 2	$n_R (j=2)$	2,25	4,5	6,75	9,0	11,2	13,5	15,7	18	20,2	22,5
	$\eta_R, \%$	1,38	0,69	0,46	0,34	0,28	0,23	0,19	0,17	0,15	0,13
	$n_R (j=3)$	3,4	6,8	10,1	13,5	16,8	20,3	23,6	27	30,4	33,7
	$\eta_R, \%$	2,08	1,04	0,69	0,52	0,42	0,35	0,29	0,26	0,23	0,21
Вариант 3	$n_R (j=4)$	4,5	9,0	13,5	18,0	22,5	27,0	31,5	36,0	40,5	46,0
	$\eta_R, \%$	2,78	1,39	0,92	0,69	0,56	0,46	0,39	0,35	0,3	0,28

Анализ результатов (таблица 3.1) показывает, что при небольшом значении скорости автомобиля ($V_{AP} < 27 \text{ км/ч}$) можно выбрать « $j=3$ или 4 », со средним значением скорости ($27 < V_{AP} < 54 \text{ км/ч}$) автомобиля - « $j=2$ », а при большом значении скорости ($54 < V_{AP} < 90 \text{ км/ч}$) автомобиля - « $j=1$ ». Такой выбор позволяет уменьшить ошибки в диапазоне низких скоростей, и также высоких скоростей из-за изменения рассеивающих свойств наблюдаемых объектов (степень корреляции двух кадров k и $k+j$ уменьшается).

Для уменьшения влияния негативных факторов, и как следствие, увеличения точности измерения скорости необходимо использовать алгоритм покадрового усреднения, например: $j = 3$. На рис. 3.8 приведена структурная схема, поясняющая принцип работы алгоритма усреднения оценки вектора скорости автомобиля по четырём кадрам с дополнительной обработкой ($j=3$). Тогда, горизонталь-

ные составляющие вектора скорости автомобиля вычисляются по следующим формулам:

$$V_{OY} = \frac{F\delta_R}{3} \frac{1}{4} \sum_{i=1}^4 n_{R,i}, [M/c], \quad (3.5)$$

$$V_{OX} = V_{OY} \operatorname{tg} \left(\frac{1}{12} \sum_{i=1}^4 n_{\alpha,i} \delta_{\alpha} \right), [M/c], \quad (3.6)$$

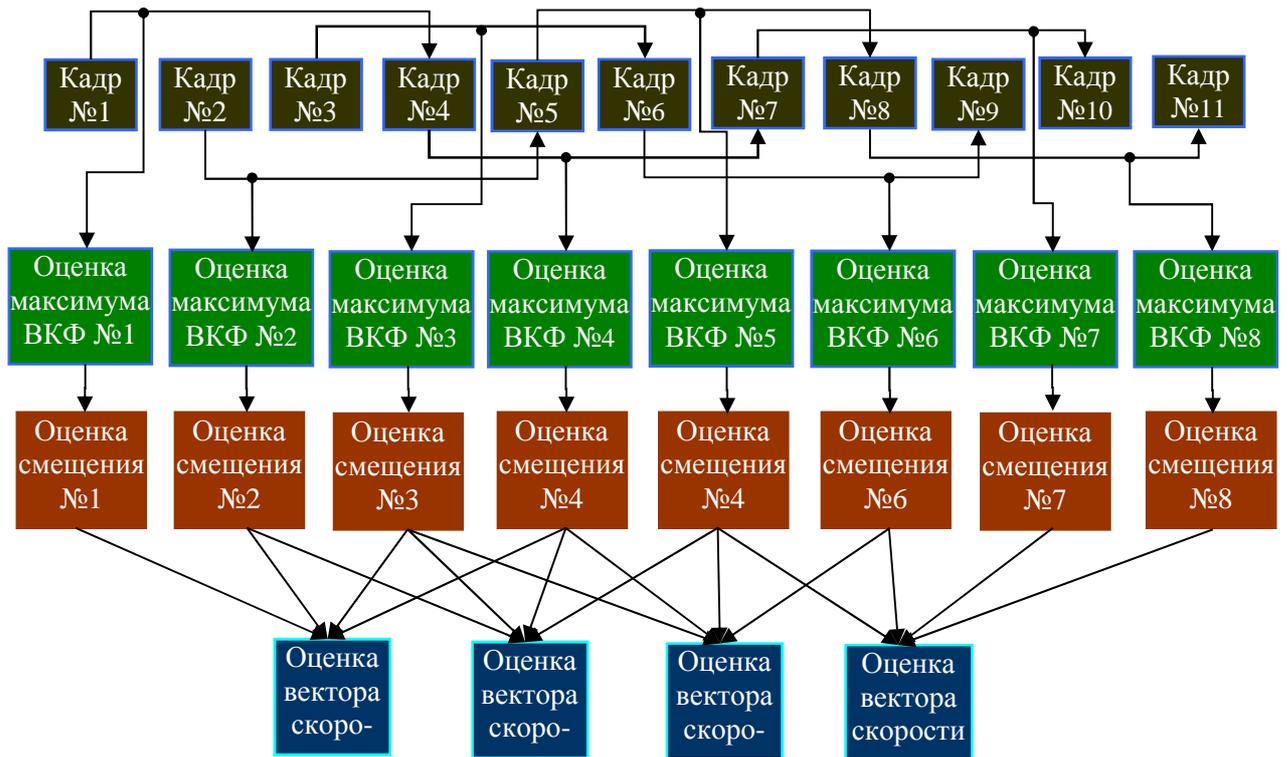


Рисунок 3.8. Алгоритм усреднения оценки скорости по четырём кадрам

На рис. 3.9 приведена структурная схема, поясняющая принцип работы алгоритма медианной фильтрации при формировании оценки вектора скорости автомобиля по четырём кадрам.

Поскольку количество точек является чётным (4), то конечной оценкой вектора скорости будет считаться усреднённое значение второго и третьего элемента массива после фильтрации. В данном случае горизонтальные составляющие вектора скорости автомобиля вычисляются по следующим формулам:

$$V_{OY} = \frac{F\delta_R}{3} \frac{1}{2} \sum_{i=2}^3 n_{R,i}, [M/c], \quad (3.7)$$

$$V_{OX} = V_{OY} \operatorname{tg} \left(\frac{1}{6} \sum_{i=2}^3 n_{\alpha,i} \delta_{\alpha} \right), [M/c], \quad (3.8)$$

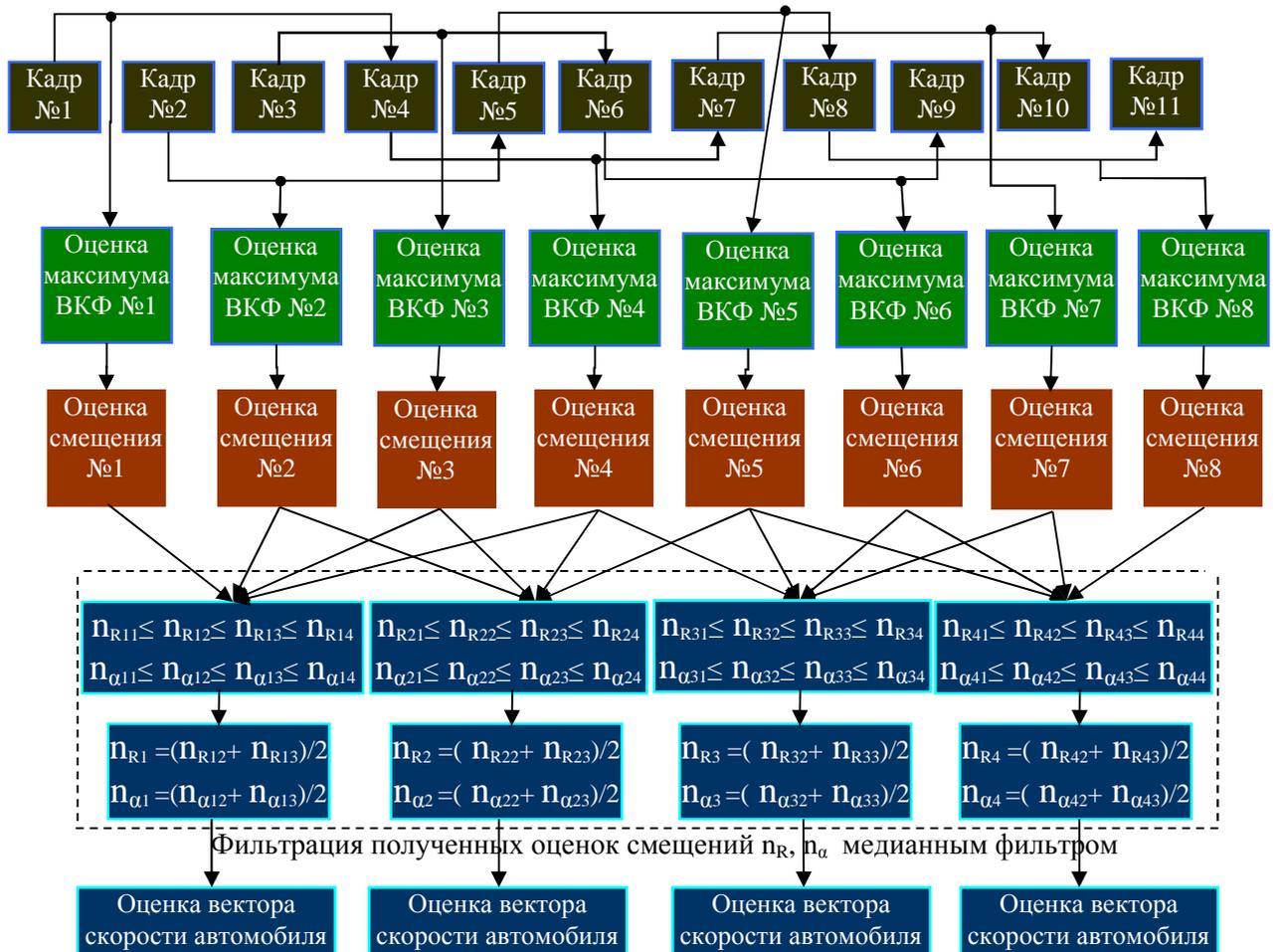


Рисунок 3.9. Алгоритм медианного фильтра при формировании оценки вектора скорости автомобиля по четырём кадрам

Анализ сечений ВКФ, приведённых на графиках рис.3.7, показывает, что для случая (д) – точность измерения вектора скорости при использовании алгоритма с медианным фильтром выше, чем точность алгоритма усреднения вектора скорости по четырём кадрам.

3.4 Оценка эффективности корреляционного алгоритма измерения скорости движения автомобиля

Анализ экспериментальных данных, полученных при испытаниях макета РПС, позволил построить сечения ВКФ для 1-го и 4-го кадра, 2-го и 5-го, 3-го и 6-го, 4-го и 7-го для различных участков движения, которые приведены на рис. 3.10. Здесь, графики на рис. 3.10а, 3.10в построены для случаев увеличения, уменьшения скорости автомобиля, движения по коридору дороги с листвой, поворота налево или поворота направо; графики на рис. 3.10б, 3.10д – для случая равномер-

ного движения автомобиля с неизменной скоростью. Анализ показал, что присутствие нескольких движущихся объектов в кадре РЛИ, точность измерения скорости автомобиля не будет снижаться. Кроме того, точность измерения скорости движения автомобиля с помощью корреляционного алгоритма практически не зависит от уровня случайных флуктуаций радиояркости.

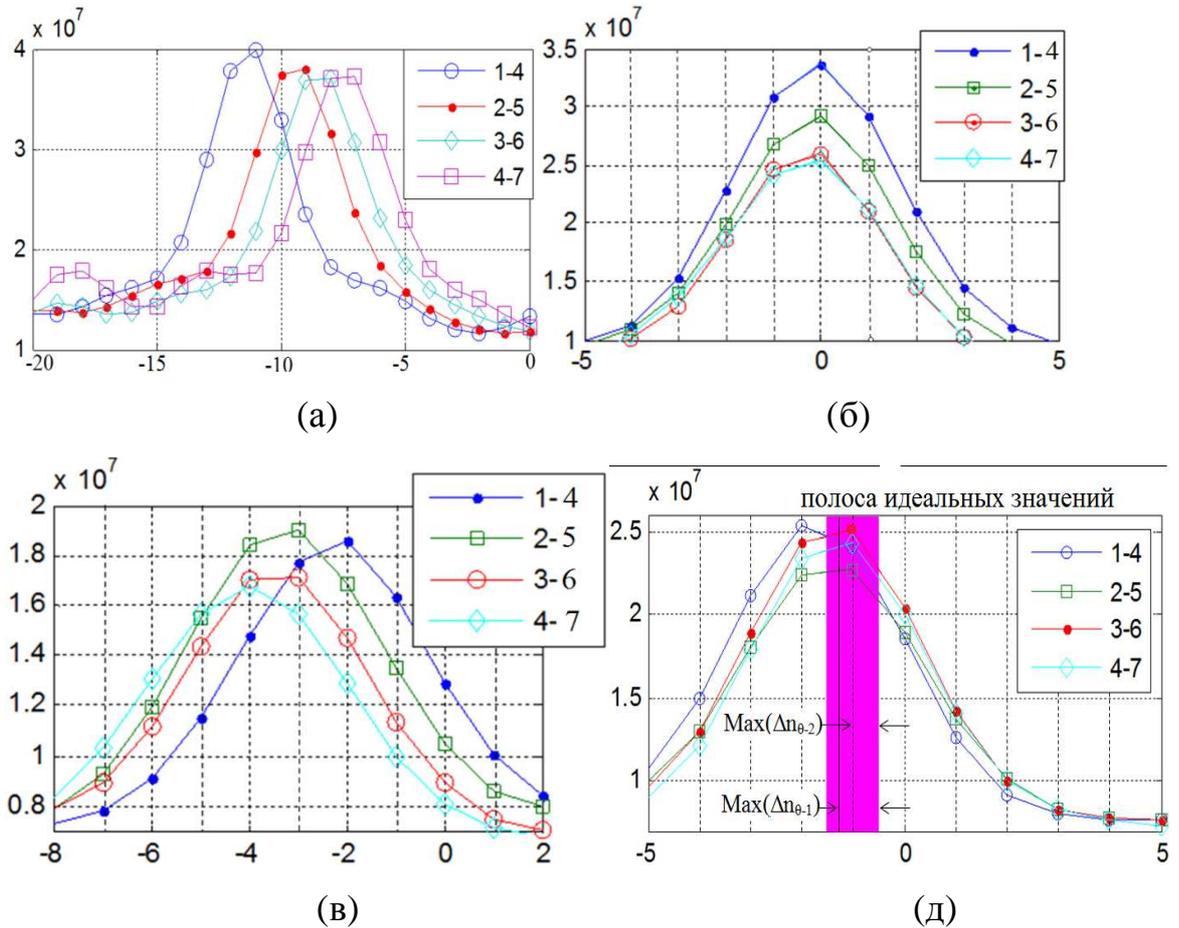


Рис. 3.10. Сечения тела ВКФ

где, а, в – по дальности (для 1-го и 4-го кадра, 2-го и 5-го, 3-го и 6-го, 4-го и 7-го), б, д – по азимуту (для 1-го и 4-го кадра, 2-го и 5-го, 3-го и 6-го, 4-го и 7-го).

