

Министерство науки и высшего образования Российской Федерации

Томский государственный университет
систем управления и радиоэлектроники

А.С. Аникин
В.А. Громов
Д.А. Садов

РАДИОТЕХНИЧЕСКИЕ СИСТЕМЫ МОНИТОРИНГА

Учебное пособие для лекционных, практических занятий, самостоятельной
работы для обучающихся технических направлений подготовки и
специальностей

Томск
2026

УДК 621.396.67
ББК 32.95
А67

Рецензенты:

Христенко А.В., руководитель системной группы ДСВЧЭ
АО «НПФ «Микран»;

Носов Д.М., заместитель директора департамента СВЧ электроники
по радиолокационным системам АО «НПФ «Микран»

Аникин, Алексей Сергеевич

А67 Радиотехнические системы мониторинга: учебное пособие для лекционных, практических занятий, самостоятельной работы для обучающихся технических направлений подготовки и специальностей / А.С. Аникин, В.А. Громов, Д.А. Садов. – Томск: Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 2026. – 87 с.

В первом разделе рассматриваются методы измерения параметров радиосигналов: частоты, ширины спектра, вида модуляции, характеристик модуляции и манипуляции.

Во втором разделе рассматриваются четыре вида радиопеленгационных устройств, которые используются для определения направления на источник радиоизлучения: двухканальные автоматические пеленгаторы; доплеровские и квазидоплеровские пеленгаторы; фазовые интерферометры; корреляционные интерферометры.

В третьем разделе рассматриваются методы определения местоположения источника радиоизлучения с помощью мобильной станции радиомониторинга, а также определения местоположения абонента мобильной радиосвязи с использованием дальномерного метода и методом на основе определения мощности сигнала.

Учебное пособие предназначено для лекционных, практических занятий, самостоятельной работы студентов.

Авторами данного учебного пособия являются профессорско-преподавательский состав кафедры электронных приборов (А.С. Аникин и В.А. Громов), а также сотрудник профильного предприятия, ведущий инженер системной группы ДСВЧЭ АО «НПФ» Микран», г. Томск, Д.А. Садов.

Одобрено на заседании каф. РТС протокол № 8 от 11.06.2026 г.

УДК 621.396.67
ББК 32.95

© Аникин А.С., Громов В.А., Садов Д.А. 2026
© Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 2026

Оглавление

Введение.....	5
1 Измерение параметров радиосигналов.....	6
1.1 Измерение частоты	6
1.2 Измерение ширины спектра.....	10
1.3 Определение вида модуляции, измерение её параметров	13
1.4 Определение характеристик модуляции и манипуляции	16
1.5 Определение частоты сигналов с фазовой манипуляцией	19
1.6 Измерение мощности радиосигналов с помощью БПФ	20
Контрольные вопросы	28
Примеры тестовых вопросов	29
Практическое задание.....	30
Глоссарий.....	30
2 Пеленгование источников радиоизлучения	32
2.1 Краткие исторические сведения.....	32
2.2 Двухканальные автоматические пеленгаторы.....	36
2.2.1 Автоматический радиокompас.....	36
2.2.2 АРК с вращающейся рамочной антенной	36
2.2.3 Формирование равносигнального направления	38
2.2.4 АРК с неподвижными антеннами	39
2.3 Доплеровские и квазидоплеровские пеленгаторы.....	43
2.3.1 Доплеровский пеленгатор.....	43
2.3.2 Квазидоплеровский пеленгатор	45
2.4 Фазовый интерферометр	46
2.4.1 Основной принцип фазового метода пеленгования.....	46
2.4.2 Трёхэлементный вариант фазового пеленгатора.....	47
2.4.3 Структурная схема многобазового фазового пеленгатора.....	49
2.4.4 Корреляционный метод фазового пеленгования.....	50
Контрольные вопросы	53
Примеры тестовых вопросов	53
Практическое задание.....	55
Глоссарий.....	57
3 Определение местоположения источников радиоизлучения.....	59
3.1 Определение местоположения источника в городских условиях	59
3.2 Угломерный метод.....	62
3.3 Формирования пеленгов на источник радиоизлучения в городской среде	65
3.3.1 Метод привода	65
3.3.2 Квазистационарный метод.....	67
3.3.3 Стационарный метод вычисления координат	69
3.3.4 Метод вычисления координат в движении.....	69
3.3.5 Дальномерный метод.....	70
3.3.6 Метод определения местоположения источника радиоизлучения на основе определения мощности сигнала	75
Контрольные вопросы	81

Примеры тестовых вопросов	82
Практическое задание.....	84
Глоссарий.....	85
Заключение	86
Список литературы	87

Введение

Дисциплина «Радиотехнические системы мониторинга» направлена на формирование общепрофессиональных и профессиональных знаний в предметной области. Изучение дисциплины имеет целью формирование знаний основных понятий и принципов функционирования радиотехнических систем мониторинга источников радиоизлучения, освоение методов и инструментов для оценивания параметров сигнала источников радиоизлучения и их местоположения.

В первом разделе рассматриваются методы измерения параметров радиосигналов: частоты, ширины спектра, вида модуляции, характеристик модуляции и манипуляции, особенности определения частоты сигналов с фазовой манипуляцией, особенности измерения мощности радиосигналов с помощью преобразования Фурье.

Во втором разделе рассматриваются четыре вида радиопеленгационных устройств, которые используются для определения направления на источник радиоизлучения: двухканальные автоматические пеленгаторы; доплеровские и квазидоплеровские пеленгаторы; фазовые интерферометры; корреляционные интерферометры.

В третьем разделе рассматриваются методы определения местоположения источника радиоизлучения с помощью мобильной станции радиомониторинга, а также определения местоположения абонента мобильной радиосвязи с использованием дальномерного метода и методом на основе определения мощности сигнала.

1 Измерение параметров радиосигналов

1.1 Измерение частоты

Существует несколько различных методов измерения частоты радиосигналов, принимаемых из эфира. Все они используют сравнение с частотным эталоном.

В *методе биений* изменением опорной частоты (полученной от эталонного источника с помощью синтезатора частот) добиваются совпадения измеряемой и опорной частоты, совпадение определяют по наличию разностных биений на нулевой частоте.

Измерение с использованием сдвига частоты отличается тем, что получают не нулевые биения, а заранее определённую разность двух частот.

В *методе Лиссажу* близость частот оценивается по вращению эллипса на экране осциллографа, сравниваемые колебания при этом подаются на входы вертикальной и горизонтальной развёртки.

Частотомеры измеряют число периодов сигнала за определённый промежуток времени, который формируется также из эталонного колебания.

Частотные дискриминаторы (частотные детекторы) определяют отклонение частоты сигнала от некоторой центральной частоты, которая, в свою очередь, калибруется по эталонной. Измерение частоты может проводиться и с помощью аналогового анализатора спектра, в этом случае происходит выделение спектральных составляющих при перестройке эталонного генератора качающейся частоты.

Метод измерения мгновенной частоты (instantaneous frequency measurement – IFM) и метод быстрого преобразования Фурье (БПФ) (fast Fourier transform – FFT) реализованы на основе цифровых способов обработки сигналов. Но и при этом есть привязка к опорному эталонному колебанию.

Универсальными являются последние три метода. Методы с применением цифровой обработки обеспечивают большие точность и скорость измерений при стабильных результатах, позволяя одновременно выполнять усреднение и другие статистические операции. Именно они наиболее подходят для автоматизированных аппаратно-программных комплексов радиомониторинга.

Метод измерения частоты, обычно используемый в цифровых панорамных радиоприёмных устройствах, основан на анализе спектра, вычисляемого с помощью БПФ. Измерение сводится к нахождению значений характерных частот в исходном спектре радиосигнала или в его спектре после математических преобразований. К характерным частотам относятся, например, несущая частота, частоты отжатия и нажатия для частотной манипуляции. После нахождения характерных частот определяется их положение на частотной оси.

Если выраженной несущей частоты нет, то центральная частота сигнала определяется как среднее арифметическое симметричных

характерных частот. Этот же метод анализа спектра используется и для измерения поднесущих частот, но в этом случае используется детектированный сигнал.

Если отсутствуют характерные частоты, то, например, у сигналов с однополосной модуляцией и сигналов с OFDM (Orthogonal frequency-division multiplexing, мультиплексирование с ортогональным частотным разделением каналов) центральная частота сигнала может оцениваться с не очень высокой точностью как центр полосы частот, занимаемой сигналом. Следует отметить, что для точных измерений параметров таких сигналов следует использовать специализированное программное обеспечение.

Для измерения средней частоты сигнала с ЧМ (частотная модуляция) используется метод измерения мгновенной частоты, реализуемый на основе обработки временной выборки сигнала, также рекомендованный для широкого применения.

Метод измерения мгновенной частоты

Мгновенная частота сигнала является скоростью изменения (производной) его фазы. При небольших интервалах наблюдения для мгновенной частоты справедлива следующая запись:

$$f(t) = \frac{\Phi(t) - \Phi(t - \Delta t)}{2\pi\Delta t},$$

где $\Phi(t)$ – полная фаза сигнала;

Δt – временной интервал, обычно между соседними отсчётами сигнала.

В случае гармонического сигнала определение мгновенной частоты можно свести к последовательному измерению уровня сигнала в близкие дискретные моменты времени (последовательному взятию трёх отсчётов) и решению системы тригонометрических уравнений:

$$\begin{cases} s(t_1) = A \cos(2\pi f t_1 + \varphi_0); \\ s(t_2) = A \cos[2\pi f(t_1 + \Delta t) + \varphi_0]; \\ s(t_3) = A \cos[2\pi f(t_1 + 2\Delta t) + \varphi_0], \end{cases}$$

где

t_1, t_2, t_3 – моменты взятия отсчётов;

φ_0 – начальная фаза;

A – амплитуда колебания.

Мгновенная частота при этом выражается соотношением

$$f(t_2) = \frac{1}{2\pi\Delta t} \arccos \left[\frac{s(t_1) + s(t_3)}{2s(t_2)} \right].$$

Этот результат является строгим только для чистого синусоидального колебания. В общем случае при наличии шумов и модуляции следует определять мгновенную частоту комплексного сигнала

$$s^*(t) = s(t) + j\hat{s}(t),$$

где

$s(t)$ – исходный сигнал;

$$\hat{s}(t) = \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{s(x)}{t-x} dx - \text{исходный сигнал, преобразованный по Гильберту}$$

(что эквивалентно прохождению сигнала через идеальный фазовращатель со сдвигом на $\pi/2$); j – мнимая единица.

Мгновенная частота в этом случае выражается как

$$f(t_2) = \frac{\hat{s}(t_2)s(t_1) - s(t_2)\hat{s}(t_1)}{2\pi\Delta t [s^2(t_2) + \hat{s}^2(t_2)]}.$$

Дискретное преобразование Гильберта может быть осуществлено на основе рекурсивных и нерекурсивных цифровых фильтров, а также на основе разложения сигнала в ряд Котельникова.

В ряде случаев для устойчивой оценки частоты требуется усреднение результатов измерений. Общий размер сигнальной выборки, по которой будет проводиться определение частоты, зависит от вида сигнала, отношения сигнал/шум и решаемых при измерении задач (обеспечение максимальной точности, измерение кратковременной нестабильности излучения передатчика, измерение параметров модуляции, одновременные измерения нескольких характеристик).

Так, при оценке мгновенной частоты сигнала сотовой связи стандарта GSM выборка ограничена длительностью передачи элементарного пакета данных 577 мкс (при наличии синхронизации). Для других систем связи с временным разделением доступа длительность выборки лежит в пределах 5...10 мс. Для рядовых измерений частоты обычных сигналов с повышенной и нормальной скоростями рекомендуются длительности выборки 200 мс и 1 с соответственно.

Рекомендуется усреднять результаты измерений в течение 1 с, однако более надёжно измерение не менее двух-трёх минут, а если измерение частоты вещательных ЧМ станций проводится совместно с определением девиации частоты, то рекомендуемое минимальное время наблюдения составляет 15 минут.

Для увеличения точности измерения частоты может проводиться предварительная фильтрация сигнала в полосе, согласованной с шириной его спектра, или даже в узкой полосе около несущей или поднесущей.

Метод IFM не применим к сигналам с однополосной модуляцией (кроме частного случая модуляции гармоническим колебанием) и сигналам COFDM. В этом случае оценку центральной частоты получают на основе БПФ.

Быстрое преобразование Фурье (БПФ) – это метод получения спектра сигнала на основе вычисления дискретного преобразования Фурье (ДПФ) с помощью эффективных алгоритмов, в частности алгоритмов прореживания по времени или по частоте.

Обычное дискретное преобразование Фурье, требующее N^2 арифметических операций, заменяется рекурсивной процедурой с числом операций $N \log_2 N$ за счёт исключения повторений. Для работы алгоритмов БПФ требуется, чтобы длина исходного ряда данных – число отсчётов

сигнальной выборки N – была кратна степени 2, хотя существуют и другие подходы.

В то же время длина сигнальной выборки должна быть достаточной для получения требуемого спектрального разрешения δf и равна

$$N = \frac{F_{\text{дискр}}}{\delta f},$$

где $F_{\text{дискр}}$ – частота взятия отсчётов выборки, которая по теореме Котельникова должна превышать как минимум в 2 раза максимальную частоту преобразуемого сигнала (ширину исследуемой полосы при переносе к нулевой частоте).

Подробное изучение спектра предполагает наличие спектральной линзы (ZOOM FFT) на основе увеличения длины выборки при сохранении полосы анализа или уменьшения анализируемой полосы и соответствующего уменьшения $F_{\text{дискр}}$ при той же длине выборки.

Выражение для спектра, полученного на основе ДПФ, имеет вид

$$S(m\delta f) = \frac{T}{N} \sum_{n=0}^N s(n\delta t) \exp\left(-j \frac{2\pi mn}{N}\right),$$

где

m – номер спектральной составляющей;

n – номер элемента сигнальной выборки;

$\delta t = 1/F_{\text{дискр}}$; T – время анализа.

Для устранения краевых эффектов искажения спектра из-за конечной длины выборки применяется умножение её отсчётов на те или иные оконные функции (функции взвешивания): Ханна, Хэмминга, Наталла, Барлетта, Блэкмана, Блэкмана-Харриса и т.д.

Частота сигнала в данном методе измерения оценивается по максимальной спектральной составляющей. В случае определения несущей частоты ЧМ и частот отжатия/нажатия ЧМн сигналов, а также при невысоких отношениях сигнал/шум, как правило, требуется усреднение спектра, т.е. вычисление средних значений амплитуд спектральных составляющих для нескольких текущих спектров. Для широкополосных ЧМ сигналов для снижения индекса модуляции дополнительно может использоваться деление сигнала промежуточной частоты (до 200 раз) с последующей поправкой на коэффициент деления. Для сигналов, не имеющих несущей (LSB/USB), значение центральной частоты вычисляется как среднеарифметическое крайних частот полосы, полученного методом БПФ спектра.

Допустимое относительное отклонение частоты большинства передатчиков не лучше, чем единицы 10^{-6} . Проводить измерения частоты следует с погрешностью не хуже 0,1 допустимого отклонения частоты. Это согласуется с рекомендациями Международного союза электросвязи (МСЭ, справочник по радиоконтролю), в соответствии с которыми стандарт частоты измерительных комплексов и все ступени преобразования частоты в них должны иметь погрешность 10^{-7} .

В панорамных измерительных приёмниках «Аргамак-ИМ», «Аргамак-

ИС» относительная погрешность опорного генератора не превышает $5 \cdot 10^{-9}$. В случае необходимости проведения более точных измерений при повышенных требованиях к передатчикам должна существовать возможность подключения внешнего стандарта частоты. Им может быть качественный термостатированный кварцевый генератор, сигнал станции эталонной частоты, рубидиевый генератор, возможна также калибровка по сигналам GPS. Достижимая погрешность может лежать в диапазоне $10^{-8} \dots 10^{-11}$.

1.2 Измерение ширины спектра

Существуют два основных метода оценки ширины спектра радиосигналов: отношения мощностей, или $\beta/2$, и измерение по уровню X дБ.

В первом случае ширина спектра полосы частот определяется как ширина занимаемой полосы частот радиоизлучения (occupied bandwidth – OBW), за пределами которой излучается заданная часть (β %) общей средней мощности радиопередатчика. Обычно излучаемые мощности за нижним и верхним пределами занимаемой полосы полагают одинаковыми (каждая составляет половину заданной части средней мощности $\beta/2$ %).

Значение $\beta/2$ выбирается равным 0,5 %, если для соответствующего класса излучений нет дополнительных рекомендаций.

На практике область частот, где непосредственно определяется мощность, нередко содержит фоновые помехи, что снижает точность измерений. Улучшить результаты измерения можно, не учитывая те участки спектра, где спектральная плотность мощности сигнала не превышает уровня шума на Y дБ (как правило, $Y = 6$ дБ), там её значение приравнивается нулю.