В общем случае, если применяется корреляционный алгоритм между k и $k+j$ кадром ($j = 1, 2, 3, \dots$), то модуль горизонтальных составляющих вектора скорости автомобиля вычисляется по следующим формулам:

1. при использовании алгоритма усреднения оценок вектора скорости:

$$V_{OY} = F \delta_R \left(\frac{1}{(4j)} \sum_{i=1}^4 n_{R,i} \right), [M/c], \quad (3.9)$$

$$V_{Ox} = V_{Oy} \operatorname{tg} \left(\frac{1}{4j} \sum_{i=1}^4 n_{\alpha,i} \delta_{\alpha} \right), [M/c], \quad (3.10)$$

2. при использовании алгоритма медианной фильтрации оценок вектора скорости:

$$V_{Oy} = F \delta_R \left(\frac{1}{2j} \sum_{i=2}^3 n_{R,i} \right), [M/c], \quad (3.11)$$

$$V_{Ox} = V_{Oy} \operatorname{tg} \left(\frac{1}{2j} \sum_{i=2}^3 n_{\alpha,i} \delta_{\alpha} \right), [M/c], \quad (3.12)$$

Из формул 3.9 - 3.12 следует, что погрешность измерения горизонтальных составляющих вектора скорости (V_{Oy}, V_{Ox}) автомобиля определяется погрешностью оценки смещения n_R и n_{α} .



Рис. 3.12

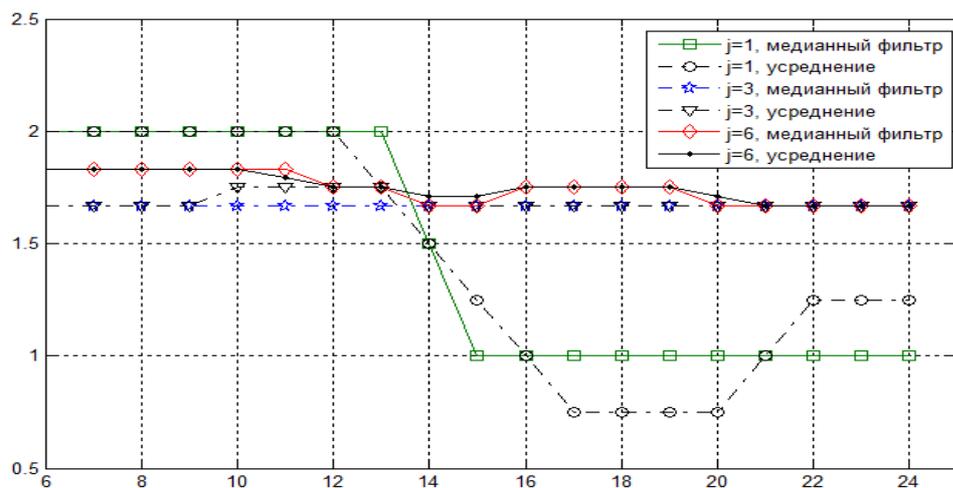


Рис. 3.13. Зависимость значений $\left(\frac{1}{4j} \sum_{i=1}^4 n_{R,i} \right)$, $\left(\frac{1}{2j} \sum_{i=2}^3 n_{R,i} \right)$ от величины «j».

На рис. 3.12а приведено ОИ участка дороги, на рис. 3.12б – соответствующее РЛИ и рис. 3.13 – зависимость значений составляющих $\left(\frac{1}{4j} \sum_{i=1}^4 n_{R,i}\right)$, $\left(\frac{1}{2j} \sum_{i=2}^3 n_{R,i}\right)$ от величины «j».

Анализ рис. 3.13 показывает, что алгоритм измерения вектора скорости автомобиля с медианного фильтра работает наилучшим образом. Таким образом, наиболее эффективным методом повышения точности измерения горизонтального вектора скорости автомобиля является применение корреляционного алгоритма с медианным фильтром через четыре кадра.

Выводы к главе 3

1. Разработан корреляционный алгоритм измерения горизонтального вектора скорости перемещения центра масс автомобиля (а потенциально и скорости поворота строительных осей относительно поверхности) на базе РПС. Данный измеритель является независимым датчиком относительно традиционного спидометра и объективным в случае утраты сцепления колёс с дорогой. В условиях недостаточной оптической видимости (сильный дождь, снег и т.п.), когда целесообразно использование РПС, снижение коэффициента сцепления колёс с дорогой является вполне вероятным. Таким образом, размещение РПС на борту автомобиля, позволяет не только обеспечить безопасность движения в условиях ограниченной или отсутствия оптической видимости, но и алгоритмическими методами обеспечить оценки вектора скорости движения автомобиля.

2. Показано, что наиболее простым и эффективным методом решения поставленной задачи измерения горизонтального вектора скорости автомобиля является применение корреляционного алгоритма с медианным фильтром через четыре кадра.

4 Оценка погрешности измерения координат наблюдаемых объектов в РПС

4.1 Флуктуации амплитуды спектра сигнала биений

В РПС сигналы, отраженные от целей, являются флуктуирующими. Факторы, которые приводят к изменению эффективной ширины спектра собственных флуктуаций полезного сигнала, обусловлены движением элементарных отражателей цели, например, за счет качки, вибрации корпуса автомобиля и т. п. Сюда же (к собственным флуктуациям) необходимо отнести случайные колебания амплитуды отраженного сигнала, которые вызваны интерференцией прямого и переотраженного (от поверхности бетона, асфальта и других «гладких» поверхностей) сигналов при настильных углах облучения, характерных для лоцирования в РПС.

Основная специфика расчётов погрешностей связана: с протяженным характером отражающей поверхности, с пространственными селективными свойствами зондирующего сигнала, с рассеивающими свойствами объектов лоцирования.

Составляющие погрешности измерения можно разделить на:

- методические погрешности, которые обусловлены: случайным характером принятого сигнала, отраженного от наблюдаемых объектов; изменением рассеивающих свойств наблюдаемых объектов в процессе движения радара; флуктуациями сигнала из-за процесса рассеяния электромагнитных волн; шумами внешнего происхождения;
- динамические ошибки, вызванные движением носителя РПС,
- ошибки, связанные с неравномерностью АЧХ и шумами приемника и спектральной плотностью шумов и др.

В результате обработки большого количества РЛИ, полученных по результатам натурных испытаний макета РПС, в таблицах 4.1-4.3 приведены примеры флуктуаций амплитуды спектра сигнала (биений), отраженного от наблюдаемых объектов (обочины, деревьев, ограждений) в сечениях по дальности (азимуту) РЛИ для нескольких последовательных кадров, полученных в процессе движения РПС.

Таблица 4.1

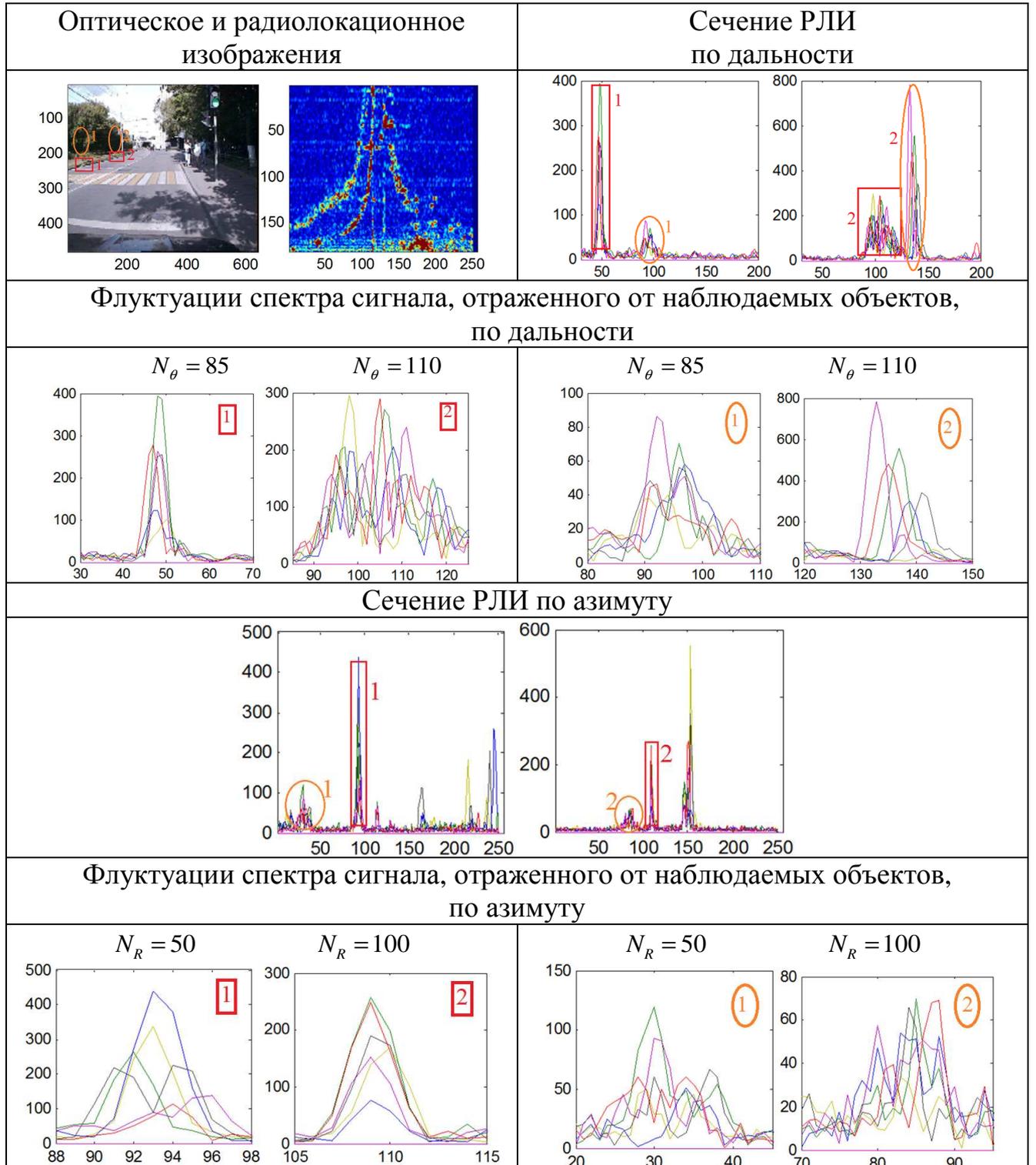


Таблица 4.2

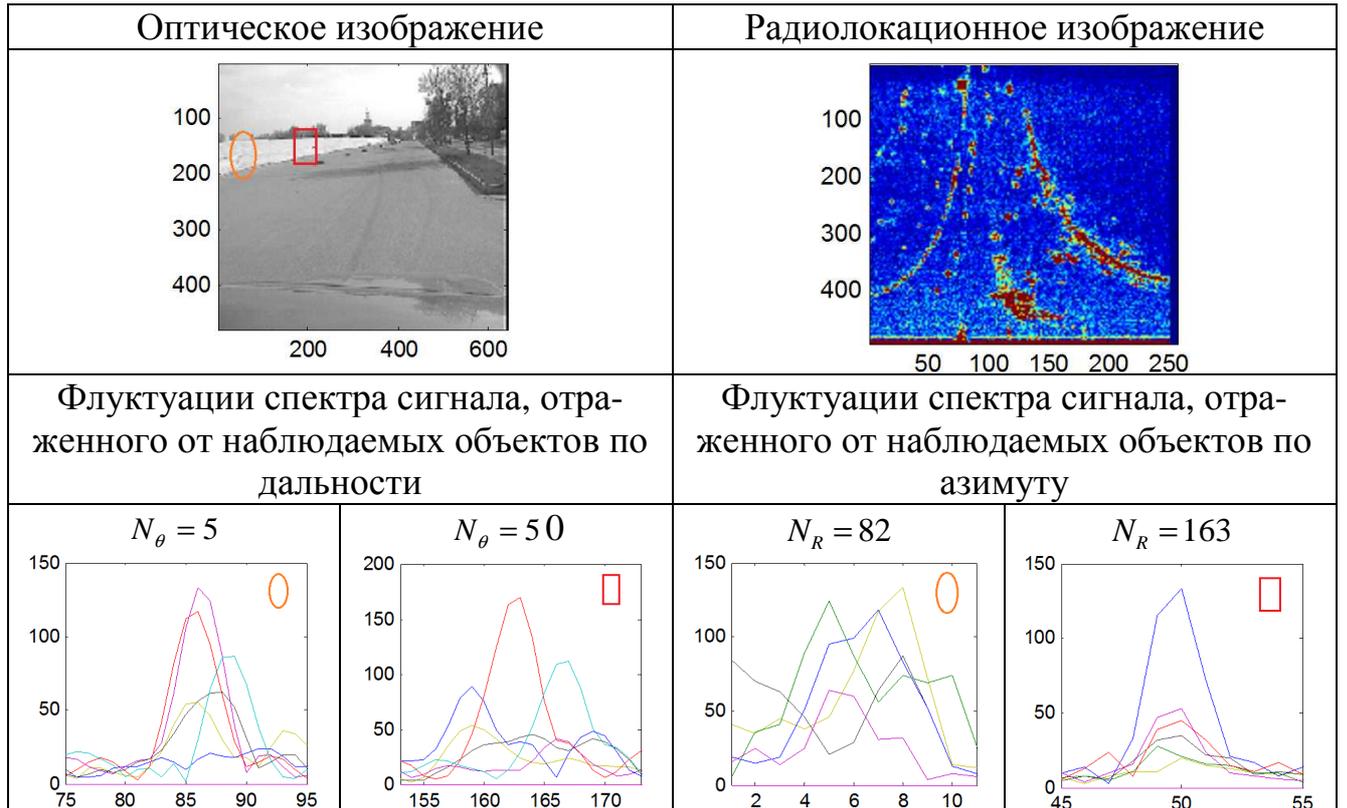
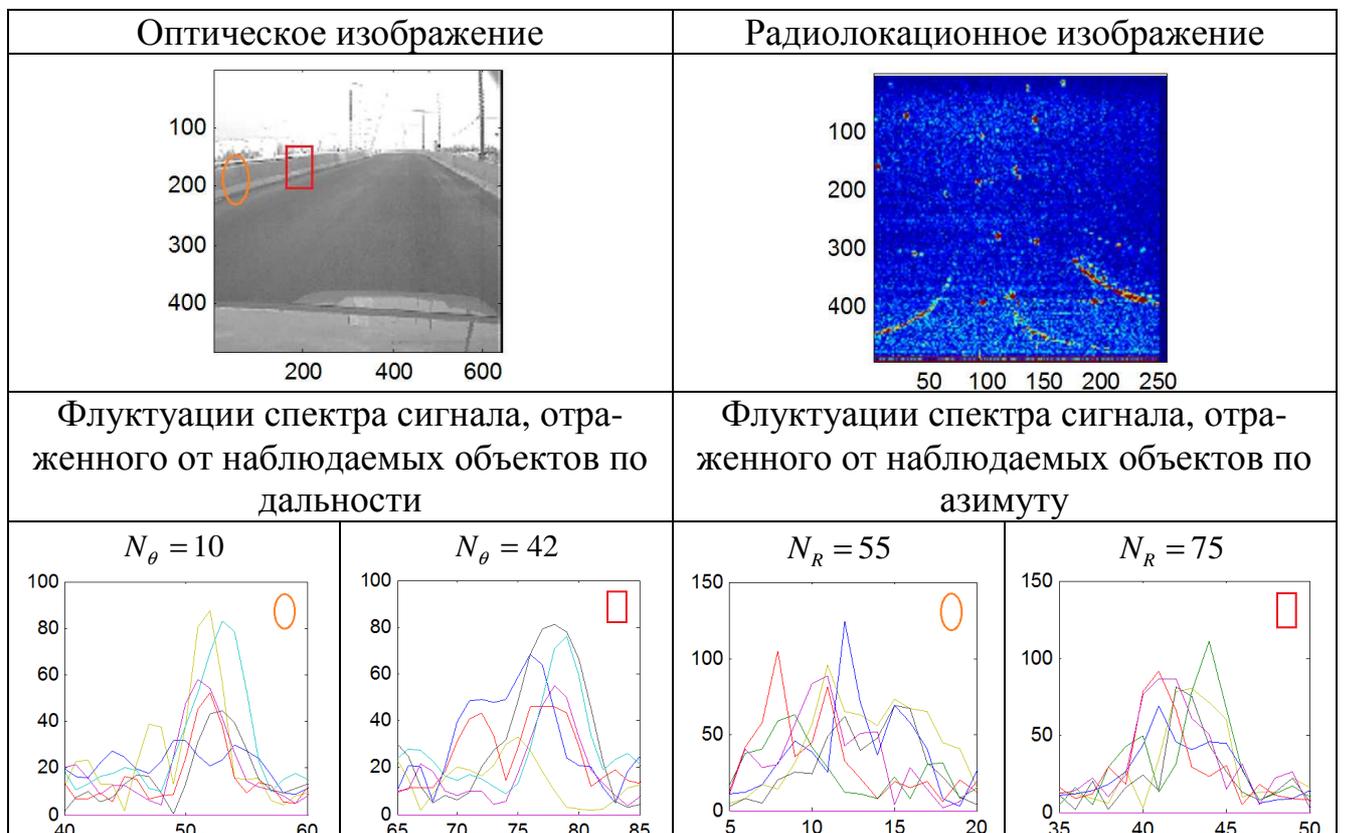