Для получения оценки ширины занимаемой полосы частот могут использоваться цифровые методы обработки сигналов, в том числе БПФ. В этом случае вначале по спектральным составляющим (суммированием квадратов их амплитуд с последующим делением на 2 или интегрированием спектральной плотности мощности) вычисляется полная мощность сигнала. Нижняя и верхняя частоты спектра сигнала определяются по уровню шумов. Затем таким же образом вычисляется мощность в полосе, для которой нижняя частота спектра фиксируется как нижняя граница, а верхняя граница постепенно увеличивается до тех пор, пока не будут получены значения, близкие к значению $\beta/2$ % полной мощности. Последующая интерполяция служит для более точной оценки верхней частоты полосы, в которой сосредоточена заданная часть средней мощности. Операция повторяется для верхней части спектра, ширина занимаемой полосы частот будет равна разности нижней границы верхней полосы и верхней границы нижней полосы частот.

Данный метод достаточно точно работает даже при относительно небольших соотношениях сигнал/шум (15...20 дБ превышения пиковых

значений над шумом) и имеет малую чувствительность к спектральному разрешению при наличии более 100 спектральных линий в полосе сигнала. Метод позволяет получать хорошие результаты при исследовании сигналов с любой цифровой модуляцией. В последнем случае рекомендуется для определения ширины занимаемой полосы частот использовать основной лепесток (до первого пересечения с уровнем шума), а время анализа выбирать как время передачи 1000 символов. При рассмотрении нестационарных сигналов (АМ, ОБП и ЧМ с модуляцией речевым сигналом) для получения состоятельной оценки ширины спектра следует анализировать спектральные данные достаточно продолжительное время. Для оценки максимальной полосы сигналов ЧМ вещания выбираются передачи с широким спектром модулирующего сигнала, например передачи симфонической музыки.

Если ширина полосы исследуемых сигналов превышает наибольшую полосу одновременной обработки аппаратно-программного комплекса, то для оценки спектра сигнала допустима «сшивка» с последующим усреднением спектральных данных, полученных последовательно в смежных полосах при быстрой перестройке приёмника.

Излучение будет оптимальным с точки зрения экономии спектра, когда его ширина занимаемой полосы равняется необходимой ширине полосы для данного класса излучения, т.е. ширине такой полосы частот, которая достаточна при данном классе излучения для обеспечения передачи сообщений с необходимой скоростью и качеством при определённых условиях (рисунок 1.1).

При наличии помех и известном типе сигнала предпочтительнее (за исключением некоторых сигналов с цифровой модуляцией) метод измерения ширины полосы по уровню X дБ. В этом случае за ширину полосы частот излучения принимается зона, за пределами которой любая дискретная составляющая спектра или непрерывная спектральная плотность мощности измеряемого сигнала, по крайней мере, на X дБ меньше предварительно заданного опорного уровня 0 дБ.

Данный метод может быть использован для измерения ширины контрольной полосы частот, под которой понимается частотная зона, за пределами которой любая составляющая спектра меньше уровня, приравненного к 0 дБ, на 30 дБ.

При использовании испытательных сигналов, определённых для данного класса излучений, и установке нулевого уровня в соответствии с рекомендациями нормативных документов контрольная полоса частот не должна превышать более чем на 20 % нормируемую на тех же уровнях полосу частот.



Рисунок 1.1 – Определение ширины занимаемой полосы частот

Для сравнения результатов измерения различными станциями радиоконтроля Бюро радиосвязи МСЭ рекомендует, как временную норму, проведение измерений по уровню -26 дБ и применение поправочных коэффициентов γ для оценки необходимой полосы частот, хотя для отдельных классов излучения могут применяться и конкретные уровни X дБ (рисунок 1.2). Для некоторых сигналов уровни, которые дают оценки полосы, близкие к ширине занимаемой полосы частот при $\beta = 0,5 \%$, установлены эмпирически.

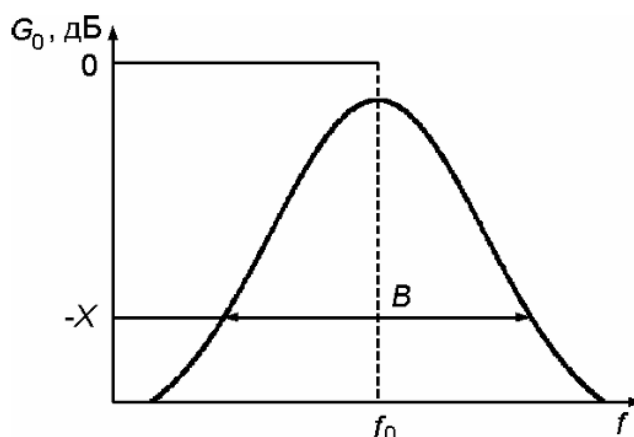


Рисунок 1.2 – Определение ширины полосы частот по методу X дБ

Установка нулевого уровня, относительно которого при использовании метода X дБ выполняются отсчёты сигналов, зависит от конкретного класса измеряемого излучения. Рекомендации по этой установке содержатся в нормативных документах. Установка может осуществляться по уровню: немодулированной (неманипулированной) несущей (например, для сигналов ЧМ вещания, ЧМн сигналов); немодулированной поднесущей (максимальной составляющей спектра (импульсное немодулированное излучение); по максимальному уровню огибающей спектра в пределах боковой полосы частот (например, для сигналов АМ вещания, однополосной телефонии).

Данный метод измерения ширины полосы реализуется как прямым

способом (фильтровым), так и на базе цифровых методов (БПФ). Основная трудность при исследовании реальных эфирных сигналов заключается в получении значения нулевого уровня. В частности, для получения уровня немодулированной несущей могут быть использованы методы замещения (с помощью дополнительного генератора), пикового детектора и расчёта по аналитическим соотношениям. При использовании БПФ этот уровень можно получить также при длительном накоплении спектра (максимальных текущих спектральных значений). Так, в случае ЧМ вещательного сигнала при попадании в период наблюдения пауз между отдельными передачами фактически будет фиксироваться уровень немодулированной несущей.

С другой стороны, длительное накопление может зафиксировать моменты с модуляцией звуковым сигналом с максимально широким спектром и соответственно максимальную ширину радиосигнала.

Обычно в программном обеспечении алгоритм измерений позволяет устанавливать нулевой уровень двумя способами: автоматически или вручную. Если выбран автоматический способ, то нулевой уровень устанавливается автоматически с заданным смещением относительно максимума спектра в измерительной зоне. Если смещение равно 0 дБ, то нулевой уровень будет соответствовать максимальной составляющей спектра.

1.3 Определение вида модуляции, измерение её параметров

Определение вида и параметров модуляции принимаемых радиосигналов способствует правильному опознаванию известных радиостанций, позволяет дистанционно осуществлять регулярную проверку соблюдения заявленных характеристик радиоизлучений и фактически обуславливает все последующие шаги, связанные с обработкой неизвестных сигналов.

Простейшим методом решения этой задачи является последовательный перебор имеющихся в приёмной аппаратуре демодуляторов (фиксированных или изменяемых программно). Так, для аналоговых сигналов воспроизводимая без искажений речь на выходе АМ, ОБП или ЧМ демодуляторов (скремблирование требует дополнительного преобразования) будет свидетельствовать о том или ином типе модуляции и одновременно позволит приближённо оценить модуляционные параметры. С применением аппаратуры разуплотнения таким же образом делаются выводы о сигналах, использующих частотное или временное разделение каналов. Оконечное оборудование для приёма телевидения позволит установить наличие телевизионного сигнала. При приёме цифровых сигналов правильность определения данного класса излучения выбором однозначно соответствующей ему комбинации демодулятор/декодер подтверждается наличием смысловой информации, позывных или служебных знаковых сочетаний на выходе устройства. Опытный оператор, в ряде случаев, может оценить тип модуляции и протокол передачи по

характерному звучанию при непосредственном прослушивании сигнала с выхода демодуляторов аналоговых сигналов, что может существенно уменьшить число проверяемых вариантов.

Выводы о типе сигнала можно сделать также по виду спектра радиосигнала и демодулированного сигнала (в том числе наложением спектральной маски) и его эволюции во времени, по форме сигнала и её изменениям во временной области, по значениям измеряемых параметров, характерных для различных видов модуляции. Например, для аналоговых ЧМ сигналов характерно изменение ширины спектра и амплитуд спектральных составляющих от времени и одновременно стабильность амплитуды во временной области.

Для АМ сигналов измерение девиации будет давать нулевые значения, на осциллограмме будут видны характерные провалы амплитуды, зависящие от глубины модуляции, а на спектре будет видна спектральная составляющая, соотносящаяся с несущей.

Для цифровых ЧМн сигналов с относительно малой скоростью передачи характерно одновременное наличие нескольких максимумов спектра. Для различных цифровых сигналов с высокой скоростью манипуляции, наоборот, характерен довольно широкий и стабильный спектр.

Сигналы базовых станций сотовой связи стандарта GSM имеют кратковременный спектральный всплеск на частоте отжатия, связанный с синхронизацией (при передаче временного интервала подстройки частоты). Измеренные разнос частот, скорость передачи, длительность различных временных фрагментов, число двоичных символов в передаваемом блоке могут соответствовать стандартным величинам, обусловленным конкретным протоколом.

Дополнительным признаком распознавания модуляции является характер модификации спектра при преобразовании сигнала. Например, возведение сигнала в степень в случае фазовой манипуляции эквивалентно умножению текущей фазы на показатель степени:

$$s_i^2(t) = A_0^2 \cos^2(\omega_0 t + \varphi_i) = \frac{A_0^2}{2} [1 + \cos(2\omega_0 t + 2\varphi_i)], 0 < t < T.$$

Возведение в квадрат сигнала ФМн2 ($\varphi_i = 0, \pi$) приведёт к устранению манипуляции в результирующем колебании, сигнал ФМн4 при такой операции перейдёт в сигнал ФМн2, т.е. произойдёт снятие одного уровня манипуляции. Соответственно спектр возведённого в квадрат сигнала в первом случае будет представлять одну спектральную составляющую на второй гармонике несущей, в другом – на той же частоте расположится спектр сигнала с бинарной фазовой манипуляцией. Полностью убрать манипуляцию в сигнале ФМн4 можно, возведя его в 4-ю степень. При этом картина в частотной области будет следующей: на второй гармонике несущей будет присутствовать спектр сигнала ФМн2, на четвёртой гармонике – одиночная спектральная составляющая. При возведении в 4-ю степень сигнала ФМн2 в спектре будут наблюдаться две одиночные спектральные составляющие на удвоенной частоте несущей и на четвёртой

гармонике. Аналогично, возведение во вторую степень ЧМн сигнала с минимальным сдвигом даст в результате обычный ЧМн сигнал с удвоенными относительно исходных значений центральной частотой и разносом.

Распознать сигнал можно, опираясь на анализ распределения мгновенных значений частоты, фазы и амплитуды за некоторый период, в частности, при помощи гистограмм. Так, например, для ФМн2 сигналов гистограммы мгновенной фазы будут иметь два максимума, у квадратурной фазовой манипуляции их будет четыре и т.д. Дополнительной статистической характеристикой, зависящей от вида сигналов, является распределение времени превышения заданного уровня амплитуды (мощности).

Структуру сигнала позволяют также определить автокорреляционный и корреляционный методы.

В автокорреляционном методе исследуемый сигнал умножается на сдвинутые по времени его копии.

В корреляционном методе реализуется перемножение сигнала с рядом опорных колебаний с тем или иным видом модуляции при различных параметрах модуляции.

Автокорреляция используется для определения параметров сигнала, таких, как длительность посылки, длительность блока данных. Корреляция позволяет идентифицировать конкретный сигнал из имеющего набора и, в частности, определять наличие синхро- и пилот-последовательностей.

Но, пожалуй, наиболее наглядно выявление типа модуляции на основе векторного представления сигналов.

Под векторным представлением понимается отображение на фазовой (комплексной) плоскости мгновенной амплитуды и фазы сигнала вида

$$s^*(t) = s(t) + j\hat{s}(t),$$

где

$s(t)$ – исходный сигнал;

$\hat{s}(t) = \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{s(x)}{t-x} dx$ – исходный сигнал, преобразованный по Гильберту

(что эквивалентно прохождению сигнала через идеальный фазовращатель со сдвигом на $\pi/2$); j – мнимая единица.

При таком представлении в полярных координатах частотная модуляция будет отображаться в виде окружности, амплитудная — в виде кольца.

Для анализа цифровых сигналов требуется дополнительно сместить центральную частоту сигнала на нулевую частоту. Результатом будет векторная диаграмма соответствующего типа модуляции, содержащая полную историю положения вектора модулирующего сигнала, т.е. включающая совокупность информационных сигналов (сигнальное созвездие) и линии переходов информационного вектора из одного состояния в другое. На такой векторной диаграмме несущая будет отображаться точкой, АМ сигнал – отрезком радиуса, ЧМ сигнал – дугой

окружности.

По векторным диаграммам для цифровой модуляции можно не только определять конкретный вид модуляции, но и выявлять те или иные искажения, помехи и неисправности в каналах связи, например нелинейности трактов передачи, недостаточную полосу пропускания, большие фазовые шумы, разбалансировку квадратурных каналов и т.д.

Все выше сказанное в первую очередь относится к автоматизированному анализу сигналов, когда с помощью определённого набора инструментов оператор в диалоговом режиме, сообразуясь со своим опытом, проводит классификацию радиоизлучений. Главным при этом является правильная визуализация нужной информации и удобство управления аппаратурой.

Современный уровень развития средств вычислительной техники позволяет решать задачу и полностью автоматического определения модуляционной схемы, причём не только для отложенной обработки, но и в реальном времени, что позволяет приёмной аппаратуре динамически адаптироваться к текущей сигнальной обстановке. Такой режим существенно повышает производительность работы служб радиоконтроля.

Указанная функция может быть реализована с использованием математического аппарата статистической теории распознавания образов. Распознавание подразумевает наличие определённых признаков объекта и статистическую оценку их параметров в присутствии шумов. Принятие решения об отнесении объекта к конкретному классу происходит на основе сравнения полученных оценок для сигнальной выборки с эталонными характеристиками для всего набора различаемых классов. В качестве признаков модуляции наиболее логичным представляется выбор совокупности информационных сигналов.

Различают ситуацию с полностью определёнными классами, когда заранее известны условные интегральные или дифференциальные распределения вероятности для выборок и априорные вероятности присутствия данного класса, и обстоятельства, когда эти функции распределения определяются по обучающей выборке.

В последнем случае возможно применение методов нейронных сетей. Но при любом подходе решающее правило сводится к сравнению значения функционала того или иного вида с порогом.

1.4 Определение характеристик модуляции и манипуляции

Для обычной аналоговой амплитудной модуляции основной характеристикой является глубина модуляции k . Её определение заключается в измерении максимального U_{max} и минимального U_{min} значений огибающей модулированного радиосигнала и вычисления по формуле (в процентном выражении)

$$k = \frac{U_{m\max} - U_{m\min}}{U_{m\max} + U_{m\min}} \cdot 100\%.$$

Наличие на временной диаграмме АМ сигнала участков, где огибающая принимает нулевое значение, означает перемодуляцию сигнала.

При тестовых измерениях, когда используется синусоидальное модулирующее колебание, оценить коэффициент перемодуляции можно следующим образом. Берутся максимальное значение огибающей $U_{m\max}$ и значение огибающей U_0 в моменты времени, соответствующие переходу модулирующего колебания через 0, т.е. в моменты, отстоящие на четверть периода низкочастотной синусоиды от точек её максимумов. Затем глубина модуляции вычисляется по формуле

$$k_+ = \frac{U_{m\max} - U_0}{U_0} \cdot 100\%.$$

Сравнение вычисленного коэффициента глубины модуляции для положительной полуволны модулирующего колебания k_+ с аналогичным коэффициентом для отрицательной полуволны

$$k_- = \frac{U_0 - U_{m\min}}{U_0} \cdot 100\%$$

позволяет оценить асимметричность модуляции, связанную с нелинейностью модулятора.

О нелинейности также можно судить по искажению формы низкочастотной синусоиды после демодуляции, в частности по срезанным верхушкам или наличию гармоник при спектральном анализе детектированного сигнала.

При работе с обычными АМ сигналами используются как текущее (для контроля качества при пиковых значениях модулирующего сигнала), так и среднее за определённый промежуток времени значения глубины амплитудной модуляции (для оценки эффективности использования передатчика).

Для аналоговых частотно-модулированных сигналов основной характеристикой является девиация частоты. Девиация частоты – это наибольшее отклонение частоты модулированного сигнала от средней (несущей) частоты при частотной модуляции (ЧМ). Её определение в аппаратно-программных комплексах можно проводить на основе измерения мгновенной частоты радиосигнала. Как правило, требуются пиковые значения девиации, однозначно связанные с максимальной шириной ЧМ радиосигнала и регламентированные нормативными документами. Сравнением максимального и минимального значений измеренной мгновенной частоты с центральной частотой сигнала одновременно проверяется и симметричность частотной модуляции. Для уменьшения влияния паразитной АМ из-за многолучевого распространения на процесс измерения ЧМ сигнал следует подвергать ограничению.

На измерение девиации существенно влияет изменение уровня радиосигнала. Изменение уровня может происходить из-за паразитной АМ в

самом передатчике, многолучевого распространения радиоволн, помех, особенно импульсных. Поэтому для получения правильных результатов требуются определённые условия измерений, когда изменение уровня ЧМ сигнала не превышает 6 % от среднего значения в случае монофонического вещания и 2 % в случае стереофонического сигнала. Такие условия могут обеспечить, в частности, направленные антенны. Программное обеспечение позволяет автоматически игнорировать участки, не соответствующие вышеуказанным условиям. Это достигается измерением уровня сигнала одновременно с девиацией.

Для ЧМ радиовещательных сигналов рекомендуется минимальное время однократного измерения максимальной девиации, равное двум периодам самой низкой частоты модуляции. Это составляет 50 мс для станций, использующих пилот-тон (частота 40 Гц), и 64 мс (частота 31,5 Гц) для станций с полярной модуляцией. Общее время наблюдения при этом должно составлять не менее 15 мин.

С помощью измерения мгновенной частоты можно измерить и девиацию (разнос частот) ЧМн сигналов, хотя иногда проще это сделать непосредственно по отображению спектра.

Ещё одним рассматриваемым параметром аналоговой угловой модуляции является девиация фазы (обычно пиковые значения). Она определяется как разность мгновенной фазы и фазы немодулированной несущей:

$$\Delta\varphi = \varphi(t) - 2\pi f_0 t = \arctg \left[\frac{\hat{s}(t)}{s(t)} \right] - 2\pi f_0 t,$$

где

$s(t)$ – принимаемый сигнал;

$\hat{s}(t)$ – сигнал, преобразованный по Гильберту.

Для устранения неоднозначностей требуется отслеживание непрерывности изменения фазы. Точные оценки девиации фазы получаются с помощью цифровых методов фазовой автоподстройки, например с использованием схемы Костаса.

Для цифровых видов модуляции одна из главных характеристик – это скорость манипуляции. Непосредственно на выходе демодулятора конкретного типа сигнала может быть измерена длительность одиночной посылки, которая является величиной обратной искомой скорости. Из-за присутствия шумов в канале связи одиночное измерение может служить лишь грубой оценкой, поэтому задача решается как статистическая. По имеющимся измерениям временных интервалов строится гистограмма, и уже по ней делается вывод о скорости передачи.

Другой подход для определения скорости манипуляции основан на восстановлении тактовой частоты с помощью битовых синхронизаторов открытого или замкнутого типа. В первом случае тактовая последовательность формируется непосредственно из принимаемого сигнала, во втором – принимаемый сигнал используется для синхронизации

местного генератора.

1.5 Определение частоты сигналов с фазовой манипуляцией

Схема Костаса представляет собой разновидность фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ / PLL – Phase-Locked Loop, предназначенная для восстановления несущей частоты и фазы из сигнала с подавленной или сильно ослабленной несущей. Она особенно важна в приёме сигналов с фазовой манипуляцией, например BPSK, QPSK, DSB-SC (двухполосная амплитудная модуляция с подавленной несущей), некоторые варианты квадратурной модуляции.

Схема Костаса нужна для восстановления несущей частоты и фазы в приёмнике, когда принимаемый сигнал не содержит явной несущей или несущая подавлена. С помощью схемы Костаса формируется опорный сигнал, синхронный с несущей принятого сигнала, чтобы затем выполнить когерентную демодуляцию и восстановления битового потока из принятого сигнала.

В отличие от обычной ФАПЧ, схема Костаса может синхронизироваться с сигналом, у которого нет явной несущей составляющей. Обычная ФАПЧ синхронизируется с самой несущей, а схема Костаса восстанавливает несущую из модулированного сигнала, где явной несущей может вообще не быть.

В обычной ФАПЧ принятый сигнал, например, $s(t) = A \cos(\omega_c t + \varphi)$ сравнивается с сигналом локального генератора $\cos(\omega_0 t)$. Фазовый детектор в цепи обратной связи формирует ошибку, зависящую от разности фаз $e(t) \sim \sin(\varphi_c - \varphi_0)$. То есть обычная ФАПЧ хорошо работает, когда во входном сигнале есть выраженная несущая компонента.

Для модулированных сигналов, например, BPSK сигнал имеет вид $s(t) = Ab(t)\cos(\omega_c t + \varphi)$, $b(t) = \pm 1$, в зависимости от того, передаётся нуль или единица.

Когда символ $b(t)$ меняет знак, сигнал фактически скачет по фазе на 180° :

$$\begin{aligned} +b(t) &: \cos(\omega_c t); \\ -b(t) &: -\cos(\omega_c t) = \cos(\omega_c t + \pi). \end{aligned}$$

В обычной ФАПЧ такие переходы за счёт изменения фазы воспринимаются как изменение фазы несущей. В результате фазовый детектор обычной ФАПЧ получает ошибку, зависящую не только от фазовой ошибки, но и от передаваемых данных (нуль или единица).

Поэтому полярность напряжения на выходе фазового детектора постоянно меняется. При равновероятных символах средняя ошибка стремится к нулю и захват фазы не происходит.

В схеме Костаса входной сигнал умножается на два квадратурных сигнала $\cos(\omega_0 t)$ и $\sin(\omega_0 t)$, как это показано на рисунке 1.3.

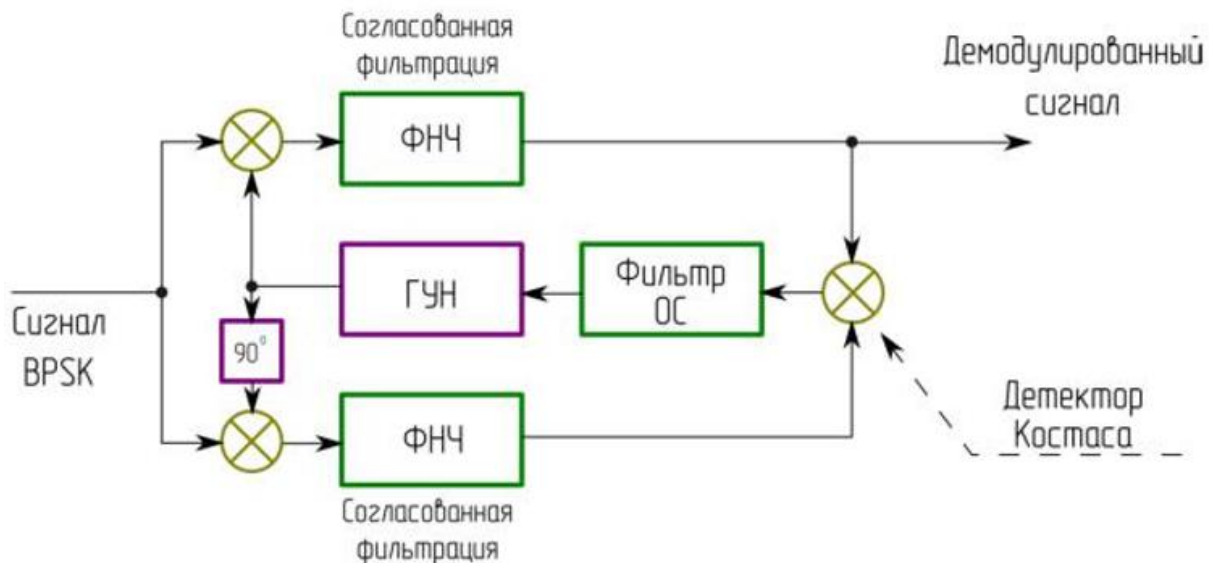


Рисунок 1.3 – Схема Костаса для формирования опорного колебания для демодуляции сигналов систем радиосвязи

После фильтрации перемноженных сигналов в ФНЧ получаем квадратурные составляющие вида $I(t) \approx \frac{A}{2}b(t)\cos\theta$ и $Q(t) \approx \frac{A}{2}b(t)\sin\theta$. На основе этих квадратурных составляющих формируется сигнал ошибки, пропорциональный расхождению фаз $\theta = \varphi_c - \varphi_0$ между несущей принятого сигнала и опорного генератора. Для сигнала с модуляцией BPSK сигнал ошибки формируется как $e(t) = I(t)Q(t)$. Тогда $e(t) \approx \frac{A^2}{4}b^2(t)\cos\theta\sin\theta$.

Учитывая, что $b^2(t) = 1$, получаем сигнал ошибки равный $e(t) \approx \frac{A^2}{8}\sin(2\theta)$. Из этого выражения видно, что для схемы Костаса влияние скачков фазы несущей за счёт передачи битового потока отсутствует. Таким образом, сигнал ошибки в схеме Костаса пропорционален фазовой ошибке несущей, но сформирован так, что для BPSK информационный символ $b(t)$ из него исчезает.

Схема Костаса не является универсальной заменой ФАПЧ. Её применение затрудняется, если низкое отношение сигнал/шум, большая начальная частотная ошибка, значительный частотный дрейф, очень короткий пакет без достаточного времени на захват, используется модуляция, для которой данный фазовый детектор не подходит. Схема Костаса обычно требует предварительной грубой синхронизации по частоте, если начальный сдвиг большой.

1.6 Измерение мощности радиосигналов с помощью БПФ

В этом подразделе рассматриваются вопросы точного измерения мощности сигнала с использованием БПФ (FFT). Хотя мощность легко

вычислять во временной области, это не всегда применимо: если сигнал содержит несколько спектральных составляющих и широкополосный шум, рассмотрение частотной области позволяет измерять мощность этих составляющих отдельно или измерять отношение сигнал/шум (SNR – Signal-to-Noise Ratio), отдельно рассматривая сигнал и шум.

Однако получение точных значений мощности после выполнения FFT не является очевидной задачей, поскольку несколько эффектов вносят ошибки при FFT-обработке, главным образом из-за оконного взвешивания. В данной работе описаны различные эффекты и объясняется, как их можно избежать или компенсировать. Также поясняется, как выполнить точное измерение мощности сигнала и шума с использованием FFT-спектра.

Приведём некоторые основы FFT для вещественных сигналов, поскольку именно такие сигналы часто встречаются в реальных задачах.

Рассмотрим вещественные сигналы во временной области. Для их преобразования в спектр мощности используется N -точечное FFT с расстоянием между частотными бинами равным Δf (с шагом по оси частот Δf)

$$\Delta f = \frac{f_s}{N},$$

где f_s – частота дискретизации сигнала, N – число отсчетов сигнала.

В цифровой обработке сигналов (ЦОС) бин (от англ. bin – корзина, ячейка) – это минимальный частотный интервал (частотный отсчет), на который разбивается спектр сигнала при его анализе с помощью алгоритмов дискретного преобразования Фурье (ДПФ) или быстрого преобразования Фурье (БПФ).

Для вычисления N -точечного FFT приведен код программы с пояснениями на языке MATLAB.

Входные данные: N вещественных отсчётов сигнала во временной области (переменная `time_signal`).

Код в среде MATLAB:

```
twosided_fft = (1/N) * abs( fft (time_signal, N) ); % вычисление N-
точечного FFT, вычисление модуля и нормирование на количество отсчетов;
onesided_fft(1) = twosided_fft(1); % скопировали бин постоянной
составляющей;
onesided_fft(2:N/2) = 2 * twosided_fft(2:N/2); % добавили умноженные
в два раза бины спектра, исключая первый бин;
power_fft = onesided_fft.^2; % преобразовали в среднеквадратичное
значение мощности.
```

Входные данные: $N/2$ – точечный спектр мощности.

После выполнения FFT вычисляется его модуль, а бины масштабируются коэффициентом $1/N$. Поскольку спектр является зеркальным, первая половина из $N/2$ бинов содержит всю необходимую информацию о спектре, а вторая половина может быть отброшена. Чтобы учесть это отбрасывание, оставшиеся бины масштабируются

коэффициентом 2, за исключением первого бина постоянной составляющей.

В результате FFT получается амплитудный спектр со среднеквадратическими значениями уровня на каждой частоте в пределах частотной области. Возведение результата в квадрат даёт спектр мощности. Следует отметить, что для вещественных сигналов вычисляется N -точечное FFT, но спектр может содержать только $N/2$ бинов.

Если временной сигнал представляет собой напряжение на резисторе R , выход можно преобразовать в дБм по логарифмической шкале:

$$P[\text{дБм}] = 10 \cdot \log_{10} \left(\frac{\text{power_fft}}{R \cdot 1 \text{ мВт}} \right).$$

Таким образом, переход от результата вычисления к спектру мощности в дБм показан на рисунке 1.4:

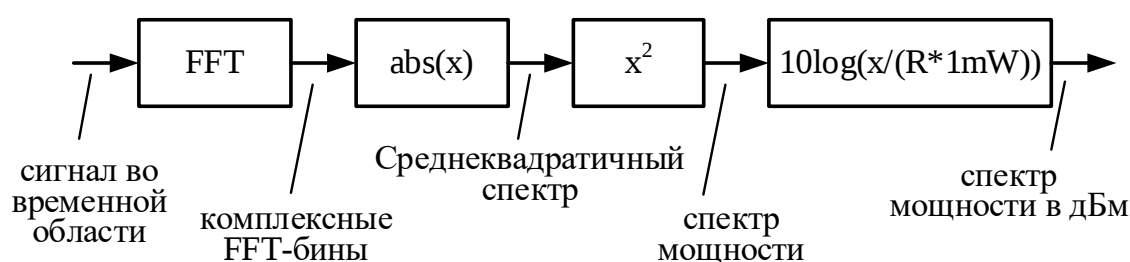


Рисунок 1.4 – Блок-схема вычисления спектра мощности в дБм

Рассмотрим теперь основные эффекты, влияющие на погрешность определения мощности сигнала с помощью FFT.

Утечка спектра (Leakage) – это эффект, при котором энергия сигнала распределяется, или «размазывается», по многим частотным бином. Синусоидальный сигнал представляется не как один резкий пик, а скорее как широкий «горб», как показано на рисунке 1.5.

Спектральная утечка возникает из-за того, что FFT анализирует только короткий фрагмент сигнала – N отсчётов. Из этого фрагмента обычно требуется извлечь информацию обо всём сигнале. На самом деле FFT выдаёт спектр теоретического сигнала, который состоит из бесконечных повторений этого фрагмента длиной N отсчётов. Обычно такой теоретический сигнал имеет разрывы на границах фрагментов. Поэтому спектр, выдаваемый FFT, не в точности представляет спектр «истинного» сигнала.

Для сигналов, периоды которых, или кратное число периодов, случайно или намеренно точно укладываются в анализируемый фрагмент, эффекты утечки не возникают. Этого можно добиться, синхронизируя измеряемый сигнал с тактовой частотой дискретизации АЦП. Поскольку на практике это редко возможно, далее предполагается, что утечка присутствует.

Для подавления утечки могут использоваться оконные функции (или окно/window), которые применяются к отсчётам во временной области перед FFT. Обычно используются окно Ханна (*hann window*) — для общего

применения, `flattop` окно – для точного измерения амплитуды, или отсутствие окна, то есть прямоугольное окно, – для измерения шума (рисунок 1.5).

Величина утечки, отображаемая при использовании окна, может быть охарактеризована наивысшим боковым лепестком в дБ и спадом в дБ на октаву.

Утечка не является проблемой для точных измерений до тех пор, пока она не маскирует спектральные компоненты, такие как паразитные составляющие или шум.

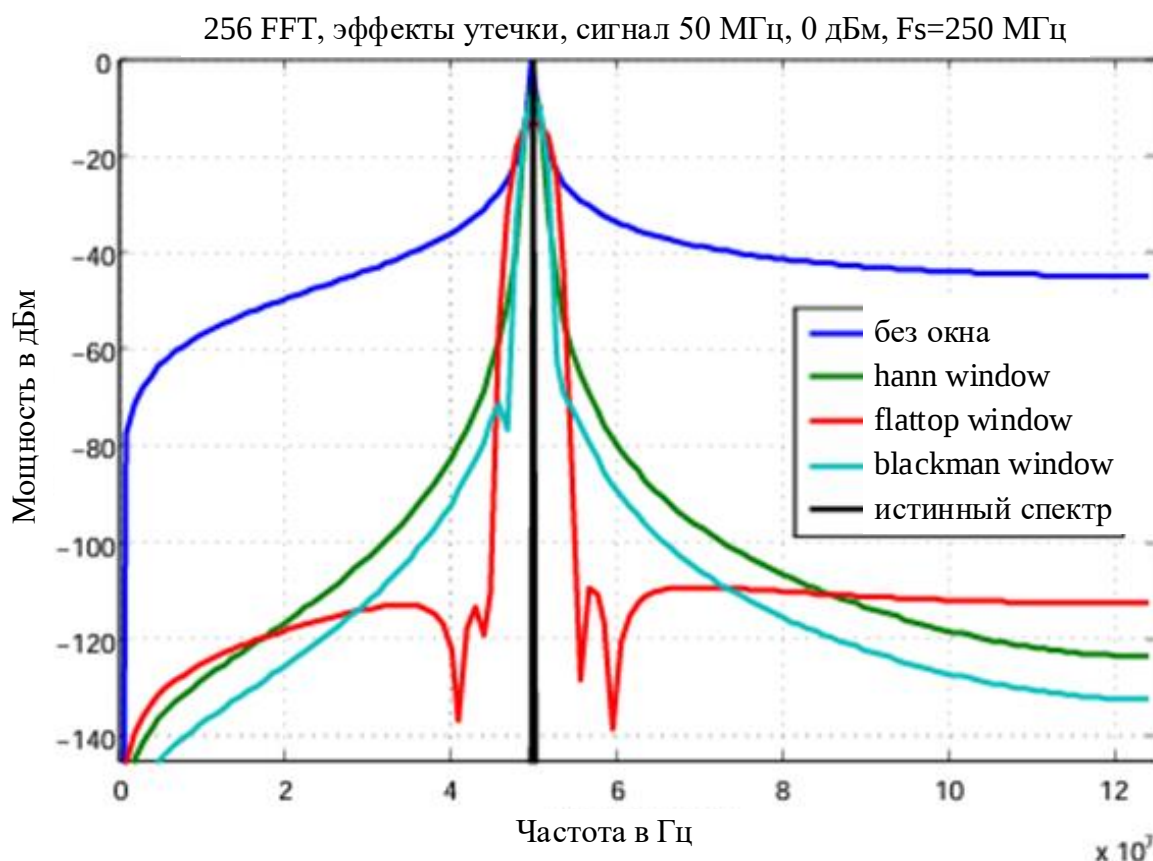


Рисунок 1.5 – Истинный спектр (чёрным) и эффект утечки спектра для различных оконных функций

Искажение измерений мощности сигнала после применения оконной функции возникает за счёт уменьшения энергии сигнала (рисунок 1.6).