Таблица 4.3



Из анализа результатов, полученных при обработке РЛИ, следует, что расширение ширины спектра сигнала биений зависит не только от рассеивающих свойств объекта, но и от угла ориентации ДНА на наблюдаемые (протяжённые) объекты, а также расстояния до них. Чем больше расстояние $R(N_R)$ и азимутальный угол ДНА $\theta(N_\theta)$ относительно оси дороги, тем больше расширение спектра сигнала биений (здесь N_R - координата наблюдаемого на РЛИ объекта по дальности, N_θ - по азимуту).

Известно [1], что данное обстоятельство приводит к увеличению погрешности измерения азимутального угла и расстояния до наблюдаемых объектов.

Таким образом, важным этапом проектирования РПС является оценка погрешности измерения координат наблюдаемых объектов в зависимости от величины азимутального угла, расстояния до них и др. В результате такой оценки можно сформулировать рекомендации по выбору технических параметров РПС, а также предложить методы повышения точности измерения координат наблюдаемых в РПС объектов.

4.2 Оценка погрешности измерения координат обочины дороги

Погрешность измерения N_R и N_θ запишется в виде:

$$\Delta N_R = N_{R^*} - N_R, \Delta N_\theta = N_{\theta^*} - N_\theta, \quad (4.1)$$

здесь, N_{R^*}, N_{θ^*} - измеренные значения, а N_R, N_θ - идеальные значения.

В случае нормального закона распределения погрешностей исчерпывающими характеристиками ошибки являются значения дисперсии, а среднеквадратическое отклонение (СКО) ошибки измерения значений R и θ определяется следующим образом:

$$\sigma_{\Delta N_R} = \sqrt{\frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \Delta N_{R_i}^2}, \sigma_{\Delta N_\theta} = \sqrt{\frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \Delta N_{\theta_i}^2} \quad (4.2)$$

где, $\sigma_{\Delta N_R}^2, \sigma_{\Delta N_\theta}^2$ - дисперсия флюктуационной ошибки, n - количество измерений.

Когда направление движения системы РПС параллельно по направлению оси дороги азимутальные углы ДНА ($N_{\theta 1}, N_{\theta 2}$) и дальности (N_{R1}, N_{R2}) до обочины не зависят от модуля скорости РПС (см. рис. 4.1). Поэтому СКО распределения измеренных значений R и θ может определяться по формуле (4.2).

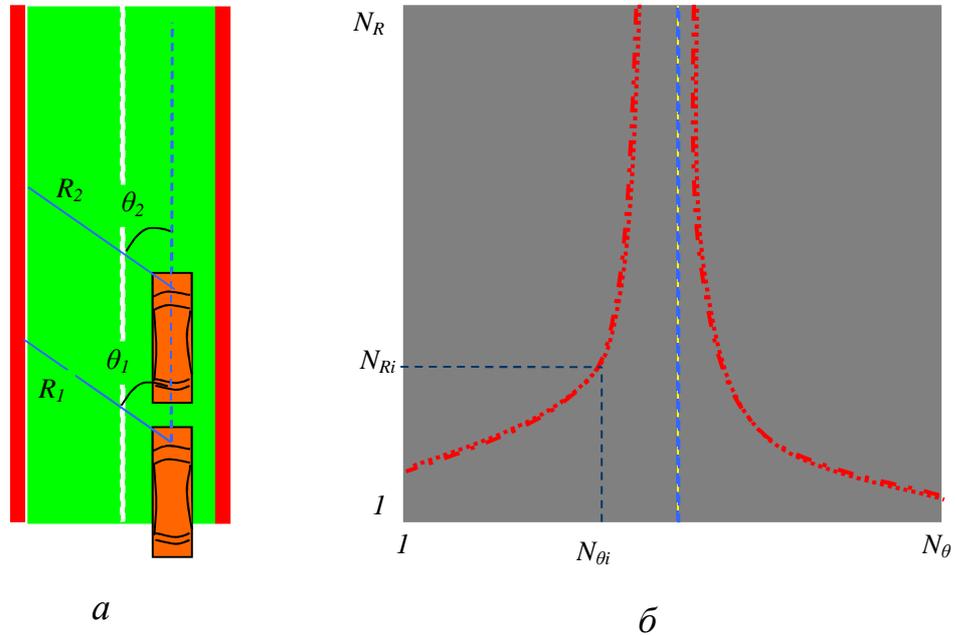


Рис. 4.1 а – геометрия визирования, б – соответствующее РЛИ

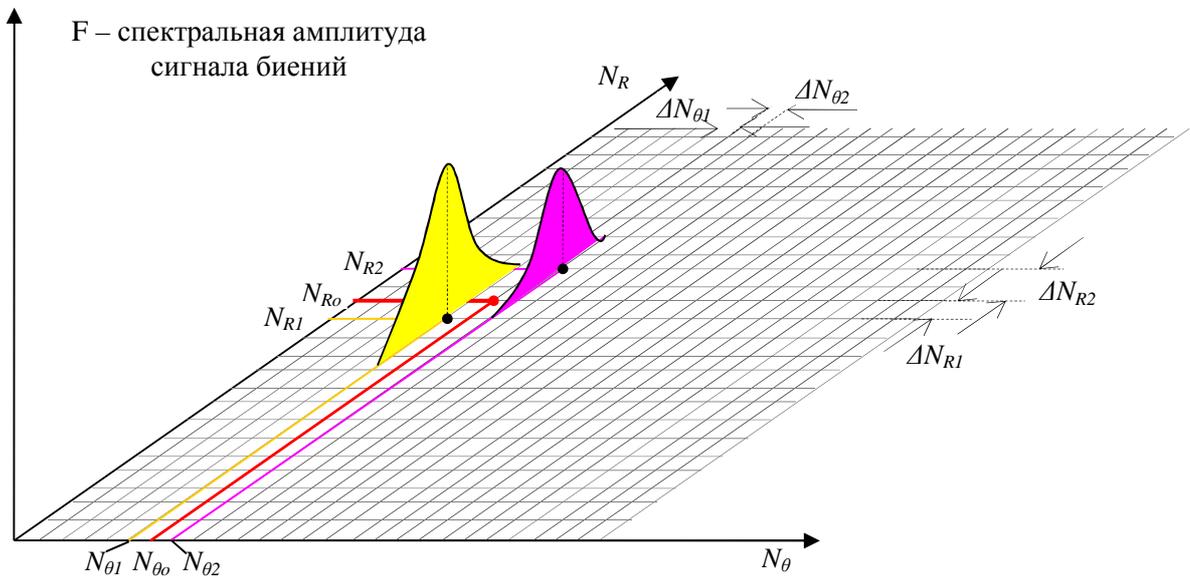


Рис. 4.2. Сечения амплитуды спектра сигнала биений по дальности,

$N_{R0}, N_{\theta 0}$ - идеальные значения

Например, из рис. 4.2 следует, что оценка среднего значения азимутального угла и дальности до обочины через 2 последовательных кадров определяется следующим образом:

$$\langle N_R \rangle_{N_{\theta_2}} = \frac{N_{R_1}^{(F_R)_{\max}} + N_{R_2}^{(F_R)_{\max}}}{2}, \langle N_{\theta} \rangle_{N_{R_2}} = \frac{N_{\theta_1}^{(F_{\theta})_{\max}} + N_{\theta_2}^{(F_{\theta})_{\max}}}{2} \quad (4.3)$$

а среднеквадратическое отклонение распределения измеренных значений N_R и N_{θ} :

$$\sigma_{\Delta N_R} = \left(\frac{1}{2} \sum_{i=1}^2 \left(N_{R_i} - \langle N_{\theta} \rangle_{N_{R_2}} \right)_{(F_R)_{\max}}^2 \right)^{\frac{1}{2}}, \sigma_{\Delta N_{\theta}} = \left(\frac{1}{2} \sum_{i=1}^2 \left(N_{\theta_i} - \langle N_{\theta} \rangle_{N_{R_2}} \right)_{(F_{\theta})_{\max}}^2 \right)^{\frac{1}{2}} \quad (4.4)$$

В общем случае, чтобы точно оценить среднеквадратическое отклонение распределения измеренных значений N_R, N_{θ} , вычисление выполняется через несколько последовательных кадров в процессе движения РПС. Тогда, среднеквадратическое отклонение распределения измеренных значений N_R, N_{θ} определяется следующим образом:

$$\sigma_{\Delta N_{R_j}} = \left(\frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \left(N_{R_i} - \langle N_R \rangle_{N_{\theta_j}} \right)_{(F_R)_{\max}}^2 \right)^{\frac{1}{2}}, \sigma_{\Delta N_{\theta_j}} = \left(\frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \left(N_{\theta_i} - \langle N_{\theta} \rangle_{N_{R_j}} \right)_{(F_{\theta})_{\max}}^2 \right)^{\frac{1}{2}} \quad (4.5)$$

где, $\langle N_R \rangle_{N_{\theta_j}} = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n N_{R_i}$ - среднее значение дальности до обочины в соответствии с сечением по азимутальным углам N_{θ_j} , $\langle N_{\theta} \rangle_{N_{R_j}} = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n N_{\theta_i}$ - среднее значение азимутального угла обочины в соответствии с сечением по дальности N_{R_j} , n – количество вычисляемых кадров.

В таблице 4.4 приведен результат вычисления значений $\langle N_R \rangle_{N_{\theta}}, \langle N_{\theta} \rangle_{N_R}, \sigma_{\Delta N_R}, \sigma_{\Delta N_{\theta}}$ для случая $n = 12$ и для трёх моделей обочины (рис. 4.3). В процессе вычислений рассматривался случай равномерного движения РПС по дороге.

Таблица 4.4

Модель-1	$\langle N_{R_1} \rangle$	$\sigma_{\Delta N_{R_1}}$	$\langle N_{\theta_1} \rangle$	$\sigma_{\Delta N_{\theta_1}}$
	50,71	0,33	39,64	0,42
	70,93	0,44	60,63	0,34
	91,29	0,63	89,12	0,21
	111,72	0,97	121,23	0,12
Модель-2	$\langle N_{R_2} \rangle$	$\sigma_{\Delta N_{R_2}}$	$\langle N_{\theta_2} \rangle$	$\sigma_{\Delta N_{\theta_2}}$
	84,12	0,37	5,71	0,39
	111,24	0,52	19,16	0,31
	139,23	0,79	49,33	0,19
	169,57	1,13	70,17	0,13
Модель-3	$\langle N_{R_3} \rangle$	$\sigma_{\Delta N_{R_3}}$	$\langle N_{\theta_3} \rangle$	$\sigma_{\Delta N_{\theta_3}}$
	48,91	0,33	4,93	0,31
	64,13	0,41	19,07	0,25
	86,16	0,63	41,28	0,19
	101,47	0,83	58,92	0,17

На рисунке 4.3 приведены графики зависимости ошибки от координат объекта лоцирования, соответствующих результатам, приведённым в таблице 4.4.

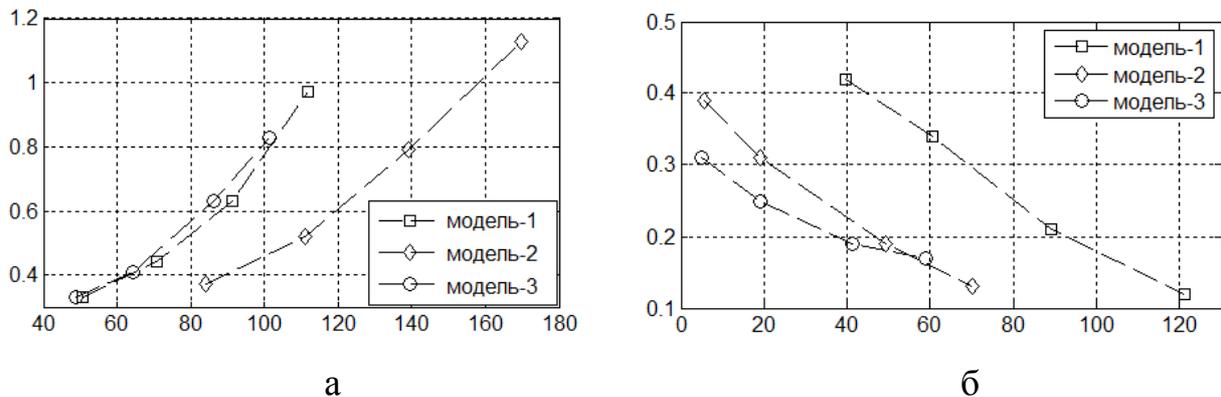


Рис. 4.3 а – зависимость $\sigma_{\Delta N_R}$ от $\langle N_R \rangle_{N_\theta}$, б – зависимость $\sigma_{\Delta N_\theta}$ от $\langle N_\theta \rangle_{N_R}$

в соответствии с количеством вычислимых кадров $n = 12$

4.3 Оценка погрешностей измерения угла отклонения строительной оси автомобиля от оси дороги и расстояния до границы дороги

Обнаружение обочины дороги и её аппроксимация на индикаторе оператора позволяет извлекать из РЛИ РПС оперативную навигационную информацию для управления ТС. Задача обнаружения границ дороги сопряжена с рядом трудностей принципиального характера, а именно: из-за движения автомобиля характер обочины постоянно меняется, меняется расстояние от отражателей до края полосы движения, величина УЭПР края дороги [55]. Таким образом, необходимо обнаружить и отслеживать дистанцию в определённых угловых каналах до распределённой сильно флюктуирующей цели. Из-за отклонения ТС от оси дороги расстояние до границы дороги в различных угловых каналах меняет свой характер. При движении в плавном повороте происходят аналогичные явления. Разрешить эту задачу позволяет априорно парный характер обочин дороги. ДНА РПС сканирует в азимутальной плоскости, последовательно облучая участки поверхности дорожного полотна и окружающей местности.