Уменьшение амплитуды вносит ошибку, называемую когерентным усилением (`coherent power gain`, сокращённо `CPG`). Слово «усиление» («`gain`») может вводить в заблуждение, поскольку `CPG` фактически описывает потерю мощности сигнала. На рисунке 1.7 показано, как амплитуда FFT на практике уменьшается при использовании окон.

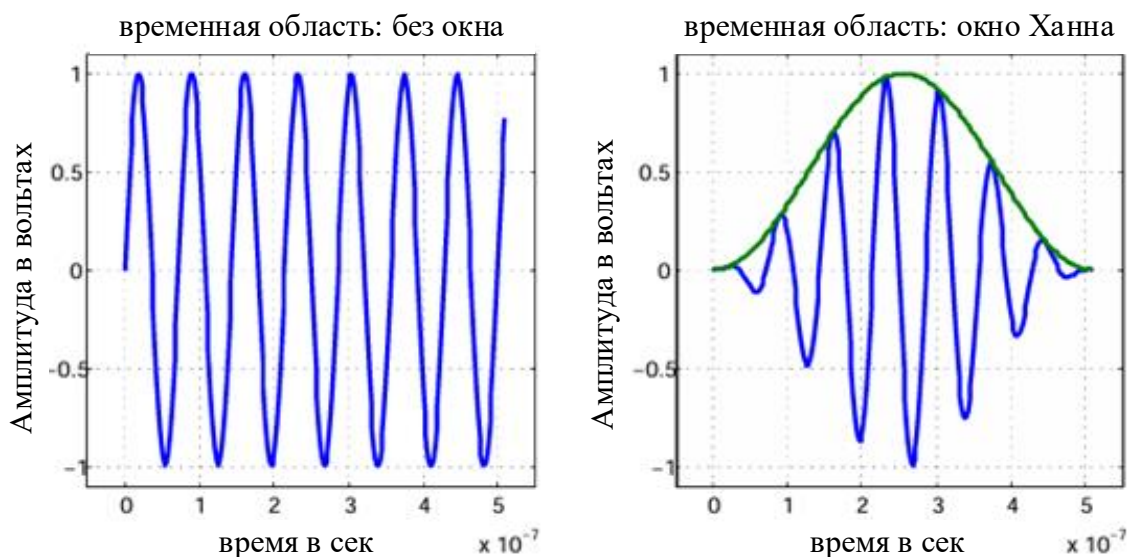


Рисунок 1.6 – Влияние оконной функции на энергию (площадь) сигнала

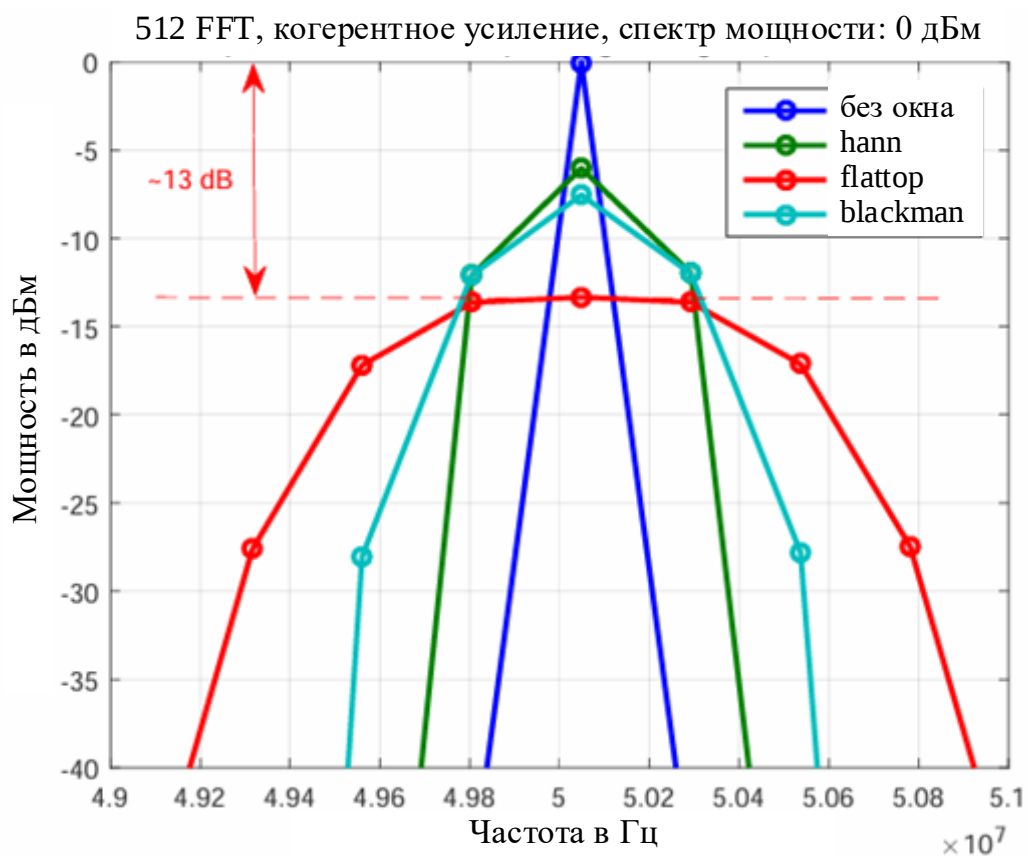


Рисунок 1.7 – Искажение уровня мощности за счёт применения различных оконных функций

Каждое окно имеет фиксированное, характерное значение CPG . Чтобы компенсировать уменьшение мощности, достаточно прибавить это значение к результату вычисления мощности после FFT. Если оконные функции не используется, то есть применяется прямоугольное окно, потери мощности нет, и coherent power gain равен 1 раз или 0 дБм.

Гребешковые искажения (*Scalloping loss*) возникают всякий раз, когда частота сигнала попадает между двумя бинами. В данном примере оконное взвешивание не использовалось, чтобы избежать искажение измерений мощности за счёт оконной функции.

FFT обрабатывает цифровые данные, которые по определению дискретны и во времени, и по частоте. Из-за дискретизации частоты частота сигнала может попасть между двумя бинами. Если это происходит, отображаемый уровень мощности уменьшается, поскольку мощность сигнала распределяется между двумя бинами. Эта потеря называется *scalloping loss*, или гребешковыми потерями. Побочным эффектом является то, что утечка может проявляться сильнее.

Дискретизацию частот также можно понимать как выборочное отсчётное представление соответствующего непрерывного спектра. В зависимости от того, в каких именно частотах отсчитывается непрерывный спектр, FFT-спектр выглядит по-разному, как видно на рисунке 1.8:

- Слева частота сигнала почти совпадает с частотой бина: потеря амплитуды мала, а утечка уменьшена.

- Справа частота сигнала попадает между двумя бинами: мощность сигнала делится между ними, отображаемая амплитуда уменьшается, а утечка становится сильнее.

Этот эффект также называется эффектом частокола (*picket fence effect*), поскольку отсчёт спектра напоминает наблюдение непрерывного спектра через забор.

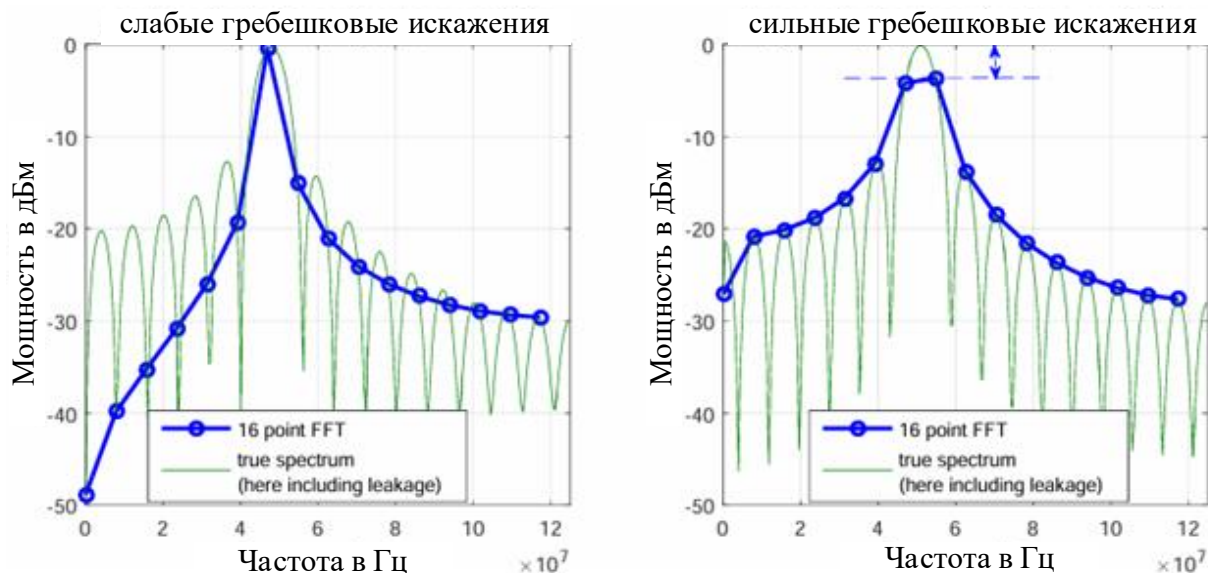


Рисунок 1.8 – Искажение уровня мощности за счёт гребешковых искажений

Недостаток гребешковых искажений также состоит в том, что они не описывается фиксированным значением для каждого окна. Поэтому для устранения этого эффекта нельзя использовать простой масштабный коэффициент для компенсации потери. В общем случае гребешковые искажения различны даже для разных спектральных составляющих: сильно

зависит от частоты сигнала, частоты дискретизации и числа бинов. Однако можно указать худший случай потерь, который возникает, если частота сигнала находится точно посередине между двумя бинами.

Существуют два способа снизить влияние гребешковых искажений:

- использовать окно с плоской вершиной, которое имеет очень малые максимальные гребешковые потери, менее 0,02 дБ;
- правильно связать частоту сигнала с частотой дискретизации, что является тем же методом, который используется для предотвращения утечки.

Увеличение отношения сигнал/шум при переходе от временной области к частотной с помощью Быстрого преобразования Фурье (FFT processing gain, PG) может быть объяснено следующим образом. FFT-обработка может рассматриваться как прохождение временного сигнала через банк из N фильтров, каждый из которых имеет полосу Δf , то есть расстояние между бинами. Затем определяется мощность на выходе каждого фильтра. По мере увеличения числа частотных бинов или N , соответственно числа фильтров, фильтры становятся уже, и мощность в каждом бине, то есть мощность на «выходе фильтра», уменьшается (рисунок 1.9).

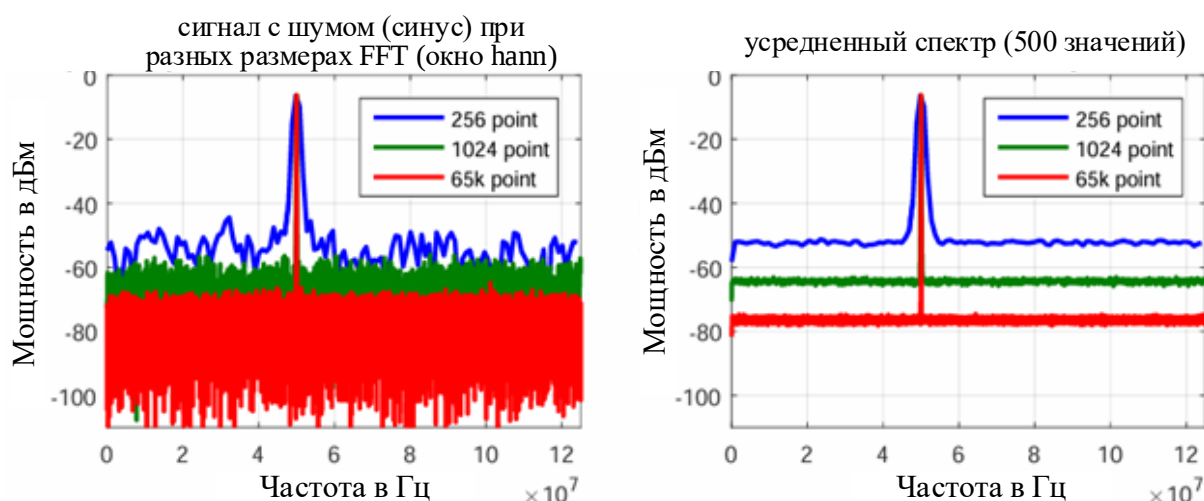


Рисунок 1.9 – Изменение отношения сигнал/шум после применения FFT в зависимости от количества отсчётов в выборке

Если N удваивается, Δf уменьшается вдвое, а отображаемый средний шумовой уровень уменьшается на 3 dB. Это влияет на измерения мощности широкополосных сигналов. Поэтому шумовой уровень на FFT-графике отображается ниже, чем он есть на самом деле, на величину *увеличения отношения сигнал/шум* PG. Это значение можно вычислить как

$$PG[\text{dB}] = 10 \cdot \log_{10} \left(\frac{N}{2} \right).$$

Эту величину можно прибавить к среднему уровню шума для компенсации данного эффекта с точки зрения измерения мощности. Чтобы точно измерить средний уровень шума, результаты нескольких FFT можно усреднить для уменьшения амплитудных флуктуаций, как это показано на

рисунке 1.9 справа.

Эквивалентная шумовая полоса (Equivalent Noise Bandwidth, **ENBW**) показывает полосу частотного бина FFT. В зависимости от применяемого окна количество шума, накапливаемого в одном частотном бине, изменяется в соответствии с его характерной эквивалентной шумовой полосой, ENBW. Этот эффект приводит к увеличению отображаемого среднего уровня шума по сравнению с прямоугольным окном.

Чтобы учесть этот эффект, из среднего уровня шума необходимо вычесть поправочный коэффициент, компенсирующий эквивалентную шумовую полосу. Этот поправочный коэффициент в дБ может быть рассчитан из ENBW для каждого окна. Его следует учитывать при измерениях среднего уровня мощности шума.

Основные источники погрешностей измерения мощности сигнала с помощью FFT представлены на рисунке 1.10, а также приведены в таблице 1.1. Значения погрешностей измерения уровня мощности для различных оконных функций приведено в таблице 1.2.

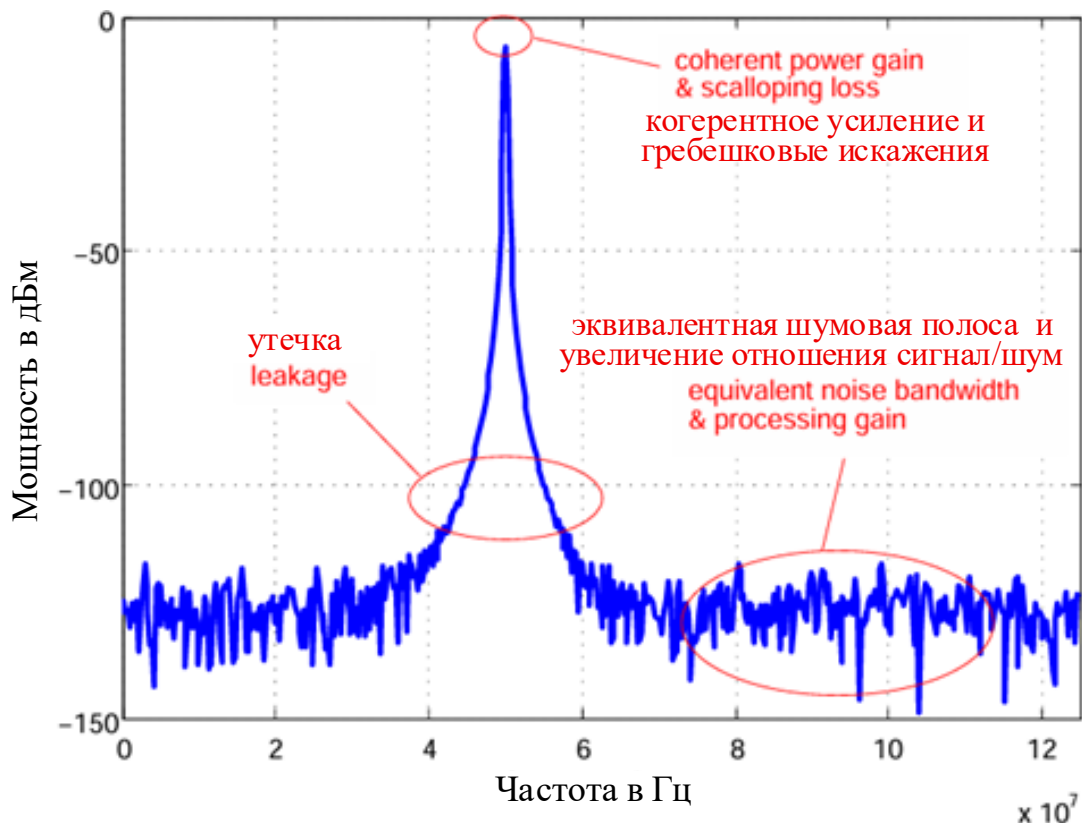


Рисунок 1.10 – Основные источники погрешностей измерения мощности сигнала с помощью FFT

Таблица 1.1 – Источники ошибок измерения мощности сигнала с помощью FFT

Эффект	Причина появления ошибки	Ошибки измерения мощности синусоидального сигнала	Ошибки оценки уровня шума
Leakage / Утечка	конечная длина FFT	спектральная чистота	пренебрежимо малы
CPG / Когерентное усиление	оконные функции	амплитуда	да
Scalloping Loss/ гребешковые искажения	дискретизация	амплитуда (случайная ошибка)	нет
Processing Gain / увеличение отношения сигнал/шум	свойство банка FFT-фильтров	нет	да
ENBW / эквивалентная шумовая полоса	оконные функции	нет	да

Таблица 1.2 – Значения ошибок измерения мощности сигнала для различных оконных функций

Окно	Первый боковой лепесток	Спад на октаву	CPG	Scalloping loss	Поправка ENBW
Нет окна / прямоугольное	–13 дБ	–6 дБ	0 дБ	3,92 дБ	0 дБ
Hann / Ханна	–32 дБ	–18 дБ	6,02 дБ	1,42 дБ	1,76 дБ
Blackman / Блэкмана	–58 дБ	–18 дБ	7,54 дБ	1,10 дБ	2,38 дБ
Flattop / Окно с плоской вершиной	–	–	13,3 дБ	0,02 дБ	5,76 дБ

Контрольные вопросы

Какие основные методы измерения частоты радиосигналов существуют?

Каким образом оценивают центральную частоту сигнала если выраженной несущей частоты нет?

Для чего применяется умножение отсчётов сигнала на те или иные оконные функции (функции взвешивания)?

Каких два основных существуют метода оценки ширины спектра радиосигналов?

Каким образом выбирают частоту дискретизации сигнала, при оценке центральной частоты сигнала?

Каким образом оценивают центральную частоту сигнала?

Каков алгоритм оценивания частоты на основе ДПФ?

Каким образом выбирают частоту дискретизации сигнала, при оценке центральной частоты полосового сигнала?

Какой минимальный объем выборки необходим для вычисления БПФ?

Каков алгоритм оценивания частоты на основе ДПФ полосового сигнала?

Как длительность записи сигнала влияет на точность оценки частоты сигнала?

Какие бывают способы увеличения точности оценки центральной частоты сигнала?

Какие бывают способы определения вида модуляции?

Каким образом измеряют мощность сигналов с помощью БПФ?

Каким образом получить амплитудный спектр мощности в дБм?

Как оконные функции (функции взвешивания) влияют на амплитудный спектр мощности?

Примеры тестовых вопросов

1. Что называется девиацией частоты сигнала?

- А) Разность между начальной и конечной частотой в спектре.
- В) Наибольшее отклонение частоты от ширины спектра.
- С) Наибольшее отклонение частоты от начальной частоты спектра.
- Д) Наибольшее отклонение частоты от среднего значения частоты.

2. Что называется мгновенной частотой сигнала?

- А) Скорость следования периодов сигнала.
- В) Скорость изменения амплитуды спектра.
- С) Скорость изменения несущей частоты сигнала.
- Д) Скорость изменения фазы сигнала.

3. Какие способы определения вида модуляции бывают?

- А) Корреляционный анализ.
- В) Перебором (появление смысловой информации).
- С) По ширине спектра.
- Д) По виду векторных диаграмм.

4. Каким образом измеряют ширину спектра радиосигнала?

- А) По отношению начальной и конечной частоты в спектре.
- В) По отношению мощностей.
- С) По отношению амплитуд соседних гармоник.
- Д) По максимальной спектральной плотности мощности.

5. Что делает с сигналом преобразование Гильберта?

- А) Вносит сдвиг на 2π .
- В) Вносит сдвиг на π .
- С) Вносит сдвиг на $\pi/2$.
- Д) Вносит сдвиг на $\pi/4$.

Практическое задание

Тема задания: построение графика спектра произвольного радиосигнала.

Цель задания: освоить методику построения графика спектра произвольного радиосигнала.

Содержание задания: построить график спектра произвольного радиосигнала в среде MATLAB / Scilab / Octave (либо использовать любую альтернативную среду математического моделирования / программирования).

Ход выполнения задания (на примере в среде MATLAB, необходимо написать и выполнить код программы в окне Editor):

1. Задать начальные данные для получения отсчетов произвольного радиосигнала (несущая частота, частота дискретизации, длительность сигнала/количество отсчетов, амплитуда, можно воспользоваться разделом Help MATLAB).

2. Задать выражение для получения произвольного радиосигнала (например, синусоидального), получить отсчеты сигнала (несколько периодов).

3. Построить график сигнала в декартовой системе координат с осями амплитуда (например, вольты) от номера отсчета (n), подписать график и подписать оси (название переменных и единицы измерения).

4. Построить график сигнала в осях амплитуда (например, вольты) от времени (сек), подписать график и оси.

5. Получить отсчеты спектра сигнала (используя функцию БПФ-быстрое преобразование Фурье).

6. Построить график спектра сигнала в осях амплитуда (например, "вольты") от номера отсчета(n), подписать график и оси. При действительном сигнале необходимо отбросить зеркальную часть спектра.

7. Построить график спектра сигнала (как график спектральной плотности мощности) в осях амплитуда (в Вт/Гц) от частоты (Гц), подписать график и оси.

8. Построить график спектра сигнала в осях амплитуда (в дБм) от частоты (Гц), подписать график и оси. Результат перевода в дБм проверить/сравнить в онлайн-[калькуляторе](#), сравнение отразить в отчете.

Глоссарий

Мгновенная частота сигнала – скорость изменения (производная) фазы сигнала.

Девияция частоты – наибольшее отклонение частоты модулированного сигнала от средней (несущей) частоты при частотной модуляции (ЧМ).

Бин (от англ. bin – корзина, ячейка, частотный бин) – в цифровой обработке сигналов это минимальный частотный интервал (частотный

отсчет), на который разбивается спектр сигнала при его анализе с помощью алгоритмов дискретного преобразования Фурье (ДПФ) или быстрого преобразования Фурье (БПФ).

Утечка спектра (Leakage) – это эффект, при котором энергия сигнала распределяется, или «размазывается», по многим частотным бинам.

Когерентное усиление (coherent power gain, сокращённо CPG) – это эффект, при котором энергия сигнала уменьшается (в цифровой обработке сигналов) из-за использования оконных функций.

Гребешковые искажения (Scalloping loss) – это эффект, возникающий, когда частота сигнала попадает между двумя бинами. Приводит к тому, что уровень мощности уменьшается поскольку мощность сигнала распределяется между двумя бинами.

Эквивалентная шумовая полоса или эффективная ширина полосы шума (Equivalent Noise Bandwidth, ENBW) – это полоса частот идеального прямоугольного фильтра.

2 Пеленгование источников радиоизлучения

2.1 Краткие исторические сведения

Пеленгование – это процесс определения направления на источник радиоизлучения относительно выбранного опорного направления.

В результате пеленгования определяют пеленг – угол между направлением на источник радиоизлучения и опорным направлением.

Пеленг определяется в результате обработки сигналов с выходов приёмных антенн пеленгатора – устройства, определяющего пеленг. Сигналы с выходов приёмных антенн содержат информацию о фазовом фронте электромагнитного поля в месте приёма. Если фазовый фронт электромагнитной волны в месте приёма плоский, то пеленг представляет собой нормаль к фазовому фронту электромагнитной волны.

В системах радиомониторинга пеленгование применяют для поиска на местности источников радиоизлучения (задача определения местоположения источника радиоизлучения), в частности, обнаружения и определения местоположения источников радиопомех, или выявления несанкционированных передатчиков, а также контроля законного использования радиочастот.

В системах мобильной радиосвязи пеленгование является дополнительным источником информации о расположении абонента в области обслуживания. Для пеленгования абонентов в системах радиосвязи могут использоваться адаптивные антенные решётки. Знание местоположения источника радиоизлучения или пеленг абонента мобильной связи позволяет со стороны базовой станции сформировать луч в направлении абонента увеличить для этого абонента мощность принятого от этой станции сигнала. За счёт этого может быть увеличена дальность радиосвязи или скорость передачи данных.

Измерение пеленга в двух точках (например, двух базовых станциях в системах мобильной связи) позволяет определить расположение источника радиоизлучения на плоскости. Кроме этого, если известны координаты двух и более радиопередатчиков то, запеленговав их, можно определить собственные координаты. Таким образом, радиопеленгатор можно отнести к угломерной радионавигационной системе, задачей которой является определение положения подвижного объекта.

Радиопеленгаторы помимо радиомониторинга источников радиоизлучения или определения источников радиопомех применяются для борьбы с терроризмом, а также в военном и научном применении.

История техники радиопеленгования представляет собой развитие методов пеленгования и радиопеленгаторов, начиная от простейших механических рамочных антенн, в которых направление определялось по максимуму или минимуму сигнала, к многоканальным автоматическим и цифровым системам, использующим фазовые, амплитудные интерферометрические и корреляционные методы обработки. Ключевыми

этапами стали открытие направленных свойств антенн Г. Герцем, создание систем Беллини-Този, внедрение антенн Эдкока, разработка мгновенных пеленгаторов Ватсона-Уатта, широкое применение коротковолновых пеленгаторов и антенных решёток Вулленвебера во время Второй мировой войны, а затем переход к цифровой обработке сигналов.

В 1888 году, Генрих Герц заметил, что простейшие антенны обладают направленными свойствами: уровень принимаемого сигнала зависит от ориентации рамки или диполя относительно фронта волны. Это стало основой пеленгования: если поворачивать антенну и искать максимум или минимум сигнала, можно определить направление на источник радиоизлучения. Так появились первые механические радиопеленгаторы. В то время высокочастотные сигналы было сложно генерировать, поэтому создавались радиосистемы длинноволнового диапазона.

На рубеже XIX-XX веков появились первые практические радиопеленгаторы с вращающейся рамкой. Их принцип был прост: оператор механически вращал рамочную антенну и по минимуму или максимуму сигнала находил пеленг. Эти системы были сравнительно простыми, но медленными, требовали ручной работы и давали двузначность по направлению, потому что рамка имела симметричную диаграмму направленности. Тем не менее именно такие устройства стали первым массовым классом радиопеленгаторов.

Позднее в работах Беллини и Този в 1907 году были предложены схемы, в которой большие антенны уже не нужно было вращать: использовались две взаимно перпендикулярные неподвижные антенны и специальная индуктивная система, воспроизводившая результирующее направление поля в компактном датчике. Это существенно резко упростило работу на длинных волнах и сделало радиопеленгаторы более удобными для практики, особенно в морской навигации. В первой половине XX века системы Беллини-Този были очень распространены.

По мере перехода к более высоким частотам, примерно 0,3 МГц – 30 МГц, на точность пеленгования всё сильнее стали влиять отражения радиоволн от ионосферы. После отражения радиоволн ионосферой помимо вертикальной поляризации появляется горизонтальная составляющая поляризации. Фрэнк Эдкок, британский инженер и офицер, заметил, что при использовании рамочных антенн наличие горизонтальной составляющей приводило к появлению дополнительного напряжения на выходе антенны, которое значительно искажало диаграмму направленности. В то время как источник радиоизлучения определяется вертикальной поляризацией. Поэтому горизонтальная составляющая являлась помехой при использовании рамочных антенн. Заметив это, Фрэнк Эдкок в 1919 году создал и запатентовал антенну с вертикальными антеннами, чувствительную только к вертикальной поляризации электромагнитного поля. Таким образом, вместо рамок использовались вертикальные элементы, соединённые так, чтобы уменьшить влияние горизонтально поляризованных и отражённых составляющих. Благодаря этому в такой антенне значительно

меньше оказывают влияние горизонтально поляризованные составляющие отражённых и ионосферно-преломлённых волн, которые у рамочных антенн вызывают поляризационные ошибки и искажение диаграммы направленности. Позже такие системы стали базой для высокочастотных пеленгаторов и навигационных комплексов.

Значительные результаты принесли работы Роберта Ватсона–Ватта в середине 1920-х. Он соединил антенну типа Эдкока с электронным индицированием на осциллографе и получил возможность определять направление почти мгновенно, без длительного механического вращения антенны. Это был переход от медленного последовательного измерения к фактически автоматическому двухканальному пеленгованию. Такие системы сыграли огромную роль прежде всего при обнаружении кратковременных радиопередач.

В 1930-е и 1940-е годы радиопеленгование стало уже не только навигационным, но и стратегическим средством разведки и борьбы на море и в воздухе. Пеленгаторы позволяли определять направления на радиопередатчики, в том числе на самолёты. В этот период окончательно закрепились многопозиционные схемы: один пеленгатор давал направление, а несколько разнесённых постов – уже координаты источника по пересечению пеленгов. Именно тогда стало ясно, что радиопеленгование – это элемент большой системы радиомониторинга и радионавигации.

Параллельно развивались крупноапертурные кольцевые антенные системы Вулленвебера. Название Вулленвебер – это немецкое название программы разработки круговых антенных решёток во время Второй мировой войны. Изобретателем пеленгатора с антенной Вулленвебера был Ханс Риндфляйш. Пеленгаторы такого типа имели большие круговые антенные решётки. Пеленгатор с такой антенной решёткой определял направление на коротковолновый (0,3 – 30 МГц) источник радиоизлучения в широком секторе обзора. По конструкции антенная решётка пеленгатора Вулленвебера представляет собой кольцо диаметром около 305 м из большого числа вертикальных антенн (120 антенн и более), внутри которого размещают отражающий экран или вспомогательные элементы. За счёт коммутации или пространственной обработки последовательно формируется узкая приёмная диаграмма, которая “обходит” все азимуты; максимуму диаграммы направленности определяется направление на источник радиоизлучения. Именно так Вулленвебер превращает круговую решётку в высокоточный пеленгатор. Позже такие системы широко применялись в военных и разведывательных системах сетей разных стран. Исторически это был переход от компактного пеленгатора к крупной пространственной антенной системе с высокой точностью и большим радиусом действия.

В 1940-е годы появились доплеровские радиопеленгаторы. При круговом движении антенны или при электронном эквиваленте такого движения в сигнале антенны доплеровского пеленгатора возникает периодическая доплеровская модуляция, фаза которой связана с

направлением на источник. Достоинством доплеровского пеленгатора в том, что обеспечивали автоматическое определение азимута без механического сканирования главной диаграммой направленности. Позже из них выросли квазидоплеровские пеленгаторы с коммутируемыми кольцевыми решётками.

Во второй половине XX века техника радиопеленгования перешла от чисто амплитудных методов к фазовым интерферометрам и корреляционным интерферометрам. Если ранние системы определяли направление по уровню сигнала при вращении антенны, то фазовые методы стали использовать разность фаз между пространственно-разнесёнными антеннами. Это позволило повысить точность пеленгования, а многоканальные корреляционные схемы сделали возможным пеленгование широкополосных сигналов.

Начиная с 1970-х годов, в радиопеленговании всё большую роль стала играть цифровая обработка сигналов. Это позволило уйти от чисто аналоговых индикаторов к вычислительным методам оценки угла прихода: спектральным, корреляционным, интерферометрическим, а затем и сверхразрешающим. В дальнейшем появились методы Capon, MUSIC, ESPRIT, алгоритмы для антенных решёток, разрежённых антенных решёток.

Таким образом, современный пеленгатор превратился из отдельного прибора в программно-аппаратный измерительный комплекс.

Рассмотрим четыре вида радиопеленгационных устройств, которые используются для определения направления на источник радиоизлучения:

- двухканальные автоматические пеленгаторы;
- доплеровские и квазидоплеровские пеленгаторы;
- фазовые интерферометры;
- корреляционные интерферометры.

Несмотря на их различие, все эти устройства решают одну и ту же задачу: по измеряемым параметрам принятого сигнала восстановить угол прихода волны и, следовательно, направление на источник радиоизлучения.

Радиопеленгационные устройства применяются в авиационной навигации, в системах радиомониторинга, системах поиска аварийных маяков, пассивной радиолокации, комплексах радиоэлектронной разведки и беспилотных системах. Конкретный вид применяемого радиопеленгационного устройства определяется диапазоном частот, полосой сигнала, требуемой скоростью измерения, допустимыми габаритами антенной системы и точностью, которую необходимо получить.

Ключевые особенности построения разных радиопеленгационных устройств состоят в следующем.