Геометрические соотношения, поясняющие процедуры обзора пространства, представлены на рисунке 4.4.

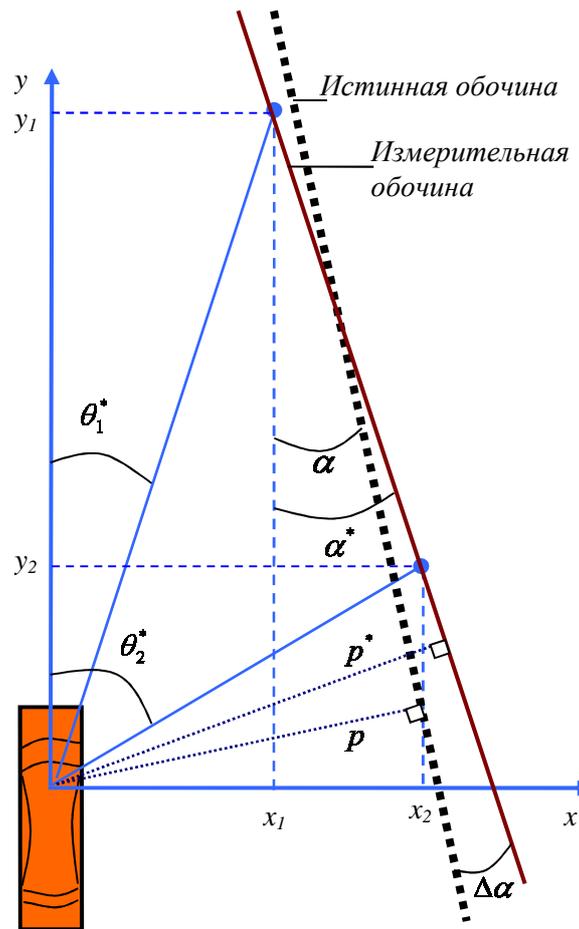


Рисунок 4.4. Геометрия задачи.

Узкий в азимутальной плоскости антенный луч, совершает сканирование, последовательно занимая положение, характеризуемое углом $\Omega_{SC}t = \theta$. Отсчет азимутальных углов осуществляется от оси ОУ слева направо к правой границе дорожного полотна.

В работе [55] приведен алгоритм, позволяющий определить расстояния от автомобиля до обочины. РПС проводит измерения в системе координат (ОХУ), привязанной к строительным осям автомобиля. Высокодетальное РЛИ, формируемое РПС [48], позволяет определить не только расстояние p до обочины, но и угол α , характеризующий ориентацию автомобиля относительно дорожного полотна.

Учитывая погрешность измерения значений R , θ выражение для вычисления искомого угла α и расстояния до обочины p запишется в виде:

$$\alpha^* = \operatorname{arctg} \left(\frac{R_2^* \sin \theta_2^* - R_1^* \sin \theta_1^*}{R_2^* \cos \theta_2^* - R_1^* \cos \theta_1^*} \right) \quad (4.6)$$

$$p^* = R_1^* \sin(\theta_1^* - \alpha^*) = R_2^* \sin(\theta_2^* - \alpha^*) \quad (4.7)$$

Здесь, $R_{1,2}^*, \theta_{1,2}^*$ - измеренные значения.

Таким образом, при сканировании пространства перед автомобилем надо измерить дальности и углы, под которыми приходят сигналы, отражённые от границы «дорога - обочина». Измерение в РПС двух дальностей R_1^* и R_2^* и соответственно двух углов θ_1^* и θ_2^* позволяет с помощью выражения (4.6) определить угол отклонения оси ТС от направления дорожного полотна, а по формуле (4.7) найти расстояние до обочины.

Из формул (4.6, 4.7) следует, что погрешность определения отклонения автомобиля от оси дороги ($\Delta\alpha$) и расстояния до границы дороги (Δp) зависит от погрешности измерения угла $\Delta\theta$, дальности до обочины ΔR .

Закон распределения амплитуд суммарной флюктуационной ошибки обычно нормальный, следовательно, исчерпывающими характеристиками ошибки являются значения дисперсии:

$$\sigma_{\Delta R}^2 = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \Delta R_i^2, \sigma_{\Delta\theta}^2 = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \Delta\theta_i^2 \quad (4.8)$$

где, $\sigma_{\Delta R}, \sigma_{\Delta\theta}$ - среднеквадратическое отклонение распределения измеренных значений R и θ , N - число расчета.

Алгоритм оценки погрешности отклонения автомобиля от оси дороги ($\Delta\alpha$) и расстояния до границы дороги (Δp) приведен на рисунке 4.5.

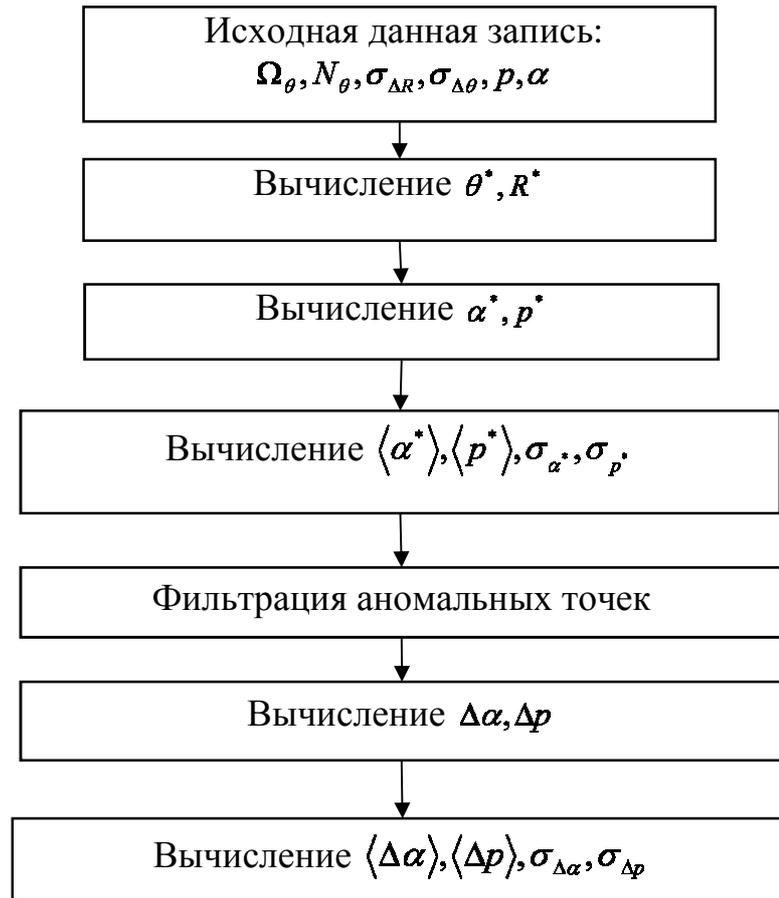


Рисунок 4.5. Блок-схема алгоритма оценки погрешности отклонения автомобиля от оси дороги ($\Delta\alpha$) и расстояния до границы дороги (Δp)

Исходные данные:

- $\Omega_\theta = \pm 45^\circ$ - ширина рабочего сектора сканирования,
- $N_\theta = 256$ - число столбцов массива РЛ данных (число полных периодов ЛЧМ сигнала в пределах рабочего сектора $\Omega_\theta = \pm 45^\circ$),

$$- \theta_1 = \frac{i\pi/4}{N_\theta/2}, \theta_2 = \frac{j\pi/4}{N_\theta/2}, \quad 1 \leq i, j \leq N_\theta/2, i \neq j,$$

Принцип работы алгоритма:

1. Вычислять измеренные значения $R_1^*, \theta_1^*, R_2^*, \theta_2^*$ по формулам:

$$R_1^* = \frac{p}{\sin \theta_1} + \Delta R_1, R_2^* = \frac{p}{\sin \theta_2} + \Delta R_2, \theta_1^* = \theta_1 + \Delta \theta_1, \theta_2^* = \theta_2 + \Delta \theta_2,$$

2. Вычислять искомые углы α^* и расстояния до обочины дороги p^* :

$$\alpha^* = \frac{R_2^* \sin \theta_2^* - R_1^* \sin \theta_1^*}{R_2^* \cos \theta_2^* - R_1^* \cos \theta_1^*}$$

$$p^* = R_1^* \sin(\theta_1^* - \alpha^*) = R_2^* \sin(\theta_2^* - \alpha^*)$$

3. Вычислять $\langle \alpha^* \rangle, \langle p^* \rangle, \sigma_{\alpha^*}, \sigma_{p^*}$ для оценочных значений α^*, p^* :

$$\langle \alpha^* \rangle = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N \alpha_k^*, \langle p^* \rangle = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N p_k^*$$

$$\sigma_{\alpha^*} = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{k=1}^N \{\alpha_k^* - \alpha\}^2}, \sigma_{p^*} = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{k=1}^N \{p_k^* - p\}^2}$$

где, N - число расчета.

4. Удалить аномальные точки

Так как ширина дороги постоянна, то можно из массива $\{R^*, \theta^*\}$ получить выборку $\{\alpha_k^*, p_k^*\}$, по следующему критерию:

$$\alpha_k^* - \langle \alpha^* \rangle < \sigma_{\alpha^*} \ \& \ p_k^* - \langle p^* \rangle < \sigma_{p^*} \Rightarrow \{\alpha_k^*, p_k^*\}, j = 1 \div m, (m \leq N)$$

5. Вычислять усреднение для m оценочных значений α_j^*, p_j^* и погрешности измерения α, p :

$$\bar{\alpha} = \langle \alpha_k^* \rangle = \frac{1}{m} \sum_{k=1}^m \alpha_k^*, \bar{p} = \langle p_k^* \rangle = \frac{1}{m} \sum_{k=1}^m p_k^* \quad \Delta\alpha = \bar{\alpha} - \alpha, \Delta p = \bar{p} - p,$$

6. Оценить статистические характеристики ошибок $\Delta\alpha, \Delta p$, определенных вычислением усреднения для n оценочных значений $\{\Delta\alpha_1, \Delta\alpha_2, \dots, \Delta\alpha_n\}$ и $\{\Delta p_1, \Delta p_2, \dots, \Delta p_n\}$, и среднеквадратических отклонений

$$\sigma_{\Delta\alpha}, \sigma_{\Delta p}: \quad \langle \Delta\alpha \rangle = \frac{1}{n} \sum_{z=1}^n (\Delta\alpha_z), \langle \Delta p \rangle = \frac{1}{n} \sum_{z=1}^n (\Delta p_z), \quad z = 1 \div n$$

$$\sigma_{\Delta\alpha} = \sqrt{\frac{1}{n} \sum_{k=1}^n \{\Delta\alpha_z - \langle \Delta\alpha \rangle\}^2}, \sigma_{\Delta p} = \sqrt{\frac{1}{n} \sum_{k=1}^n \{\Delta p_z - \langle \Delta p \rangle\}^2}$$

На рисунке 4.6 приведена зависимость $\Delta\alpha, \Delta p$ от $\Delta R, \Delta\theta$ при следующих параметрах: $\alpha = 0^\circ, p = 4\text{ м}$ $\sigma_{\Delta R} = 0,5\text{ м}, \sigma_{\Delta\theta} = 0,5^\circ$ и $\sigma_{\Delta R} = 0,25\text{ м}, \sigma_{\Delta\theta} = 0,25^\circ$, соответствующая функции плотности вероятности среднеквадратического отклонения распределения $\Delta\alpha, \Delta p$ - на рис. 4.7, а на рисунке 4.8 - зависимость $\Delta\alpha, \Delta p$ от $\Delta R, \Delta\theta$ в соответствии с $\alpha = 0^\circ, 3^\circ, 5^\circ, p = 4\text{ м}$ и $\sigma_{\Delta R} = 0,25\text{ м}, \sigma_{\Delta\theta} = 0,25^\circ$.

На рис. 4.6, 4.7 и 4.8 показано, что погрешности $\Delta\alpha, \Delta\rho$ являются случайными процессами со средними значениями $\langle\Delta\alpha\rangle, \langle\Delta\rho\rangle$, которые зависят от величины α и ρ . При этом, оценка зависимости $\langle\Delta\alpha\rangle, \sigma_{\Delta\alpha}, \langle\Delta\rho\rangle, \sigma_{\Delta\rho}$ от $\Delta R, \Delta\theta, \rho, \alpha$ важна, потому что на этой основе можно предложить методы, которые позволяют отфильтровывать погрешности измерения $\Delta\alpha, \Delta\rho$ в РПС.

Результаты расчетов показывают, что в случае $\alpha=0^\circ$ средние значения $\langle\Delta\alpha\rangle \cong 0, \langle\Delta\rho\rangle \cong 0$.