Во-первых, направление можно извлекать либо из амплитудных соотношений между каналами, либо из фазовых соотношений, либо из искусственно создаваемой частотной модуляции сигнала, как это делается в доплеровских схемах.

Во-вторых, любой реальный пеленгатор всегда содержит не только антенную систему, но и тракт выделения информативного параметра, блок

устранения неоднозначности и вычислитель, формирующий окончательную оценку пеленга.

2.2 Двухканальные автоматические пеленгаторы

2.2.1 Автоматический радиокомпас

Автоматический радиокомпас (АРК) – это радиопеленгатор, предназначенный для непрерывного определения курсового угла радиостанции относительно продольной оси летательного аппарата. Иначе говоря, пеленгатор предназначен для навигации летательных аппаратов по сигналам наземных радиостанций путём непрерывного измерения курсового угла.

В авиации АРК позволяет автоматически указывать направление на наземный радиомаяк и использовать его для выдерживания маршрута, захода на посадку и решения задач радионавигации.

По сути, радиокомпас измеряет угол между направлением на передатчик и собственной системой координат носителя. Если обозначить этот угол через θ , то задача АРК сводится к получению сигнала ошибки, знак и величина которого однозначно связаны с θ и позволяют повернуть индикатор, следящую систему или вычислитель к положению равносигнального направления.

2.2.2 АРК с вращающейся рамочной антенной

В классическом автоматическом радиокомпасе используется рамочная антенна, диаграмма направленности которой имеет форму восьмёрки (см. рисунок 2.1).

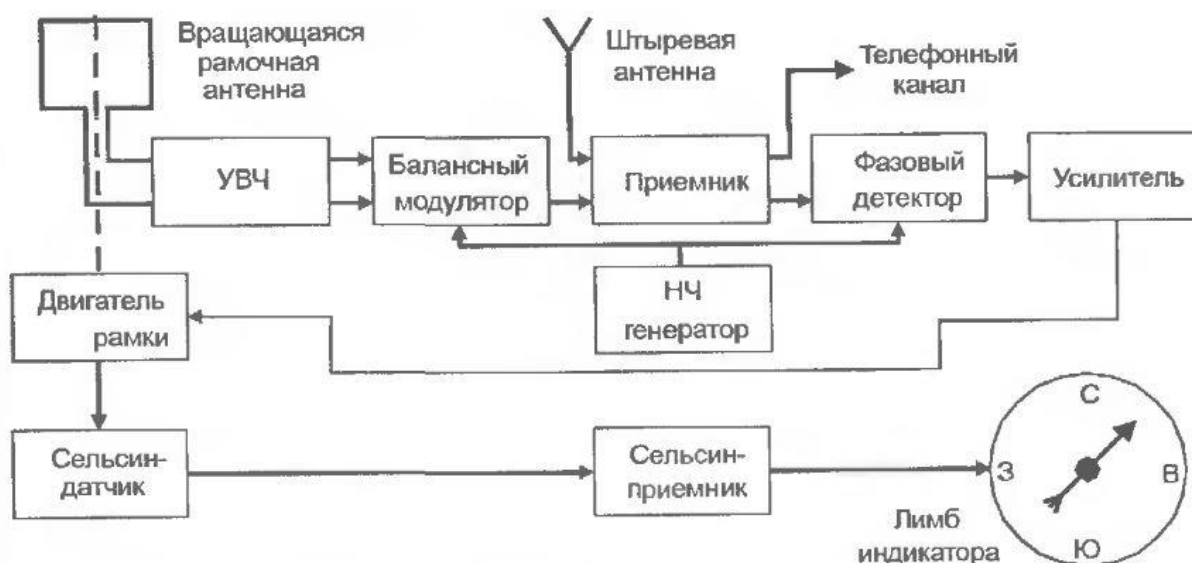


Рисунок 2.1 – Структурная схема радиокомпаса с вращающейся рамочной антенной

При вращении рамки принимаемый сигнал модулируется по амплитуде, причём глубина и фаза этой модуляции зависят от положения источника относительно оси рамки. Из принятого сигнала АРК выделяется низкочастотная составляющая, которая используется для формирования сигнала ошибки для сервосистемы.

Сервосистема – это следящая система автоматического управления, которая поворачивает антенный узел или указатель так, чтобы система всё время удерживала равносигнальное направление на радиостанцию.

В состав сервосистемы входит двигатель рамочной антенны, а сельсин-датчик и сельсин-приёмник используются для индикации углового положения источника радиоизлучения. Двигатель рамочной антенны физически поворачивает рамку до тех пор, пока сигнал ошибки не станет равным нулю. Сельсин-датчик, как правило, является датчиком углового положения. Он механически связан с валом рамочной антенны и преобразует текущий угол поворота в электрический сигнал для: передачи этого угла на указатель. Однако в некоторых вариантах сельсин-датчик может использоваться для организации обратной связи в следящей системе. Сельсин-приёмник воспроизводит угол, заданный сельсин-датчиком, обычно на шкале, указателе или повторителе в кабине.

Рассмотрим подробнее формирование сигнала рассогласования. Если напряжение на выходе рамочной антенны в текущий момент пропорционально проекции вектора поля на нормаль к плоскости рамки, то в первом приближении можно записать

$$v_r(t) = U_r \cos(\omega_0 t) \cos \theta,$$

где U_r – амплитуда сигнала,

ω_0 – несущая частота принимаемой радиостанции,

θ – угол между максимумом диаграммы направленности рамки и направлением на источник.

После вращения рамки с угловой скоростью Ω амплитуда становится периодически изменяющейся:

$$v_r(t) = U_r \cos(\omega_0 t) \cos(\Omega t - \theta).$$

Из этой зависимости видно, что информация о пеленге перенесена в огибающую. После балансного модулятора, фазового детектора и фильтрации формируется сигнал ошибки, знак которого показывает, в какую сторону необходимо доворачивать систему. Вблизи равносигнального направления этот сигнал можно линеаризовать:

$$u_{\text{ош}} \approx K \sin \theta,$$

где K – коэффициент преобразования тракта.

При $\theta = 0$ сигнал ошибки обращается в нуль. Физически это означает следующее: когда рамка ориентирована так, что сигналы в симметричных положениях вращения становятся одинаковыми, рассогласование между ними отсутствует и направление на источник излучения соответствует нормали к плоскости рамки. Именно поэтому такое положение называют равносигнальным.

2.2.3 Формирование равносигнального направления

В АРК важна не только форма диаграммы направленности рамочной антенны, но и способ её совместной работы со штыревой или ненаправленной антенной. Рамочная антенна обладает двухлепестковой диаграммой и даёт неоднозначность для определения направления полагаясь на максимальный уровень принятого сигнала: максимум соответствует двум противоположным направлениям.

Чтобы получить единственный рабочий минимум или максимум, в тракт добавляют сигнал ненаправленной антенны. Суперпозиция этих сигналов превращает двузначную диаграмму в кардиоиду (см. рисунок 2.2). Диаграмма в виде кардиоиды имеет единственный максимум и минимум, поэтому использование такой диаграммы для пеленгования приводит к однозначному измерению углового направления на источник радиоизлучения.

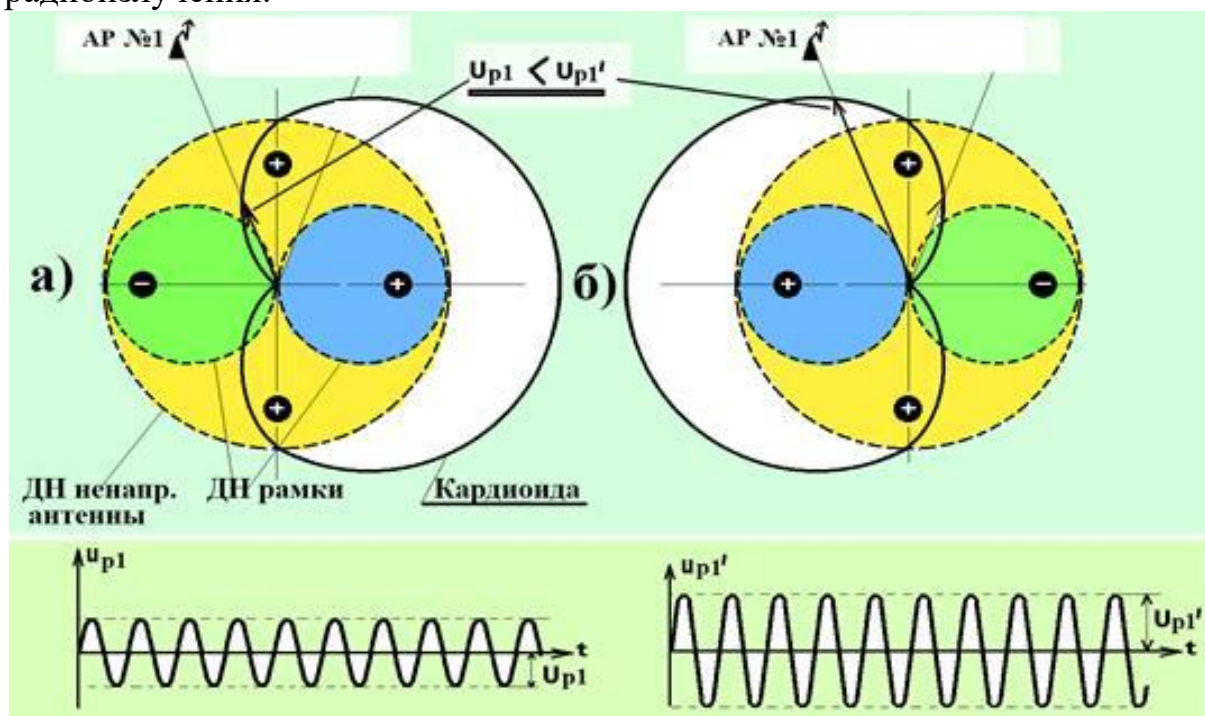


Рисунок 2.2 – Формирование равносигнального направления в радиокомпасе

Именно переход от «восьмёрки» к кардиоиде устраняет двузначность и позволяет использовать направление нулевого сигнала как однозначный пеленг. На практике это очень важно, потому что бортовая система должна без участия оператора показывать именно то направление, на которое действительно нужно повернуть самолёт.

2.2.4 АРК с неподвижными антеннами

В более современных радиоконпасах вращение механической рамки заменяется электронной обработкой сигналов от нескольких неподвижных антенн.

Способ построения пеленгатора, при котором поворот направленной характеристики выполняется электрически с помощью гониометра, а не механическим вращением антенны, называется гониометрическим.

Гониометр – это электрическое устройство, которое по сигналам двух взаимно перпендикулярных направленных каналов определяет угол прихода радиосигнала или эквивалентно создаёт эффект поворота рамочной антенны без её механического вращения. На вход гониометра должны подаваться ортогональные сигналы, зависящие от направления на источник радиоизлучения. Гониометр преобразует эти сигналы так, как будто одна будто бы подвижная рамка была повернута на угол θ . Поэтому оператор или автоматика получают тот же результат, что и при вращении рамочной антенны, только электрически.

В АРК с неподвижными антеннами антенная система представляет собой совокупность двух направленных антенн и одной ненаправленной антенны (см. рисунок 2.3).

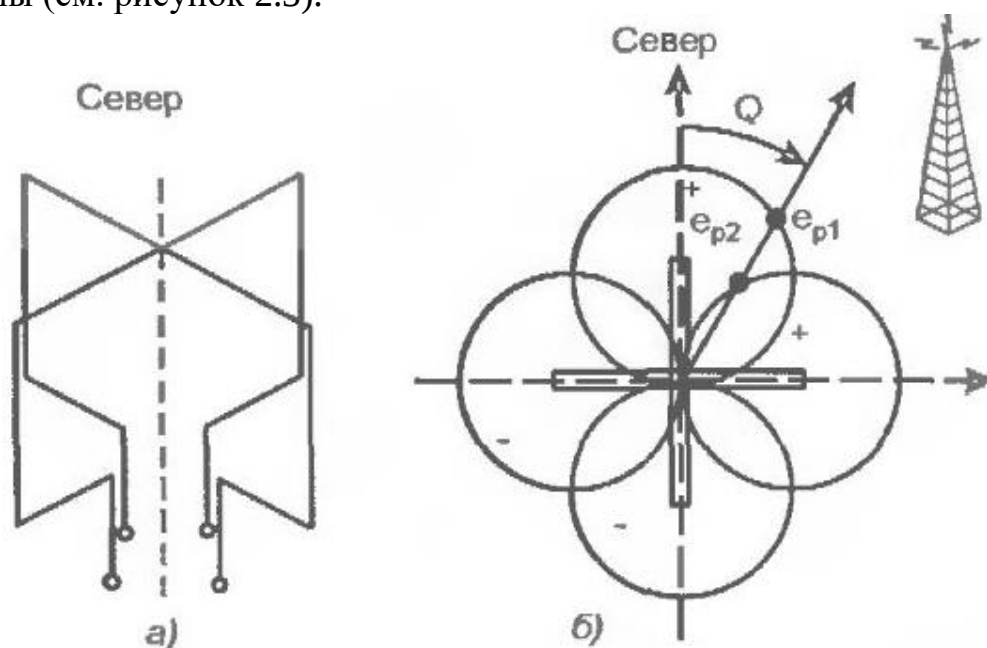


Рисунок 2.3 – Антенная система АРК с неподвижными антеннами

В качестве направленных антенн в низкочастотном диапазоне работы АРК используются либо две рамочные антенны, развернутые друг относительно друга на 90 градусов, либо функциональные аналоги рамок в более компактном исполнении.

Например, в диапазоне работы АРК такими аналогами могут выступать ферритовая магнитная антенна (катушка на ферритовом стержне или сердечнике), или антенна на основе системы Адкока. В такой системе вместо рамок используют симметрично соединённые пары вертикальных

монополей или диполей, что создаёт эквивалент квадратной рамки, но без горизонтальных проводников. Для компактного самолётного АРК обычно не применяют из-за габаритов.

В качестве ненаправленной антенны обычно выступает обычная штыревая антенна для снятия неоднозначности определения пеленга.

В результате применения такой антенной системы можно формировать два квадратурных канала, соответствующих синусной и косинусной зависимости от пеленга.

Если напряжения на выходах двух рамочных каналов обозначить как U_1 и U_2 , то для идеализированной системы справедливо (см. рисунок 2.4).

$$U_1 = U_0 \sin \theta, \quad U_2 = U_0 \cos \theta,$$

откуда непосредственно следует рабочая формула оценки угла:

$$\tan \theta = \frac{U_1}{U_2}, \quad \theta = \arctan \frac{U_1}{U_2}.$$

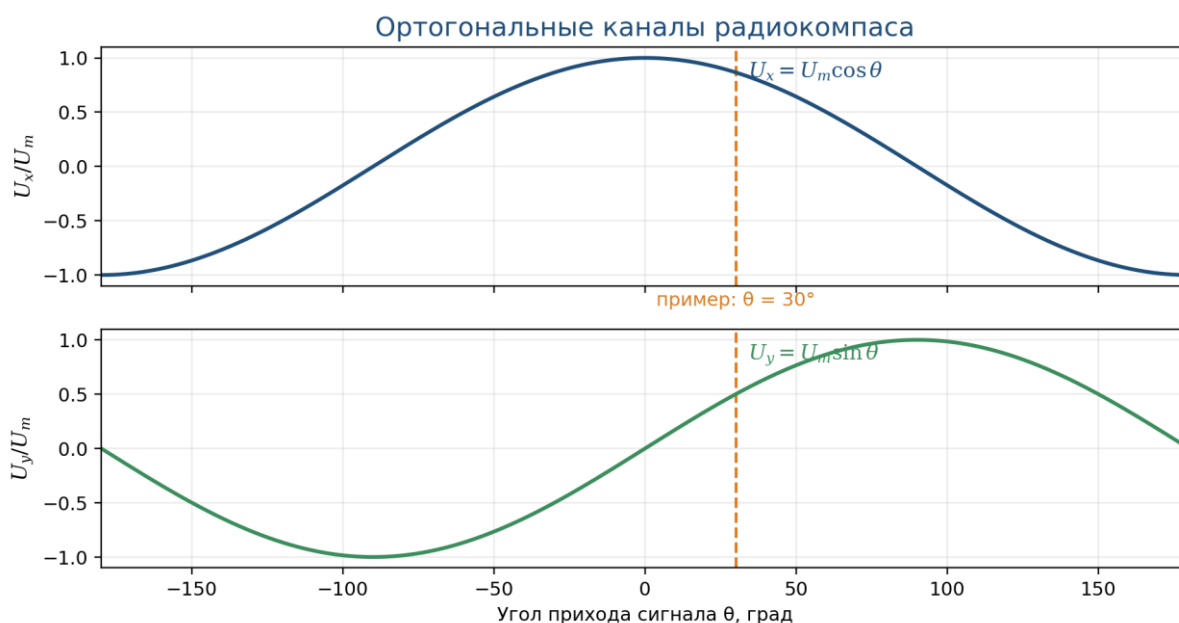


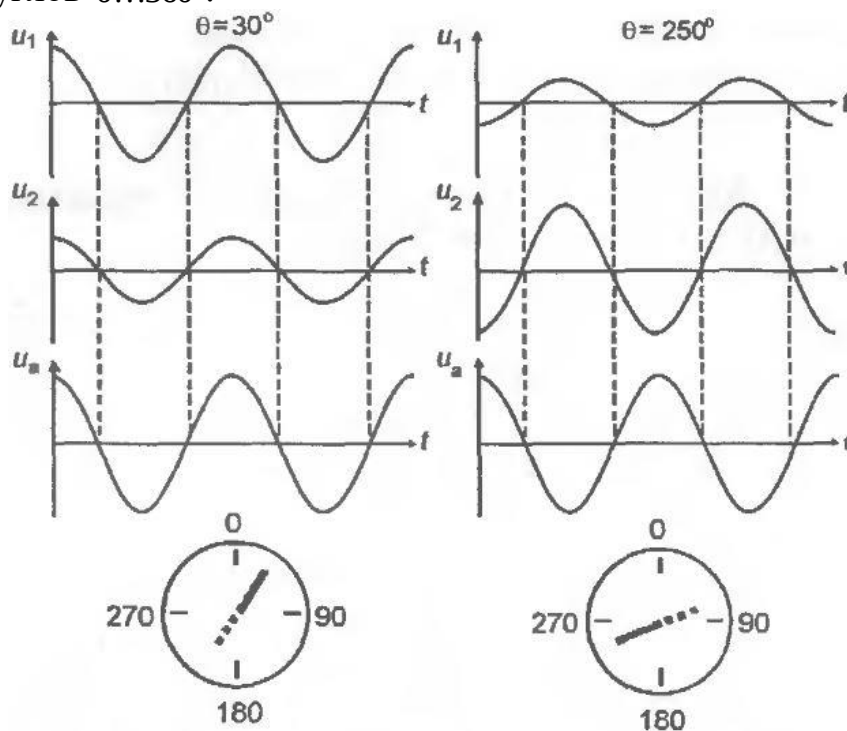
Рисунок 2.4 – Напряжения в двух ортогональных каналах как функции угла прихода сигнала

Из этой формулы видно, что вместо механического поиска нуля (как это было в предыдущем варианте) достаточно измерить отношение амплитуд в двух каналах. В реальном устройстве сигнал корректируется по фазе, уровню с помощью калибровки.

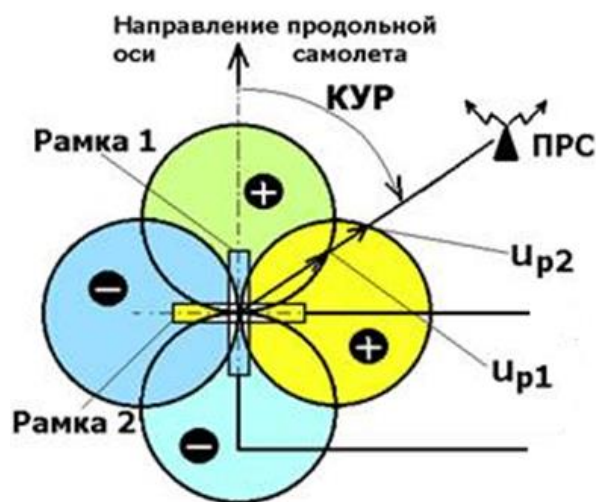
Однако применение только двух рамочных антенн приводит к неоднозначности измерения угла на источник радиоизлучения. Причина неоднозначности в АРК с неподвижными антеннами такая же, как и при пеленговании одной рамочной антенной в виде «восьмёрки»: форма диаграммы направленности не различает два противоположных направления, разнесённых на 180 градусов (см. рисунок 2.5).

Главная проблема здесь состоит в устранении неоднозначности знака и четверти. Функция $\arctan(U_1/U_2)$ сама по себе определяет угол только с

точностью до добавления π . Поэтому практические схемы анализируют знаки обоих каналов, используют квадратурную обработку и алгоритм выбора четверти. Именно так обеспечивается корректная работа во всём диапазоне углов $0 \dots 360^\circ$.



а)



б)

Рисунок 2.5 – Эпюры напряжений в АРК с неподвижными рамочными антеннами для пояснения причины возникновения неоднозначности

Одним из вариантов устранения неоднозначности угловых измерений состоит в применении ненаправленной антенны. За счёт того, что сигнал ненаправленной антенны складывается с сигналом направленного канала (рамочной антенны), и в результате симметричная диаграмма направленности становится ассиметричной. Таким образом, неоднозначность устраняется потому, что сигнал ненаправленной антенны складывается с сигналом направленной антенны и делает суммарную

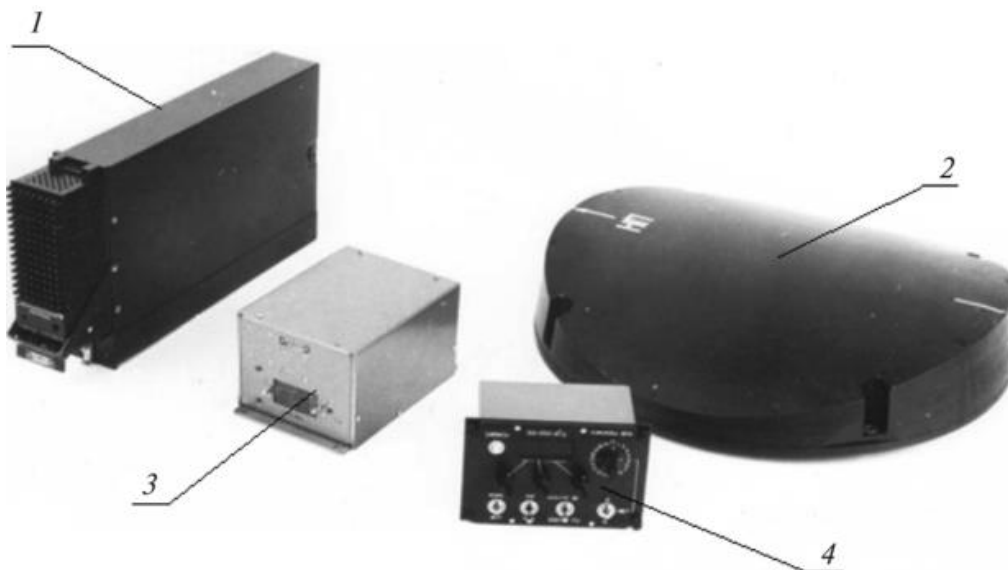
диаграмму направленности несимметричной; вследствие этого направления, отличающиеся на 180 градусов, дают разные уровни сигнала и становятся различимыми. В таком варианте, направленная (рамочная) антенна задаёт зависимость уровня от угла на источник радиоизлучения, а ненаправленная создаёт опорное смещение; их сумма превращает двустороннюю диаграмму в одностороннюю, благодаря чему можно отличить истинное направление от противоположного.

Примеры реальных устройств: АРК-9 и АРК-25

АРК-9 – характерный пример классического авиационного радиокompаса, в котором ещё заметна «аппаратурная логика» ранних систем: отдельный приёмник, рамочная антенна и блок управления. АРК-25 относится к более позднему поколению и реализует принцип неподвижной антенной системы с электронной обработкой.



Рисунок 2.6 – Автоматический радиокompас АРК-9



1 – приёмник; 2 – блок антенн; 3 – блок предварительной настройки;
4 – пульт управления.

Рисунок 2.7 – Автоматический радиокompас АРК-25 с неподвижной антенной системой

С инженерной точки зрения переход от АРК с вращающейся рамкой к АРК с неподвижными антеннами означал повышение надёжности, уменьшение инерционности, упрощение механики и рост скорости пеленгации.

Преимущества и ограничения двухканальных АРК

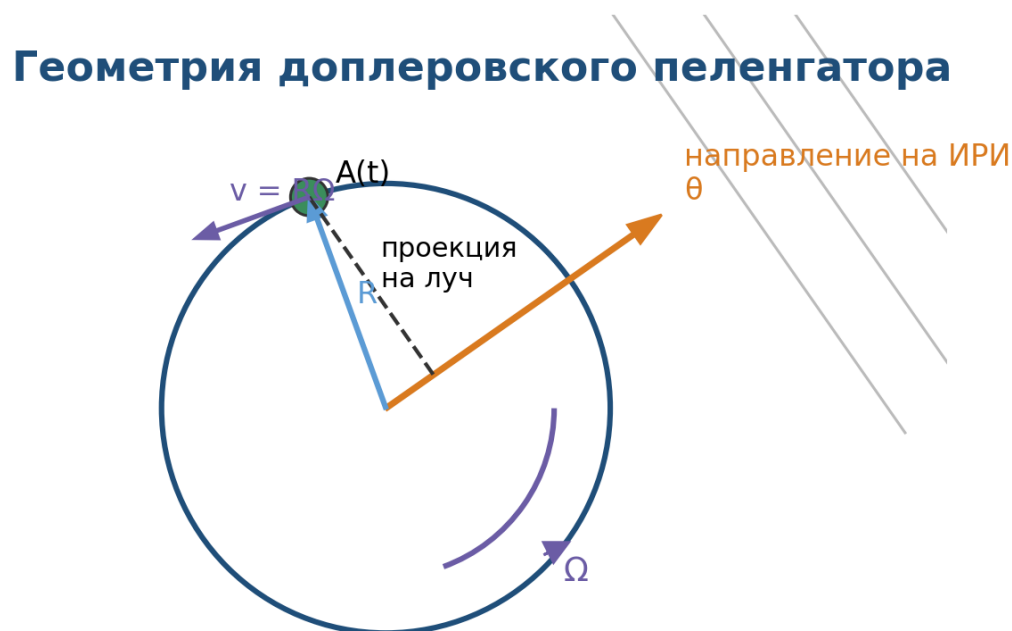
Преимущества двухканальных АРК пеленг одноканальными состоят в непрерывности отслеживания, относительной простоте принципа действия и хорошей пригодности для навигации по маякам. Ограничения таких АРК определяются чувствительностью к переотражениям, к искажениям диаграмм направленности на борту, к индустриальным помехам и к ошибкам, возникающим при манёврах носителя. В частности, для авиации особенно важны так называемые **квадрантные ошибки**, связанные с искажением электромагнитного поля вокруг фюзеляжа, крыльев и других конструктивных элементов. Поэтому формула $\theta = \arctan(U_1/U_2)$ в реальном изделии всегда дополняется эмпирической калибровкой и алгоритмами компенсации.

2.3 Доплеровские и квазидоплеровские пеленгаторы

2.3.1 Доплеровский пеленгатор

Доплеровский метод пеленгования вместо одномоментного сравнения амплитуд или фаз антенн основан на периодическом движении антенны пеленгатора относительно источника излучения.

Геометрия доплеровского пеленгатора



$$\Delta\phi(t) = (2\pi/\lambda) \cdot n \cdot r_{-} A(t)$$

$$\Delta\omega(t) = d\Delta\phi(t)/dt$$

Плоская волна

Рисунок 2.8 – Принцип доплеровского метода пеленгования

Движение антенны пеленгатора приводит к тому, что в принятом

сигнале возникает доплеровская модуляция. Доплеровская модуляция – это временное изменение параметров принимаемого сигнала, возникающее из-за относительного движения источника и приёмника либо из-за эквивалентного ему перемещения фазового центра антенны. Чаще всего это связано с изменением мгновенной частоты и фазы принятого сигнала. Основа изменения мгновенной частоты или фазы сигнала – эффект Доплера.

Напомним, эффект Доплера – это явление, при котором частота волны в точке приёма отличается от частоты излучения, если между излучателем и приёмником меняется расстояние.

Если антенна или эквивалентная ей точка наблюдения движется по окружности радиуса R с угловой скоростью Ω , то длина пути волны изменяется гармонически, а вместе с ней изменяется и фаза принимаемого сигнала (см. рисунок 2.9).

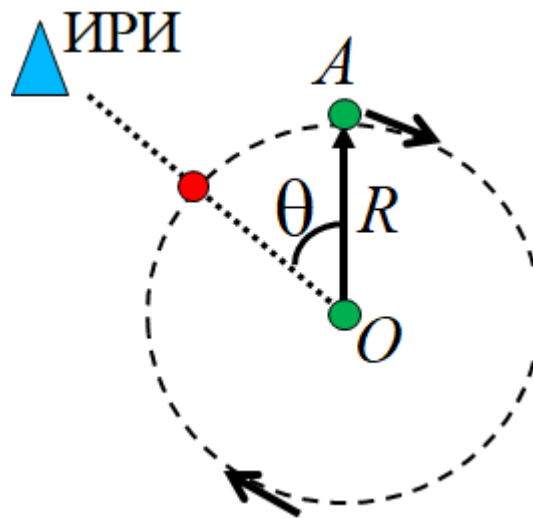


Рисунок 2.9 – К пояснению возникновения доплеровской модуляции при пеленговании источника радиоизлучения доплеровским методом

Рассмотрим подробнее этот эффект. Пусть угол прихода сигнала относительно некоторой опорной оси равен θ . Тогда изменение фазы, обусловленное круговым движением точки приёма (см. рисунок 2.9) с угловой скоростью Ω по окружности радиуса R можно записать как

$$\Delta\varphi(t) = \frac{2\pi R}{\lambda} \sin(\Omega t + \theta),$$

где λ – длина волны сигнала.

Мгновенное отклонение угловой частоты равно производной от фазы:

$$\Delta\omega(t) = \frac{d\Delta\varphi(t)}{dt} = \frac{2\pi\Omega R}{\lambda} \cos(\Omega t + \theta).$$

Если перейти от угловой частоты к обычной частоте, то получим эквивалентную запись

$$\Delta f(t) = \frac{1}{2\pi} \Delta\omega(t) = \frac{\Omega R}{\lambda} \cos(\Omega t + \theta).$$

Отсюда видно, что фаза сигнала при доплеровской модуляции непосредственно содержит искомый угол θ . То есть вместо измерения

амплитуды или разности фаз, как это имеет место для других пеленгаторов, между каналами можно выделить низкочастотный сигнал и определить его фазу относительно некоторого опорного сигнала.

Если источник находится точно по направлению опорной оси, максимум и минимум мгновенной частоты возникают в строго определённые моменты вращения. При изменении направления на источник вся низкочастотная модуляция сдвигается по фазе. Именно этот фазовый сдвиг и измеряет пеленгатор.

Приёмный тракт пеленгатора обеспечивает узкополосную фильтрацию, выделение доплеровской составляющей и вычисление пеленга.

Для узкополосных сигналов метод оказывается весьма эффективным, поскольку низкочастотная модуляция выделяется с хорошим отношением сигнал/шум. Однако за это приходится платить временем накопления: для устойчивого определения фазы требуется хотя бы несколько периодов вращения.

2.3.2 Квазидоплеровский пеленгатор

В квазидоплеровском пеленгаторе физическое вращение антенны заменяется электронным коммутированием нескольких антенн, расположенных по окружности. Если антенны переключаются последовательно и достаточно быстро, то для приёмного тракта это эквивалентно перемещению единственной «виртуальной антенны» по круговой траектории (рисунок 2.10).

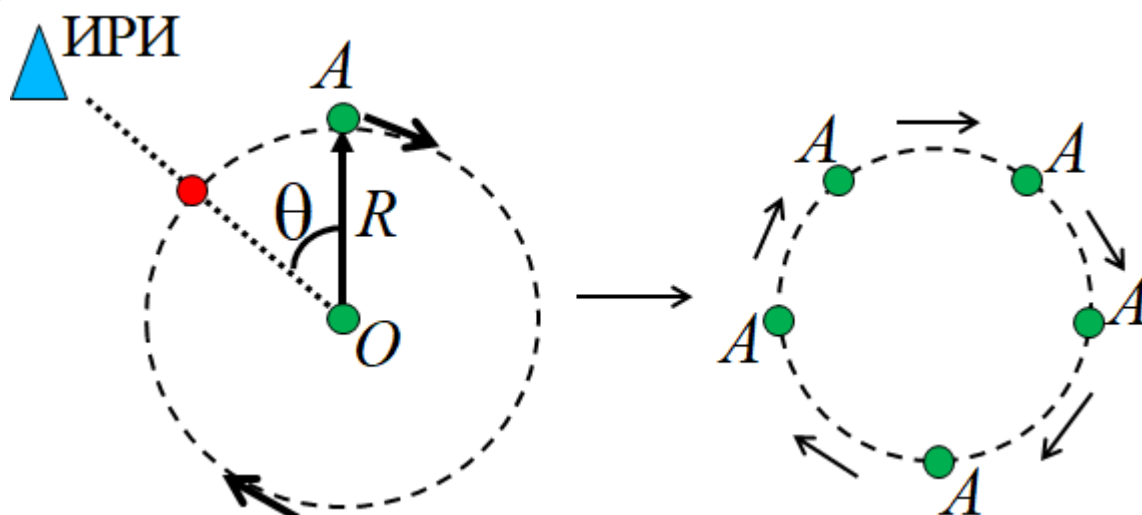


Рисунок 2.11 – К пояснению принципа работы квазидоплеровского пеленгатора

Такое решение технологически выгодно: исчезают подвижные узлы, повышается надёжность и появляется возможность реализовать систему на компактной платформе. Однако возникает новая проблема – паразитные коммутационные выбросы и требования к точной синхронизации каналов. Кроме того, при недостаточном числе антенн движение виртуальной точки

получается не непрерывным, а ступенчатым, поэтому спектр модуляции усложняется.