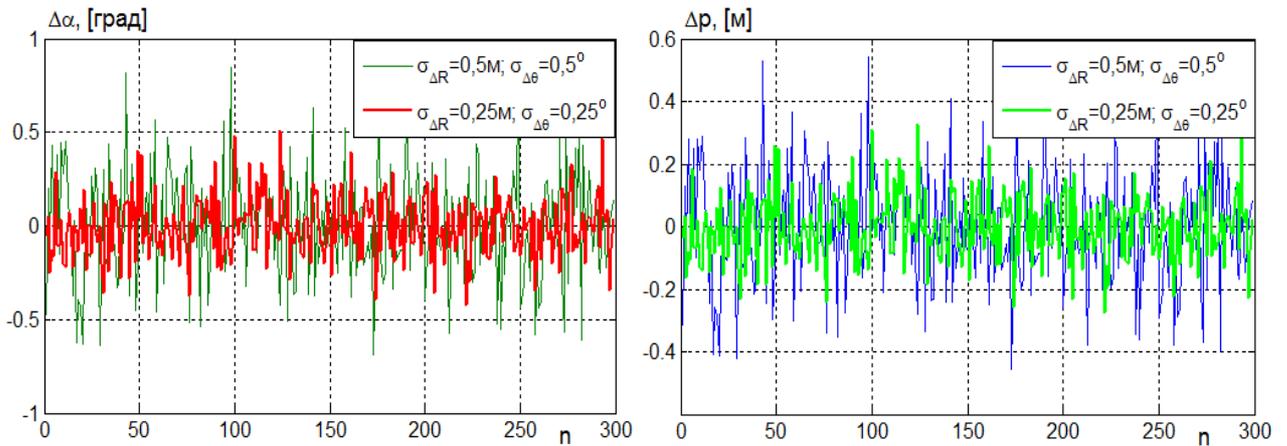


Рис. 4.6. Зависимость $\Delta\alpha, \Delta\rho$ от $\Delta R, \Delta\theta$ в соответствии с $\alpha=0^\circ, \rho=6\text{ м}$,

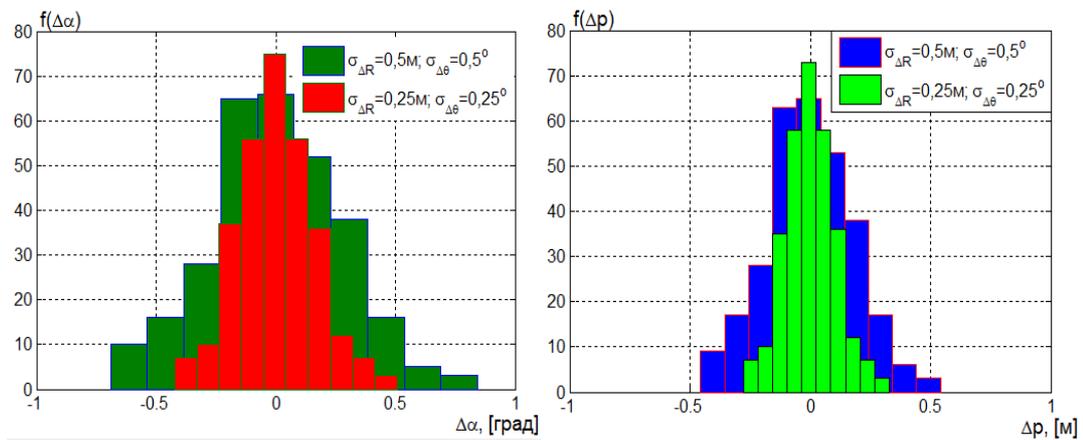


Рис. 4.7. Плотность вероятности СКО отклонения распределения $\Delta\alpha, \Delta\rho$.

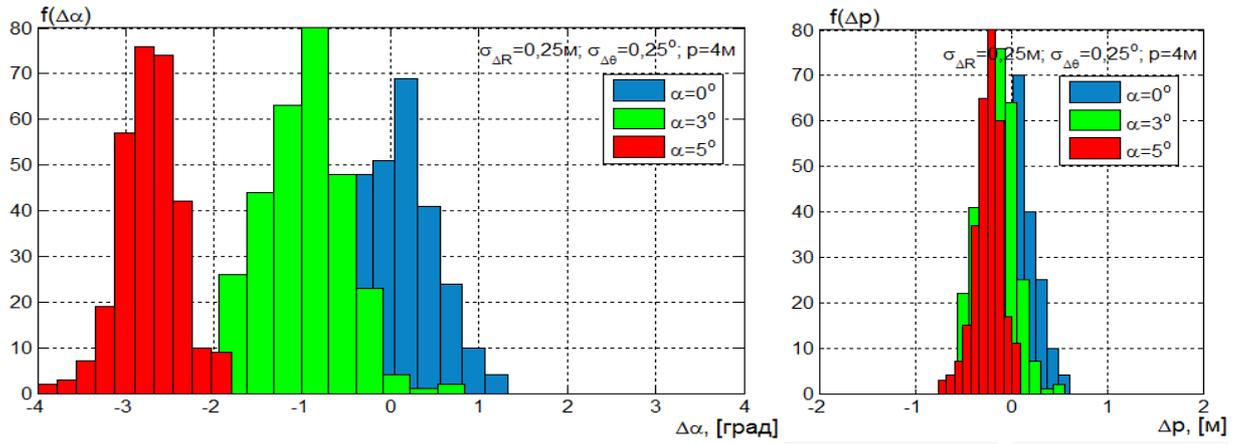


Рис. 4.8. Плотность вероятности СКО отклонения распределения $\Delta\alpha, \Delta\rho$.

На рисунке 4.9 приведена зависимость $\sigma_{\Delta\alpha}, \sigma_{\Delta\rho}$ от $\Delta R, \Delta\theta, \rho$ в соответствии с $\alpha = 0^\circ$. Из рис. 4.9 видно, что чем больше $\Delta R, \Delta\theta, \rho$, тем больше погрешность измерения $\Delta\alpha, \Delta\rho$.

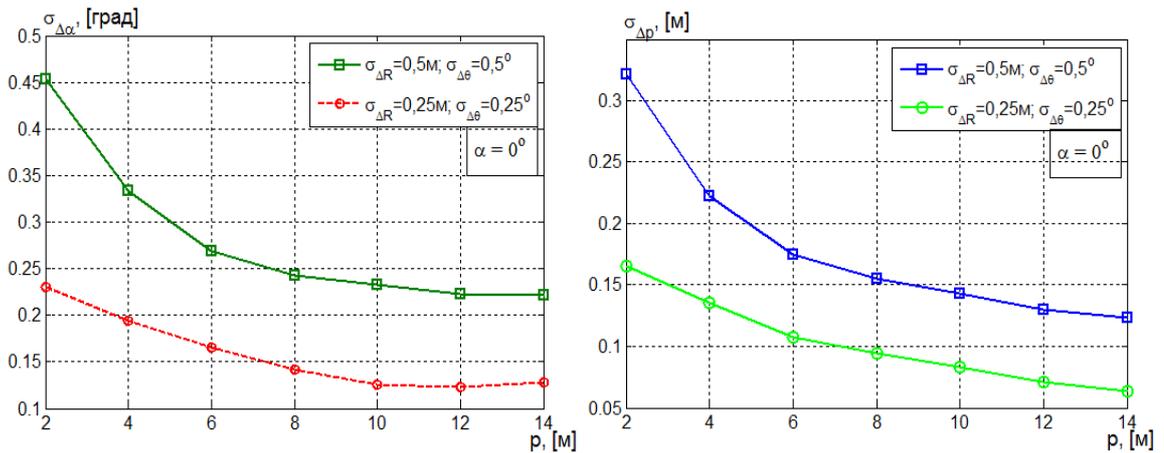


Рис. 4.9. Зависимость $\sigma_{\Delta\alpha}, \sigma_{\Delta\rho}$ от $\Delta R, \Delta\theta, \rho$ в соответствии с $\alpha = 0^\circ$.

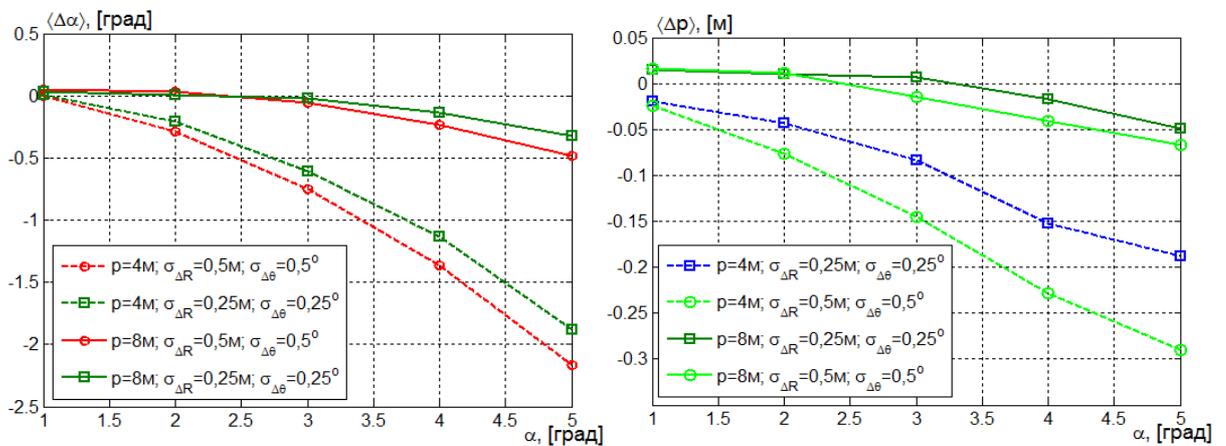


Рис. 4.10. Зависимость $\langle \Delta\alpha \rangle, \langle \Delta\rho \rangle$ от $\Delta R, \Delta\theta, \alpha$ в соответствии с $\rho = 4; 8 \text{ м}$.

На рисунке 4.10 приведена зависимость $\langle \Delta\alpha \rangle, \langle \Delta\rho \rangle$ от значений $\Delta R, \Delta\theta, \alpha$ в соответствии с $p = 4; 8\text{м}$. Из графиков рис. 4.10 следует, что, чем больше значение α , тем больше погрешность измерения $\Delta\alpha, \Delta\rho$.

Результаты расчета зависимости $\langle \Delta\alpha \rangle, \sigma_{\Delta\alpha}, \langle \Delta\rho \rangle, \sigma_{\Delta\rho}$ от $\Delta R, \Delta\theta, p, \alpha$ показывают, что, чем больше значения $\Delta R, \Delta\theta, \alpha$, тем больше погрешность измерения $\Delta\alpha, \Delta\rho$, и наоборот чем больше значение p , тем меньше погрешность измерений $\Delta\alpha, \Delta\rho$.

Выводы к главе 4

1. В результате обработки большого количества РЛИ, полученных по результатам натуральных испытаний макета РПС, установлено, что расширение ширины спектра сигнала биений зависит не только от рассеивающих свойств объекта, но и от угла ориентации ДНА на наблюдаемые (протяжённые) объекты, а также расстояния до них.

2. Проведена оценка погрешностей измерения азимутального угла и расстояния от носителя РПС до наблюдаемых объектов (в первую очередь, обочины), которая позволяет сформулировать рекомендации по выбору технических параметров РПС, а также предложить методы повышения точности измерения координат наблюдаемых в РПС объектов.

5 Особенности формирования и отображения РЛИ в РПС

Основной задачей РПС является формирование панорамного РЛИ дорожной обстановки впереди ТС на индикаторном устройстве. При этом, вторичная обработка сформированных РЛИ позволяет определить расстояния от ТС до левой и правой обочины и, тем самым, оценить ширину дорожного полотна и в реальном времени построить коридор безопасности (КБ) движения ТС [25,55].

Таким образом, в РПС должны быть реализованы следующие взаимосвязанные функции:

1. Формирование панорамного РЛИ дорожного полотна (ДП), прилегающей местности и объектов, находящихся на ДП, в реальном масштабе времени. При этом, РЛИ должно отображаться в системе координат адекватной реальной сцене и однозначно воспринимаемой водителем.

2. Формирование и отображение на индикаторе РПС параметров, характеризующих:

- положение ТС на дорожном полотне, в том числе расстояние до левой и правой обочины (т.е. ширину дорожного полотна);
- угол между строительной осью ТС и направлением (осью) дорожного полотна;
- границу дорожного полотна;
- коридор безопасного движения (виртуальная разметка), свободный от препятствий, и критическую дальность, на которой формируется сигнал «опасности» наезда на препятствие.

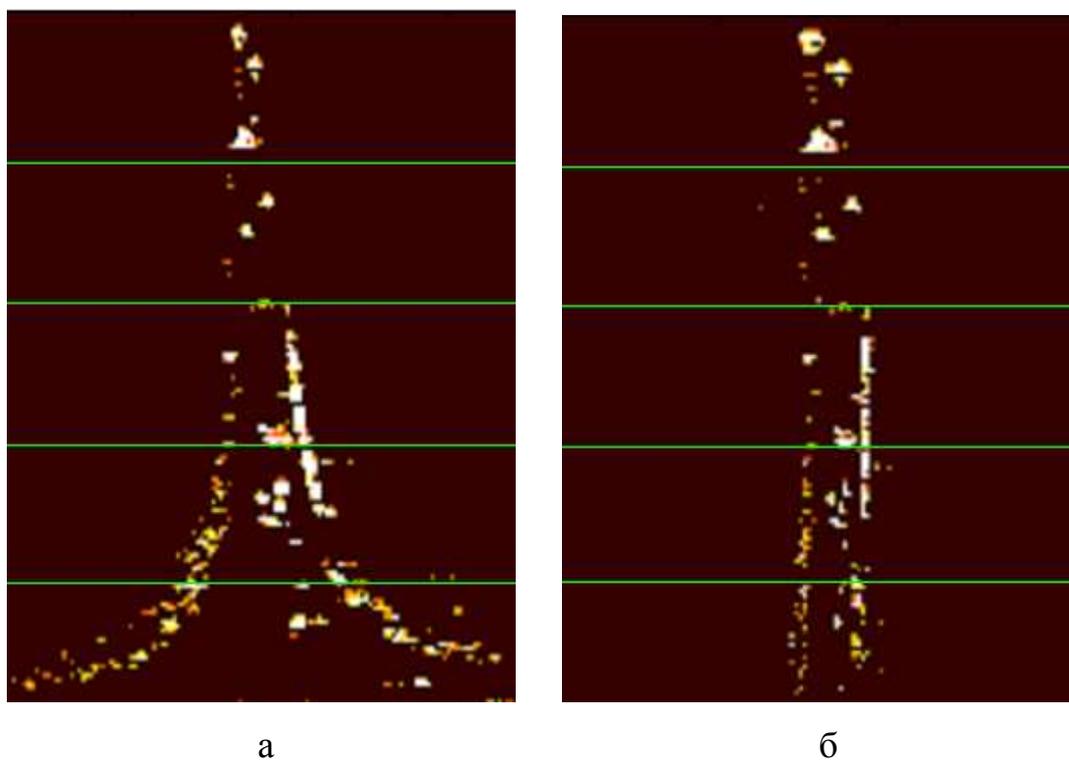
3. Формирование РЛИ в полярной системе координат, которая является наиболее предпочтительной, т.к. в этой системе координат отображение дорожного полотна на экране индикатора минимально подвержено геометрическим искажениям: прямые границы дорожного полотна так же отображаются прямыми линиями [49, 50].

На рисунке 5.1 приведён пример оптического изображения дорожной обстановки, а на рис. 5.2а – соответствующее этой сцене РЛИ в системе координат

(дальность – азимут) и на рис. 5.2б – РЛИ в прямоугольной системе координат (ХОУ), полученные в результате натурных испытаний экспериментального макета РПС.



Рис. 5.1



а

б

Рисунок 5.2. ОИ и РЛИ дорожной обстановки

Из этих примеров следует, что информативность РЛИ в координатах дальность – азимут, особенно в пределах дорожного полотна, существенно снижается с увеличением дальности. Таким образом, для формирования информативного РЛИ в РПС необходимо оценить эффективность визуализации наблюдаемых объектов с учётом геометрии их визирования, влияния различных дорожных покрытий и уточнить параметры ширины полосы, резервных зон и т.д. В частности, становится актуальным вопрос увеличения масштаба по горизонтальной координате с целью увеличения информативности РЛИ.

5.1 Особенности визуализации РЛИ в РПС

Известные типы дорог можно условно классифицировать следующим образом:

- однополосная асфальтовая дорога местного значения; ширина дорожного асфальтового покрытия $L_d \approx 3\text{м}$, прилегающие обочины: шириной $1,5+1,5\text{м}$, представляющие собой песчаные или грунтовые поверхности, покрытые травой (летом) или снежным бордюром (зимой).
- двухполосная асфальтовая дорога $L_d \approx 6\text{м}$, с аналогичными обочинами (как и у однополосной дороги). Наличие ограничений на участках с изгибами.
- трёхполосное асфальтовое дорожное полотно, $L_d \approx 9\text{м}$.
- автострада с разделением встречных полос с помощью резервной зоны, покрытой травой (летом) или снежным бордюром (зимой): $L_d \approx 6\text{м}+2\div 3\text{м}+6\text{м} = 12+3 = 15\text{м}$.

Если принять в качестве первого приближения параметры дорожного полотна, то в этом случае можно определить особенности отраженных сигналов от дорожного полотна и сформулировать требования к характеристикам РПС. Данный анализ позволит реализовать режим интерактивного управления ТС, в условиях отсутствия оптической видимости и определить необходимый набор измеряемых параметров для системы автоматического управления ТС.

Разрешающая способность РПС по азимуту имеет конечное значение, которое определяется эффективной шириной ДНА ($\Delta\theta_{аз}$) в азимутальной плоскости и составляет величину $\Delta\theta_{аз} \approx 0,7^0 \div 1^0$. В результате, можно определить максимальную дальность R_{max} , на которой границы дорожного полотна не могут быть выделены на РЛИ, т.к. отраженные от левой и правой обочин сигналы визуально сливаются.

Это условие может быть записано как:

$$\frac{L_d}{R_{max}} = \Delta\theta_{аз}, \Rightarrow R_{max} = \frac{L_d}{\Delta\theta_{аз}} \approx 60 * L_d,$$

где: L_d – ширина ДП, $\Delta\theta_{аз}$ – эффективная ширина луча ДНА в горизонтальной плоскости.

Для различных типов дорог величина R_{max} составит:

$$R_{max1} = 60 * L_{d1} = 60 * 3м = 180м$$

$$R_{max2} = 60 * L_{d2} = 60 * 6м = 360м$$

$$R_{max3} = 60 * L_{d3} = 60 * 9м = 540м$$

$$R_{max4} = 60 * L_{d4} = 60 * 15м = 900м$$

В результате можно констатировать, что для однополосной дороги $R_{max} \leq 120м$.

Отображение РЛИ дорожного полотна на индикаторе РПС

В РПС для отображения РЛИ часто используется полярная система координат (R, θ) , т.е. система координат, совмещённая с системой координат обзора пространства. Ось ТС совмещена с центральным направлением сектора сканирования антенны. Если задаться максимальной дальностью $R_{max} = 300м$ (рис. 5.3), то количество азимутальных отсчётов при частоте модуляции $F_m = 10кГц$, $T_m = 100мкс$ и количество азимутальных отсчётов в секторе сканирования $\pm 45^0$ составит: 256 отсчётов. Таким образом, имеется порядка ≈ 3 отсчётов на 1^0 азимутальной ширины ДНА.

Угол, под которым наблюдается обочина ДП: $\Delta\theta \approx \frac{L_d}{R_0} [\text{рад}] = \frac{L_d}{R_0} \frac{180^\circ}{\pi}, [\text{град}]$.

Тогда, ширина отображаемого участка местности в процентах будет равна:

$$\frac{\Delta\theta^\circ}{90^\circ} 100 = \frac{L_d}{R_0} \frac{200}{\pi} [\%] \text{ (таблица 5.1).}$$

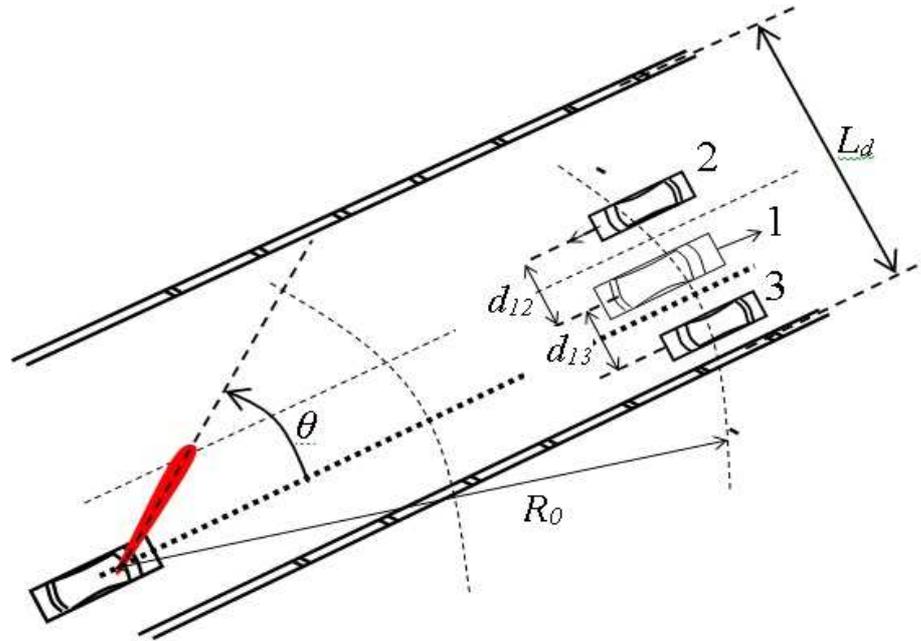


Рисунок 5.3. Геометрия визирования в РПС

Таблица 5.1

	L_d , [м]	$\Delta\theta^\circ$, [град]	$\frac{\Delta\theta^\circ}{90^\circ} 100, [\%]$
$R_0=100$, [м]	3	1,72	1,9
	6	3,44	3,8
	9	5,16	5,7
	15	8,60	9,5
200	3	0,86	0,9
	6	1,72	1,9
	9	2,58	2,8
	15	4,30	4,7
300	3	0,57	0,6
	6	1,15	1,3

	9	1,72	1,9
	15	2,87	3,2

Таким образом, с увеличением дальности ширина отображаемого участка ДП уменьшается и экран РПС используется малоэффективно, т.к. дорожное полотно занимает малую часть экранного пространства.

Таблица 5.2

	$d, [м]$	$\Delta\theta_{объекта}^0, [град]$	$\frac{\Delta\theta_{объекта}^0}{90^0} 100, [%]$
$R_0=100, [м]$	1	0.5732	0.6369
	2	1.1465	1.2739
	3	1.7197	1.9108
	4	2.2930	2.5478
200	1	0.2866	0.3185
	2	0.5732	0.6369
	3	0.8599	0.9554
	4	1.1465	1.2739

Отображение РЛИ автомобилей на индикаторе РПС:

Угол, под которым наблюдаются два автомобиля в РПС (см. рис. 5.3) составляет: $\Delta\theta_{объекта} \approx \frac{d}{R_0} [рад] = \frac{d}{R_0} \frac{180^0}{\pi} [град]$. Тогда ширина отображаемого участка

местности будет равна: $\frac{\Delta\theta_{объекта}^0}{90^0} 100 = \frac{d}{R_0} \frac{200}{\pi} [%]$ (таблица 5.2).

Из таблиц 5.1 и 5.2 следует, что при изменении масштаба, т.е. уменьшении максимальной отображаемой дальности, происходит линейное расширение масштаба по горизонтальной координате и ширина отображаемого участка двух машин занимает малую часть экранного пространства. Таким образом, в сервисной программе должна быть предусмотрена возможность изменять масштаб выводимого изображения с применением нелинейных масштабов.

5.2 Метод нелинейного масштабирования РЛИ по азимуту

Для того, чтобы повысить качество формирования и отображения РЛИ на экране монитора системы РПС можно применить нелинейное масштабирование РЛИ по углу для выводимого изображения. На рис. 5.4 приведены четыре варианта дорожного коридора.

- первый вариант: $L_{d1} = L_{\text{прав}} + L_{\text{лев}} = 2 + 4 = 6\text{м}$,
- второй вариант: $L_{d2} = 4 + 6 = 10\text{м}$,
- третий вариант: $L_{d3} = 8 + 8 = 16\text{м}$,
- четвёртый вариант: $L_{d4} = 4 + 6 = 10\text{м}$, $R = 200\text{м}$.

Нетрудно показать, что использование операции $\lg_{10}(\theta)$ или $\lg_2(\theta)$ для азимутальной развёртки РЛИ позволяет более эффективно наблюдать дорожную ситуацию.

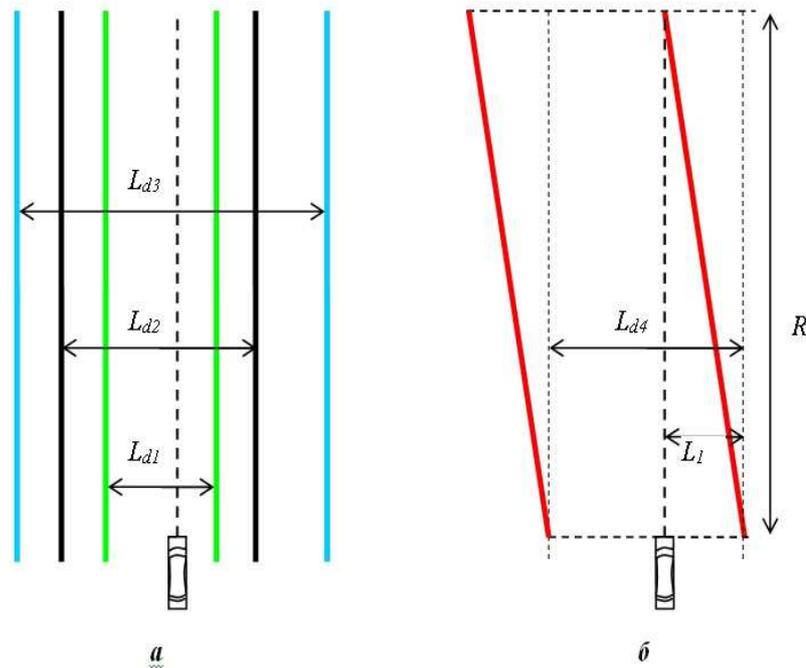


Рисунок 5.4. Графическое изображение дорожных коридоров

На рис. 5.5 приведены результаты расчетов для 4-го варианта дорожного коридора в полярной системе координат:

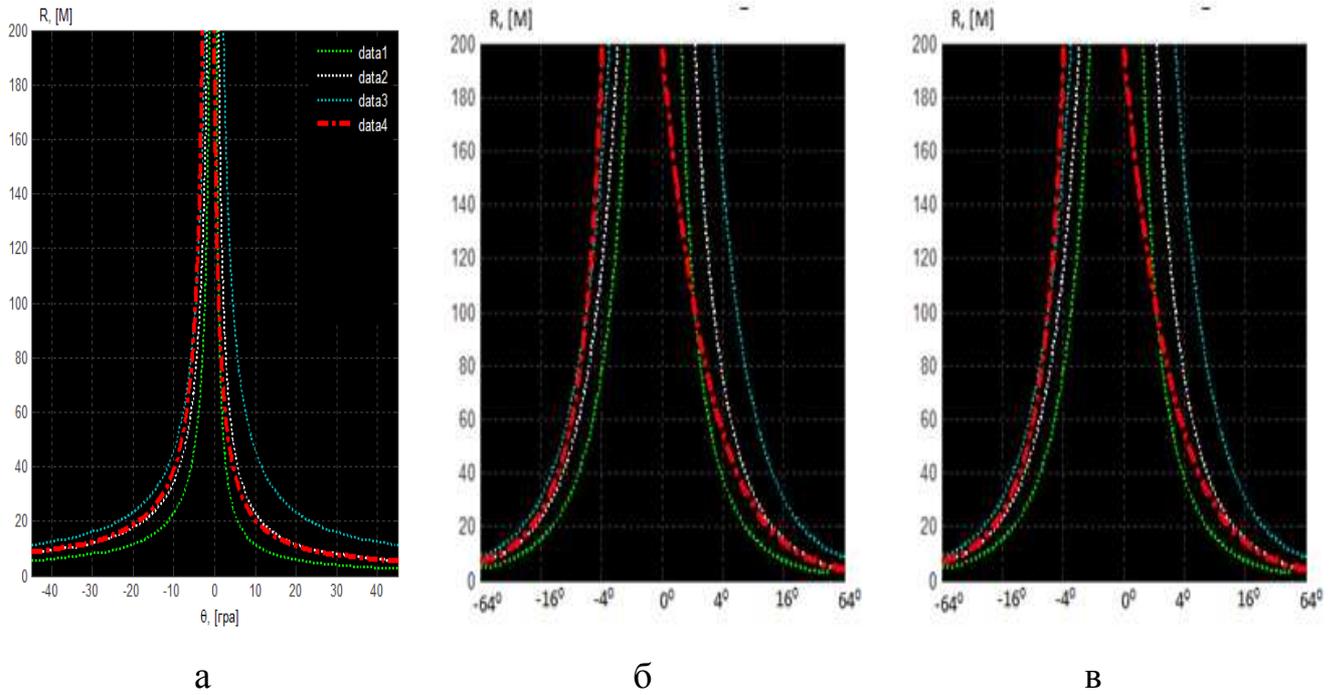


Рисунок 5.5

- а - РЛИ в в полярной системе координат,
 б – РЛИ с изменением нелинейного масштаба: $\lg_2(\theta)$,
 в – РЛИ с изменением нелинейного масштаба: $\lg_{10}(\theta)$.

Отображение РЛИ двух машин на индикаторе АРПС

Геометрия задачи приведена на рисунке 5.3.

Угол, под которым наблюдаются два автомобиля:

$$\theta_1 = \theta_3 \approx \frac{d_{13}/2}{R_0} [\text{рад}] = \frac{d_{13}/2}{R_0} \cdot \frac{180^\circ}{\pi} [\text{град}]. \quad \theta_2 \approx \frac{d_{12} + d_{13}/2}{R_0} [\text{рад}] = \frac{d_{12} + d_{13}/2}{R_0} \cdot \frac{180^\circ}{\pi} [\text{град}].$$

Ширина отображаемого участка местности будет равна:

$$\vartheta_{13} = \frac{\lg_{10}(\theta_1)}{\lg_{10}(45)} 100, [\%] \quad \text{или} \quad \vartheta_{13}^* = \frac{\lg_2(\theta_1)}{\lg_2(45)} 100, [\%]$$

$$\vartheta_{12} = \frac{\lg_{10}(\theta_2) - \lg_{10}(\theta_1)}{2\lg_{10}(45)} 100, [\%] \quad \text{или} \quad \vartheta_{12}^* = \frac{\lg_2(\theta_2) - \lg_2(\theta_1)}{2\lg_2(45)} 100, [\%]$$

Сравнение результатов расчёта, приведённых в таблицах 5.1, 5.2 и 5.4 позволяет сделать вывод, что применение алгоритма изменения нелинейных масштабов при формировании РЛИ позволяет повысить эффективность наблюдения дорожной ситуации. Однако необходимо отметить, что применение изменения не-

линейных масштабов РЛИ приводит к геометрическим искажениям лоцируемой поверхности, что может существенно осложнить восприятие обстановки.

Таблица 5.4

	d_{13} , [м]	ϑ_{13} , [%]	d_{12} , [м]	ϑ_{12} , [%]
$R_0=100$, [м]	1	6,6205	2	8,3689
	2	11,9039	4	11,8101
	3	16,3006	6	13,7532
	4	20,0658	8	15,0146
200	1	3,5183	3	5,3379
	2	6,6205	4	8,3689
	3	9,3948	6	10,3722
	4	11,9039	8	11,8101

Алгоритм формирования РЛИ с применением нелинейного масштабирования по азимуту построен следующим образом:

- 1) Параметры (N_θ, N_R - размер кадра по азимуту и дальности, $N_{\theta=0^\circ}$ - азимутальный угол соответственно с направлением оси автомобиля) первого кадра будет записан в массив "А",
- 2) Размер (N_θ, N_R - размер кадра по азимуту и дальности) формирования РЛИ (кадр) в нелинейном масштабе по азимуту выбран,
- 3) Распределение яркостей $I(i, j)$ кадра, записанного в массиве "А" построено и записано в массив "В" соответственно $I(k, j)$ в нелинейном масштабе по азимуту.

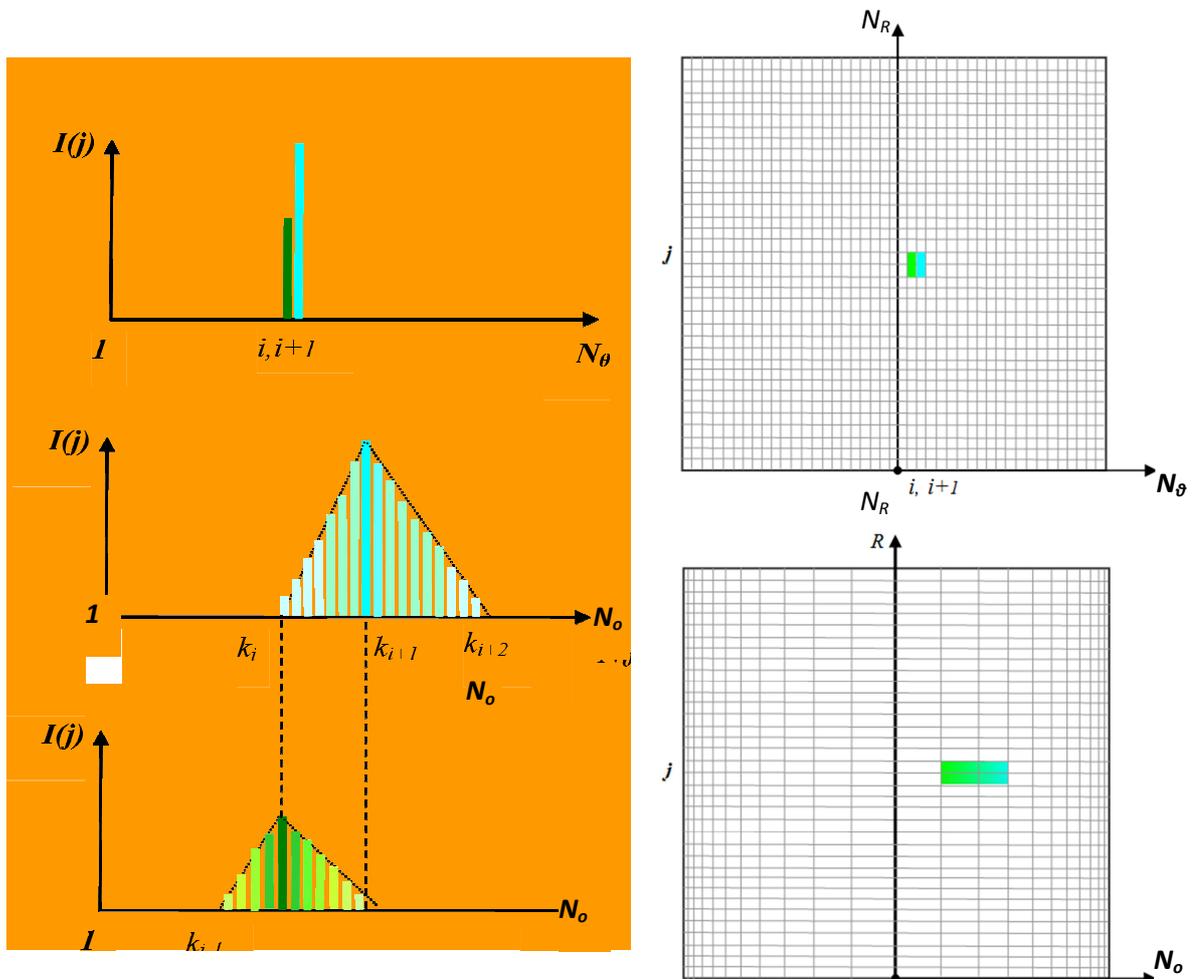


Рис. 5.6. Описание принципа работы алгоритма формирования РЛИ с применением нелинейного масштабирования по азимуту

Интенсивность двух последовательных пикселей в массиве “А” - $I_1(i, j), I_2(i + 1, j)$ по азимутальному углу, в массиве “В” получим соответственное распределение их яркостей - $I_1(k, j), k = k_{i-1} \div k_{i+1}$ и $I_2(k, j), k = k_i \div k_{i+2}$, описанное на рисунке 5.6.

Здесь,

$$k_{i-1} = \text{round}(\log_2(i-1) * 100), k_i = \text{round}(\log_2(i) * 100)$$

$$k_{i+1} = \text{round}(\log_2(i+1) * 100), k_{i+2} = \text{round}(\log_2(i+2) * 100).$$

В качестве данного алгоритма получим распределение яркостей - $I_1(i, j), I_2(i + 1, j)$ в массиве “В” следующим образом:

$$I_B(k, j) = I_1(k, j) + I_2(k, j), \quad k_i \leq k \leq k_{i+1}.$$

Используя экспериментальные данные, в качестве алгоритма формирования РЛИ с применением нелинейного масштабирования по азимуту при отображении РЛИ, на рис. 5.7 и 5.8 приведены результаты обработки РЛИ, полученного в РПС, того же участка местности в полярной системе координат и ХОУ.

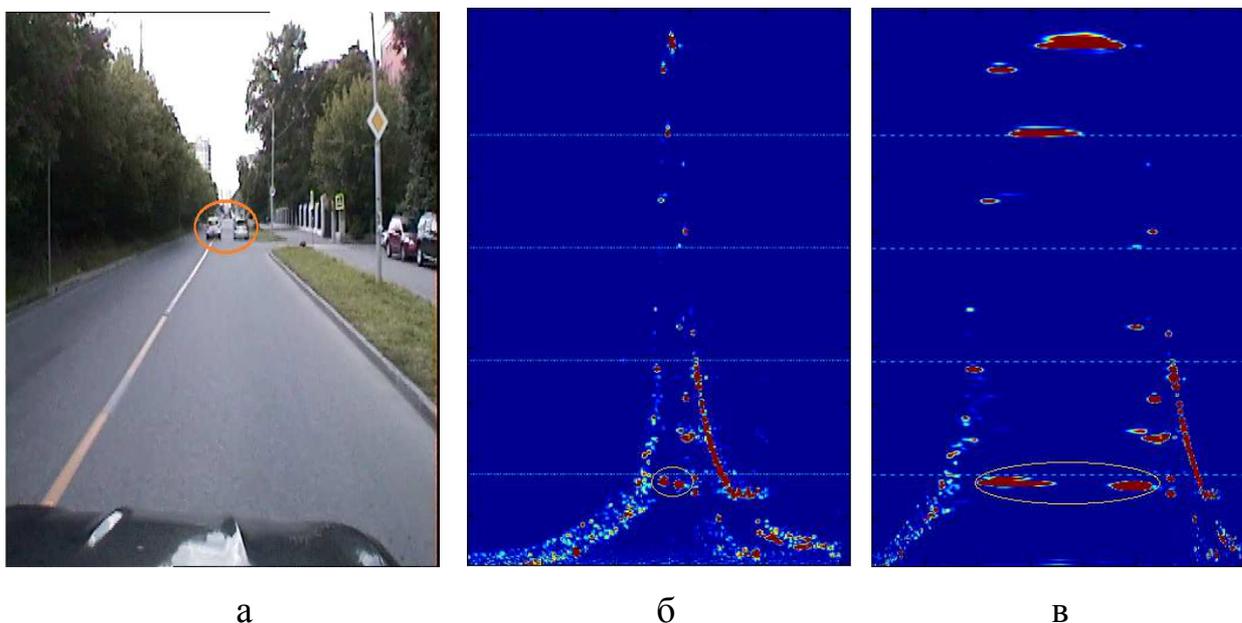


Рисунок 5.7. Результаты обработки экспериментальных РЛИ,
в полярной системе координат

здесь, а - оптическое изображение наблюдаемой сцены, б – простое РЛИ, в - формирование РЛИ с применением изменения нелинейных масштабов по азимуту.

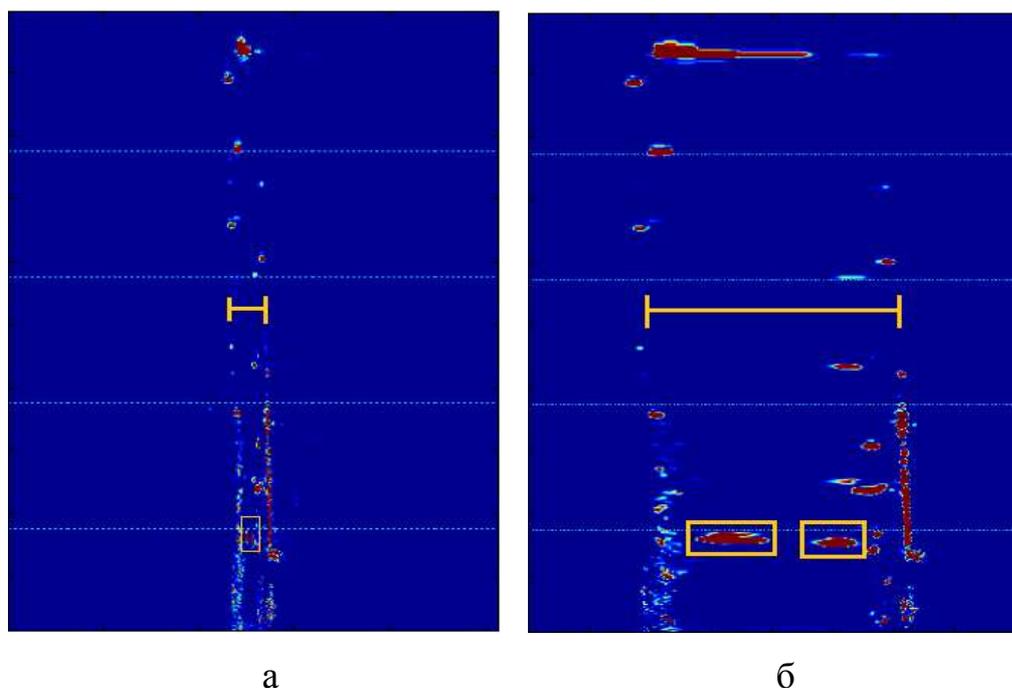


Рисунок 5.8. Результаты обработки экспериментальных РЛИ,
в системе координат ХОУ

здесь, а – простое РЛИ, б - формирование РЛИ с применением изменения нелинейных масштабов по азимуту.

Выводы к главе 5

1. Разработаны алгоритмы повышения качества визуализации РЛИ на экране монитора РПС, основанные на применении линейного и нелинейного масштабирования при формировании и обработке панорамных РЛИ в РПС.
2. Показано, что применение данных алгоритмов позволяет повысить качество визуализации радиолокационного изображения, особенно, когда автомобили, двигаются на узком участке дороги и в присутствии других объектов.
3. Установлено, что применение указанных алгоритмов позволяет существенно повысить вероятность правильной идентификации участников движения и значительно повысить максимальную дальность этой идентификации.

Заключение

Основные результаты диссертационной работы заключаются в следующем:

1. Проведён сравнительный анализ затухания ЭМВ ММ и ИК диапазона в гидрометеорах и пыли, который показал, что РПС ММ диапазона сохраняет высокую эффективность работы в условиях ограниченной или отсутствия оптической видимости в отличие от камер ИК диапазона, и позволяет решить проблему обеспечения безопасности движения автомобиля в условиях ограниченной или отсутствия оптической видимости.

2. Оценены характеристики рассеяния ЭМВ на наблюдаемых в РПС под настильными углами объектах, которые расположены на различных типах земной поверхности, что позволяет сформулировать специфические требования для проектирования РПС, в частности, выбрать его энергетические характеристики, оценить динамический диапазон приёмника РПС и др.

3. Проведен анализ влияния уровня боковых лепестков (УБЛ) ДНА РПС в азимутальной плоскости при одновременном наблюдении объектов дорожной инфраструктуры (автомобили, пешеходы и т.п.) с разницей в величине ЭПР больше 20 дБ, который установил, что при величине УБЛ выше -20 дБ это влияние незначительно, и подтвердил возможность их отдельного наблюдения.

4. Учитывая высокую информативность РЛИ в РПС, разработан корреляционный алгоритм измерения горизонтальных составляющих вектора скорости автомобиля, основанный на оценке смещения максимума взаимно-корреляционной функции (ВКФ) последовательных кадров РЛИ, полученных при движении автомобиля. Оценка потенциальной точности измерения вектора скорости показала, что применение данного алгоритма наиболее эффективно в сочетании с медианным фильтром.

5. В результате обработки большого количества РЛИ, полученных по результатам натурных испытаний макета РПС, установлено, что расширение ширины спектра сигнала биений, влияющее на точность измерения дальности, зависит

не только от рассеивающих свойств объекта, но и от угла ориентации ДНА на наблюдаемые (протяжённые) объекты, а также расстояния до них.

6. Проведена оценка погрешностей измерения азимутального угла и расстояния от носителя РПС до наблюдаемых объектов (в первую очередь, обочины дороги), которая позволяет сформулировать рекомендации по выбору технических параметров РПС, а также предложить методы повышения точности измерения координат, наблюдаемых в РПС объектов.

7. Разработаны новые алгоритмы повышения качества визуализации объектов на экране монитора РПС, основанные на применении нелинейного масштабирования при отображении панорамных РЛИ в РПС. Показано, что применение данных алгоритмов позволяет повысить вероятность правильной идентификации участников движения и значительно повысить максимальную дальность этой идентификации, особенно, когда автомобили, двигаются на узком участке дороги и при малом азимутальном расстоянии между объектами движения.

Список сокращений и условных обозначений

АЦП	Аналогово-цифровой преобразователь
АРЛС	Автомобильная радиолокационная станция
АКК	Адаптивный круиз-контроль
БПФ	Быстрое преобразование Фурье
ГВЧ	Генератор высокой частоты
ГТИ	Генератор тактовых импульсов
ПЭВМ	Персональная электронно-вычислительная машина
ДНА	Диаграмма направленности антенны
ДТП	дорожно-транспортное происшествие
ЗС	Зондирующий сигнал
ИК	Инфракрасный
КБ	Коридор безопасности
ЛЧМ	Линейная частотная модуляция
ПРД	Передатчик
ПРМ	Приемник
РЛИ	Радиолокационное изображение
РЛС	Радиолокационная станция
СМ	Смеситель
ТС	Транспортные средства
УБЛ	Уровень боковых лепестков
УЭПР	Удельная эффективная поверхность рассеяния
ЦОС	Цифровая обработка сигналов
ЦФ	Цифровой фильтр
ЦАП	Цифро-аналоговый преобразователь
ЧМ	Частотная модуляция
ЭПР	Эффективная поверхность рассеяния
ЭМС	Электромагнитная совместимость
ЭВМ	Электронная вычислительная машина

ЭМВ	Электромагнитные волны
ESR	Electronically Scanning Radar
RASIC	Radar System IC
DRO	Dielectric Resonator Oscillators
FMCW	Frequency Modulated Continuous Wave

Список литература

1. Бакулев П.А. - Радиолокационные системы. Москва, Радиотехника, 2004 г, ISBN 5-93108-027-9
2. Общая теория статистики: Учебник / Под ред. Р. А. Шмойловой. - 3-е издание, переработанное. - Москва: Финансы и Статистика, 2002. - 560 с. - ISBN 5-279-01951-8.
3. Nujdin, V. M. Elaboration of a front survey automobile radar for movement in the conditions of limited visibility / V. M. Nujdin, L. F. Chukin. - Proc. of Third Scientific Exchange Seminar "Radiotechnical systems and devices of UHF", TUM, Munich, Germany, 1995.
4. Klioutcharev, M. Yu. The Experimental Research of A Front Survey Automobile Radar / M. Yu. Klioutcharev, V. M. Nujdin, V. V. Rastorguev, L. F. Chukin, V. L. Usmanov - Proc. of Fifth Scientific Exchange Seminar "Radiotechnical systems and devices of UHF", TUM, Munich, Germany, 1997.
5. Thorp, C. Automated Highways And The Free Agent Demonstration / C. Thorp, T. Jochem, D. Pomerleau. Report from Carnegi Mellon University (<http://www.cmu.edu>) AHS grope .
6. Светлана Сысоева. Интеллектуальные автомобильные системы и датчики «Компоненты и технологии», №1, 2012.
7. Infineon SiGe IC used in Bosch Automotive Radar System, Semiconductor Today, Dec. 2, 2008.
8. Светлана Сысоева. Актуальные технологии и применения датчиков автомобильных систем активной безопасности // Компоненты и технологии. 2006. № 8, 9, 10, 11. 2007. № 2, 3, 4, 8.
9. Long-Distance Car Radar, Richard Stevenson, IEEE Spectrum, Oct. 2011.
10. Shinichi Honma. Millimeter-Wave Technology for Automotive Application / Shinichi Honma, Naohisa Uehara, Mitsubishi Electric.
11. Bosch Introducing New Mid-Range Radar Sensor, Stereo-Video Sensor in 2014, Green Car Congress, Oct. 30, 2012.

12. Ананенков, А.Е. Особенности радиолокационных образов в системах радиовидения ММ-диапазона / А. Е. Ананенков, А. В. Коновальцев, В. М. Нуждин, В. В. Расторгуев, В. А. Шевцов. С.-П., «Инновации», №6, 2005г., стр. 98-104.
13. Ананенков А.Е., Карпышев А.В., Морозов Г.А., Нуждин В.М., Расторгуев В.В., Шнайдер В.Б. «Микроволновый датчик определения дистанции вертолётной системы пожаротушения». Журнал Известия ВУЗов. Авиационная техника / «Russian Aeronautics», 2014, №4, ISSN 0579-2975.
14. J. Goldhirsh, "A parameter review and assessment of attenuation and backscatter properties associated with dust storms over desert regions in the frequency range of 1 to 10 GHz," IEEE Trans. Antennas Propagation., vol. AP-30, pp. 1121–1127, Nov. 1982.
15. E. M. Patterson and D. A. Gillette, "Measurements of visibility vs. mass-concentration for air-borne soil particles," Atmospheric Environment, vol. 11, no. 2, pp. 193–196, 1977.
16. Z. Elabdin, M. R. Islam, O. O. Khalifa, and H. E. A. Raouf, "Mathematical model for the prediction of microwave signal attenuation due to duststorm", Progress In Electromagnetics Research M, Vol. 6, pp. 139–153, 2009.
17. Y. Ruike, W. Zhensen, and Y. Jinguang, "The study of MMW and MW attenuation considering multiple scattering effect in sand and dust storms at slant paths," International Journal of Infrared and Millimeter Waves, Vol. 24, No. 8, Aug. 2003.
18. Z. Zhao, Z. Wu. Millimeter-wave attenuation due to fog and clouds. International Journal of infrared and millimeter waves, vol.21, No.10, 2000
19. M. S. Khan, M. Grabner. Empirical relations for optical attenuation prediction from liquid water content of fog. Radioengineering , vol.21, NO.3, September 2012.
20. P. Chylek, Extinction and liquid water content of fogs and clouds. Journal of Atmospheric Sciences, 1978, vol. 35, no. 2, p. 296 - 300.

21. Communication in Transportation Systems. Editor Otto Strobel, IGI Global, USA, 2013, ISBN 978-1-4666-2976-9.
22. Schneider Martin (2005): Automotive Radar – Status and Trends. Robert Bosch GmbH, Corporate Research, Proceeding of German Microwave Conference - GeMiC 2005, University of Ulm, Germany, April 5 – 7.
23. Сысоева С. Мир МЭМС. Интеллектуальные автомобильные ассистенты и датчики. Функций – больше, «железа» - меньше. Компоненты и технологии. 2011. № 6.
24. Сорокин С. Выбор тепловизионного оборудования. Алгоритм безопасности. 2011г., №5.
25. Шнайдер В.Б. [и др.]. Система радиовидения для автоматизированного управления движением транспортной колонны. Радиооптические технологии в приборостроении: рабочие материалы научно-технической конференции, п. Небуг, Краснодарский край, Россия, 1-7 сентября 2013г., стр. 305 – 314.
26. Шнайдер В.Б. [и др.]. Отражения от водной поверхности при использовании сверхкороткоимпульсной радиолокационной станции. Электронный журнал «Труды МАИ». Выпуск №76, 2014.
27. Шнайдер В.Б. Обработка радиолокационных изображений РЛС обзора летного поля и обеспечение слежения за малоподвижной целью. Тезисы докладов 10-й Международной конференции «АВИАЦИЯ И КОСМО-НАВТИ-КА-2011»: СПб, 2011г., стр. 214.
28. Ананенков А.Е., Нуждин В.М., Расторгуев В.В., Скосырев В.Н. Особенности оценки характеристик обнаружения в РЛС малой дальности. Радиотехника, 2013г., №11.
29. Жуковский А.П., Изв. высш. уч. зав.—Радиофизика, 12, № 10, 1482 (1969).
30. Жуковский А.П., Изв. высш. уч. зав.—Радиофизика, 12, № 15, 1501 (1970).
31. Жуковский А.П., Рассеяние электромагнитных волн земных поверхностью, М. МАИ, 1991. 80 с.

32. Ю.А. Мельник, С.Г. Зубкович, В.Д. Степаненко, Ю.П. Соколов, В.А. Губин, В.Е. Дулевич, С.Б. Переслегин, А.А. Веретягин, В. М. Глушков, Ю. А. Юрков, Радиолокационные методы исследования Земли. – М. Советское радио, 1980.
33. Кулемин Г.П., Разказовский В.Б. Рассеяние миллиметровых радиоволн поверхностью Земли под малыми углами. Киев: Наукова думка. 1987.
34. Потапов А.А., Р.П. Быстров, А.В. Соколов, Миллиметровая радиолокация с фрактальной обработкой. – М. Радиотехника, 2005.- 368с.
35. Кулемин Г.П., Е.А. Горошко, Е.В. Тарнавский. Успехи современной радиоэлектроники, № 12, 2004.
36. Добырин В.В., Немов А.В. Эффективность применения сверхразрешающих спектральных оценок в бортовых угломерных фазированных антенных решетках.// Радиотехника, 1999, №9.
37. Гершман А.Б., Ермолаев А.Т., Флакман А.Г. Адаптивное разрешение некоррелированных источников по координате. // Изв. вузов. Радиофизика, 1988, №8
38. Леховицкий Д.И. и др. Разновидности сверхразрешающих анализаторов пространственно-временного спектра случайных сигналов на основе обесляющих адаптивных решетчатых фильтров. Антенны, 2000, №2
39. Доросинский Л.Г. Выбор метода совместного измерения угловых координат нескольких источников излучения. // Радиотехника, 1987, №11
40. Черемисин О.П. Адаптивная пеленгация источников интенсивных сигналов в многоканальных системах. // Радиотехника и электроника, 1992, №12
41. Аджемов С.С. и др. Исследование алгоритмов сверхразрешения в адаптивных антенных решетках. // Радиотехника, 2000, №11
42. Леховицкий и др. Статистический анализ сверхразрешающих методов пеленгации источников шумовых излучений в АР при конечном объеме обучающей выборки. Антенны, 2000, №2

43. Хачатуров В.Р., Федоркин Ю.А., Коновальчик А.С. Влияние случайных фазовых ошибок приемных каналов антенной решетки на качество разрешения источников внешнего излучения. *Антенны*, 2000, №2
44. Волочков Е.Б., Гармаш В.Н. Сверхразрешение по угловым координатам когерентных источников при помощи плоской антенной решетки на основе нелинейных методов спектрального анализа. // *Радиотехника и электроника*, 1992, №8
45. Нуждин В.М., Сулимов Ю.О., Сидоров Н.В., Ключарев М.Ю., Ананенков А.Е. (2001): Влияние переотражений от поверхности Земли на формируемое автомобильной РЛС яркостное изображение. *Радиотехника*, №3.
46. Ананенков А.Е., Коновальцев А.В., Нуждин В.М., Расторгуев В.В., Сидоров Н.В., Сулимов Ю.О. Исследование автомобильной РЛС переднего обзора с частотной модуляцией // Труды 11-й международной конференции «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии, КрыМиКо-2001», Севастополь, ISBN 966-7968-00-6, 2001.
47. Yevdokymov A. P. and Kryzhanovskiy V. V. Diffraction radiation antennas for SHF and EFH radiosystems, A.Ya. Usikov Institute of Radiophysics and Electronics of the NAS of Ukraine, International Conference on Antenna Theory and Techniques, 17-21 September, 2007, Sevastopol, Ukraine, pp. 59-64
48. Нуждин В.М. и др. Система радиовидения «Авторадар». Управление движением автомобиля // *Электроника: наука, технология, бизнес*. 2000. № 5. С. 48–51.
49. Ananenkov A.E., Karpyshev A.B., Nuzhdin V.M., Rastorguev V.V., Shnaider V.B., Morozov G.A. Microwave Distance Sensor of Helicopter Fire-Fighting System - ISSN 0579-2975. *Известия ВУЗов. Авиационная техника*. 2014. № 4
50. Ananenkov A. et al. - Features of formation of radar-tracking and optical images in a mobile test complex of radiovision systems of the car // *Journal of Telecommunications and Information Technology*. 2009. Iss. 1. pp. 29–33.

51. Ананенков А.Е., Нуждин В.М., Расторгуев В.В., и др. Особенности радиолокационных образов в системах радиовидения ММ-диапазона // Инновации. 2005. № 6. С. 98–104.
52. Ананенков А.Е., Нуждин В.М., Расторгуев В.В., и др. К вопросу обнаружения линий электропередач вертолетной радиолокационной станцией переднего обзора // Вестник МАИ. 2012. Т. 19. № 1. С. 123–127.
53. Ananenkov A.E., Nuzhdin V.M., Rastorguev V.V., Sokolov P.V. and Schneider V.B. - System Radiovision for Movement Automation of the Vehicles Column. Международная конференция ICTON'2014, Graz, Austria, July 6th – 10th, Mo.D7.2 978-1-4799-5601-2/14/\$31.00 ©2014 IEEE Publication Year: 2014, Page(s): 1 – 6.
54. Rastorguev Vladimir – Radiometric Speed Sensor for Vehicles, Chapter 13, monograph “Communication in Transportation Systems”, editor Otto Strobel, IGI Global, USA, 2013, ISBN 978-1-4666-2976-9, pp. 343 – 358.
55. Шнайдер В.Б., Нуждин В.М., Расторгуев В.В. - Исследование точности определения местоположения автомобиля относительно границ дороги. Журнал радиоэлектроники, Институт радиотехники и электроники им. В. А. Котельникова, ISSN 1684-1719, 2014г., №8.
56. Electronics-Driver Assistance Systems. Техническая информация Hella. Hella 2003, 2004, 2005. [www .hella.com](http://www.hella.com).
57. T. Yoshida, H. Kuroda, T. Nishigaito. Adaptive Driver-assistance Systems, http://www.hitachi.com/ICSFiles/afieldfile/2004/11/26/r2004_04_104_1.pdf.
58. New Directions in Automotive Smarts. McConnell D., Continental Automotive Systems. Sensors, Apr 2006.
59. Automotive Cameras for Safety and Convenience Applications. White Paper by SMaL Camera Technologies, Inc. 2004 Version 1.
60. The Evolution of Digital Imaging: From CCD to CMOS. A Micron White Paper. Micron Technology, Inc., 2006. www.micron.com.
61. Mark. A. Richards. Fundamentals of Radar Signal Processing. McGraw-Hill Electronic Engineering. 2005.

62. <http://www.automotive-technology.co.uk/?p=2269>.
63. http://www.trw.de/sites/default/files/TRW_ge_ac100_en.pdf.
64. Stanislas, Leo & Peynot, Thierry (2015) Characterisation of the Delphi Electronically Scanning Radar for robotics applications. In Australasian Conference on Robotics and Automation (ACRA 2015), 2-4 December 2015, Canberra, A.C.T.
65. <http://test.smartmicro.net/index.php/en/automotive-radar>.
66. http://www.smartmicro.de/fileadmin/user_upload/Documents/Automotive/Automotive_Radar_Product_Brochure_web.pdf.
67. <http://www.prnewswire.com/news-releases/denso-develops-higher-performance-millimeter-wave-radar-180267831.html>.