В простейшей оценке частота коммутации и число антенн должны выбираться так, чтобы эквивалентная скорость обхода окружности обеспечивала различимую доплеровскую девиацию, но при этом не вносила чрезмерных искажений. На практике это приводит к компромиссу между точностью, быстродействием, числом антенных элементов и полосой сигнала.

Преимущества и ограничения доплеровских схем

Доплеровские и квазидоплеровские пеленгаторы дают хорошие результаты для узкополосных радиоисточников, относительно просты с точки зрения алгоритма оценки угла и удобны в мобильных системах радиомониторинга. Их основные ограничения – чувствительность к многолучевости, необходимость точной частотной настройки, а также то, что широкополосные и быстро меняющиеся сигналы обрабатываются заметно хуже.

Доплеровский (квазидоплеровский) пеленгатор рассчитан прежде всего на непрерывные квазигармонические и узкополосные сигналы. Применение широкополосных сигналов не запрещено, однако для таких сигналов доплеровская модуляция «размывается» по спектру. Обработка широкополосных сигналов в доплеровском пеленгаторе возможна только при специальной предварительной обработке, например при выделении узкополосной составляющей или разбиении сигнала на подполосы. Однако такой вид пеленгатора не считается классическим доплеровским.

2.4 Фазовый интерферометр

2.4.1 Основной принцип фазового метода пеленгования

Фазовый интерферометр представляет собой устройство для измерения разности фаз между когерентными сигналами, принятыми антеннами в разных точках пространства. Расстояние между антеннами является базой. База фазового интерферометра может составлять сотни и тысячи длин волн λ . Фазовые интерферометры применяют для измерения разности фаз с высокой точностью, однако требования к неоднозначности измерения разности фаз обычно не предъявляются.

Фазовый радиопеленгатор – устройство для измерения направления на цель по измеренной разности фаз. Таким образом, фазовый пеленгатор основан на принципе работы интерферометра, но является сложнее за счёт необходимости устранять неоднозначность. База фазового пеленгатора обычно не превышает несколько десятков длин волн λ .

Фазовый метод пеленгования основан на том, что плоская волна приходит к разным элементам антенной системы с небольшими задержками, а эти задержки эквивалентны разностям фаз.

Выведем соотношения для фазового метода пеленгования.

Пусть на первую антенну принимается гармонический сигнал:

$$u_1(t) = U_m \cos(\omega t + \varphi_0).$$

Из-за разности хода на вторую антенну сигнал принимается с дополнительной задержкой

$$\tau = \frac{\Delta r}{c},$$

где c – скорость распространения электромагнитной волны.

Тогда сигнал на второй антенне:

$$u_2(t) = U_m \cos(\omega(t - \tau) + \varphi_0).$$

Раскроем скобки:

$$u_2(t) = U_m \cos(\omega t + \varphi_0 - \omega \tau).$$

Следовательно, разность фаз между сигналами:

$$\Delta \varphi = \omega \tau.$$

Подставляя $\tau = \frac{\Delta r}{c}$, получаем:

$$\Delta \varphi = \omega \frac{\Delta r}{c}.$$

Так как

$$\omega = 2\pi f, \quad \lambda = \frac{c}{f},$$

то

$$\Delta \varphi = 2\pi f \frac{\Delta r}{c} = 2\pi \frac{\Delta r}{\lambda},$$

или через волновое число:

$$\Delta \varphi = k \Delta r.$$

Подставим теперь $\Delta r = d \sin \theta$:

$$\Delta \varphi = k d \sin \theta$$

Отсюда:

$$\Delta \varphi = \frac{2\pi d}{\lambda} \sin \theta.$$

Для определения угла из предыдущего выражения выразим:

$$\sin \theta = \frac{\lambda}{2\pi d} \Delta \varphi.$$

Следовательно,

$$\theta = \arcsin \left(\frac{\lambda}{2\pi d} \Delta \varphi \right).$$

Это формула определения угла прихода сигнала по измеренной разности фаз.

2.4.2 Трёхэлементный вариант фазового пеленгатора

Рассмотрим трёхэлементную антенную систему, в которой две базы

ориентированы по взаимно перпендикулярным осям.

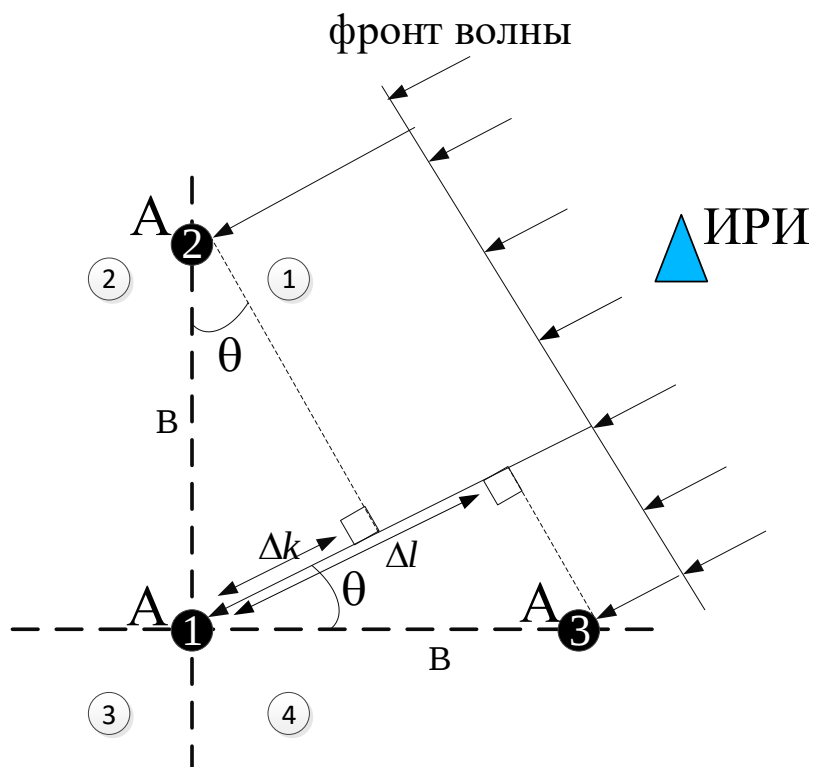


Рисунок 2.12 – Расположение антенн трёхантенного фазового пеленгатора

Для базы A_1A_3 длиной B и базы A_1A_2 той же длины из геометрии фронта волны получаем

$$\Delta l = B \cos \theta = \frac{\Delta \varphi_{13} \lambda}{2\pi},$$

$$\Delta k = B \sin \theta = \frac{\Delta \varphi_{12} \lambda}{2\pi}.$$

Отсюда следуют две рабочие формулы:

$$\cos \theta = \frac{\Delta \varphi_{13} \lambda}{2\pi B}, \quad \sin \theta = \frac{\Delta \varphi_{12} \lambda}{2\pi B}.$$

Разделив одно выражение на другое, получим особенно удобную оценку угла:

$$\tan \theta = \frac{\Delta \varphi_{12}}{\Delta \varphi_{13}}, \quad \theta = \arctan \left(\frac{\Delta \varphi_{12}}{\Delta \varphi_{13}} \right).$$

На практике для однозначного выбора направления недостаточно только вычислить отношение фазовых разностей. Необходимо ещё проанализировать знаки $\Delta \varphi_{12}$ и $\Delta \varphi_{13}$, поскольку именно они определяют четверть, в которой расположен источник. В этом смысле фазовый интерферометр концептуально похож на двухканальный АРК с неподвижными антеннами: там тоже используются синусная и косинусная зависимости, но информативным параметром являются уже не амплитуды, а фазы.

Неоднозначность и требование к базе

Если база интерферометра слишком велика, то при фазовом измерении

возникает неоднозначность по числу полных периодов. Для одной базы условие однозначности можно грубо оценить как

$$|\Delta l| \leq \frac{\lambda}{2},$$

что соответствует ограничению

$$B \in \frac{\lambda}{2}.$$

Однако маленькая база ухудшает чувствительность, потому что одна и та же угловая ошибка даёт меньшую фазовую разность. Поэтому в реальных интерферометрах часто используют несколько баз разной длины и специальные алгоритмы развёртки фазы. Малые базы обеспечивают однозначность, а большие – высокую точность.

2.4.3 Структурная схема многобазового фазового пеленгатора

Структурно многобазовый фазовый пеленгатор включает антенную решётку, набор приёмных каналов, аналого-цифровые преобразователи и цифровой блок оценки разностей фаз (см. рисунок 2.13). В многоканальном исполнении все каналы должны быть фазово согласованы. Любой фазовый перекосяк, неодинаковые задержки в кабелях и дрейф гетеродинов немедленно переходят в систематическую ошибку пеленга.

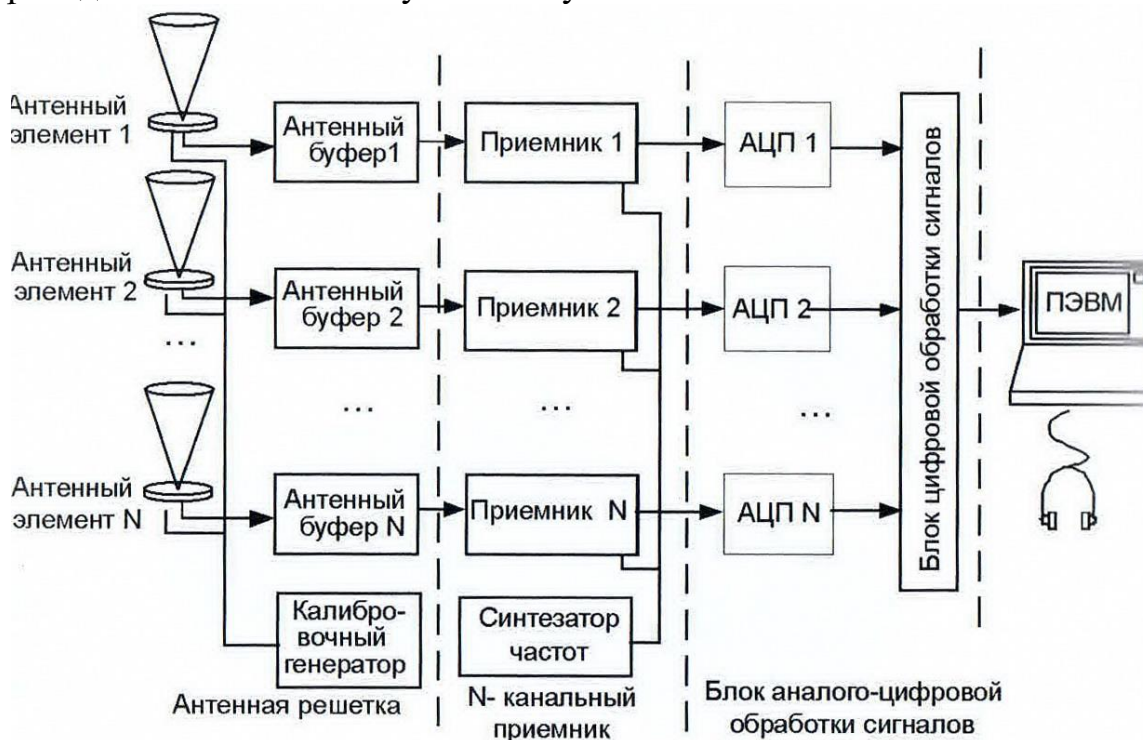


Рисунок 2.13 – Обобщённая структурная схема фазового интерферометра с многоканальным приёмником

К достоинствам фазового интерферометра относятся высокая мгновенная точность и отсутствие необходимости механического сканирования. Недостатки – повышенные требования к калибровке, чувствительность к фазовым искажениям и проблема неоднозначности при

больших базах.

2.4.4 Корреляционный метод фазового пеленгования

Идея корреляционного метода фазового пеленгования

Корреляционный пеленгатор можно рассматривать как развитие фазового метода. Вместо того чтобы по отдельности интерпретировать измеренные разности фаз, система сравнивает **весь набор измеренных разностей фаз между любыми парами антенн** с теоретическими (эталонными), заранее рассчитанными разностями фаз, для разных направлений на источник из заданной сетки направлений. Направление на источник излучения выбирается по максимальному коэффициенту корреляции (см. рисунок 2.14).



Рисунок 2.14 – Иллюстрация выбора направления по максимуму корреляции

Рассмотрим, как связан коэффициент корреляции с измеренными и теоретическими разностями фаз. Пусть для некоторого предполагаемого угла α рассчитаны теоретические разности фаз $\Delta\varphi_i^{\text{теор}}(\alpha)$, а на входе системы измерены $\Delta\varphi_i^{\text{изм}}$. Тогда удобной мерой близости служит нормированный коэффициент корреляции

$$\rho(\alpha) = \frac{\sum_{i=1}^M (\Delta\varphi_i^{\text{изм}} - \overline{\Delta\varphi}^{\text{изм}}) (\Delta\varphi_i^{\text{теор}}(\alpha) - \overline{\Delta\varphi}^{\text{теор}}(\alpha))}{\sqrt{\sum_{i=1}^M (\Delta\varphi_i^{\text{изм}} - \overline{\Delta\varphi}^{\text{изм}})^2 \sum_{i=1}^M (\Delta\varphi_i^{\text{теор}}(\alpha) - \overline{\Delta\varphi}^{\text{теор}}(\alpha))^2}}.$$

Искомая оценка пеленга определяется как

$$\hat{\alpha} = \arg \max_{\alpha} \rho(\alpha).$$

Таким образом, задача превращается из непосредственного аналитического вычисления угла в задачу поиска по базе эталонов или по

сетке направлений.

Главное достоинство метода состоит в том, что в эталонную (теоретическую) модель измерений разности фаз можно заранее включить реальные особенности антенной решётки: взаимное влияние элементов, неидеальность диаграмм направленности, особенности корпуса носителя, результаты калибровки и даже статистику типовых ошибок. За счёт этого корреляционный интерферометр лучше приспособлен к практической аппаратуре, чем «чисто геометрический» фазовый расчёт.

Главное достоинство корреляционного подхода состоит в его устойчивости к неполным и зашумлённым данным: вместо точного решения уравнения используется процедура поиска наилучшего совпадения. Такой способ удобен и тогда, когда аналитическая модель сложна, например при многобазовой решётке или обработке широкополосных сигналов.

Кроме того, корреляционный подход хорошо масштабируется: можно использовать не только фазовые, но и амплитудно-фазовые признаки, данные нескольких частотных каналов, усреднение по времени и более сложные критерии подобия.

Структурная схема

Структурная схема корреляционного фазового пеленгатора представлена на рисунке 2.15.

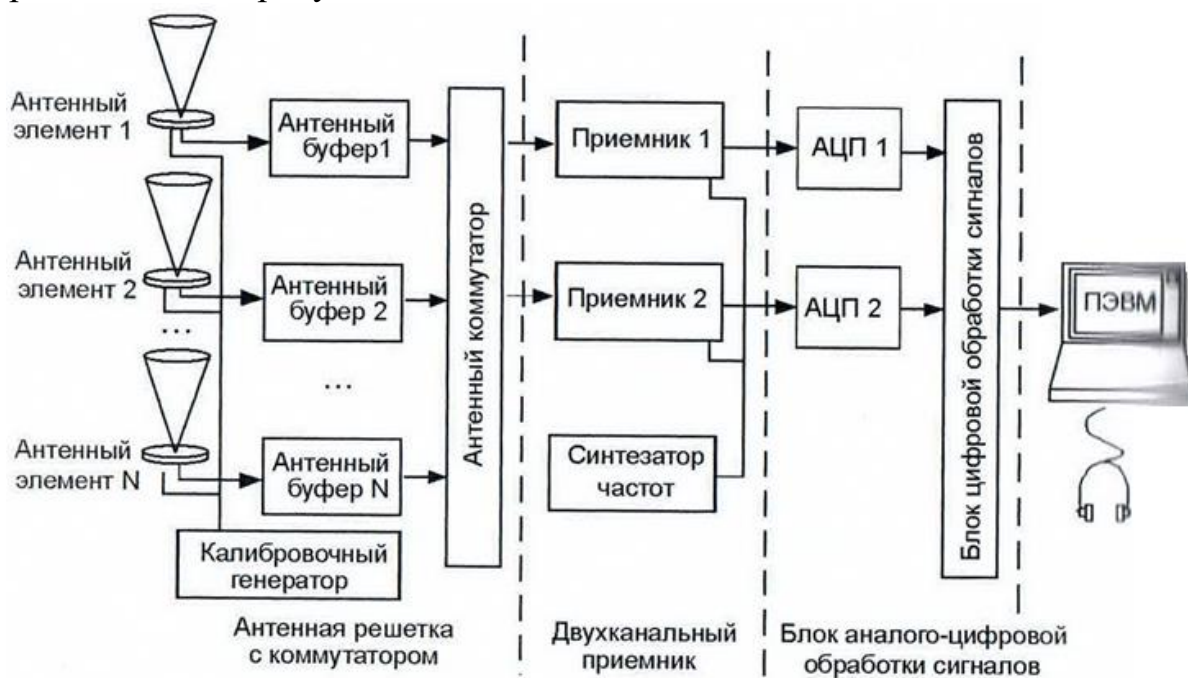


Рисунок 2.15 – Обобщённая структурная схема корреляционного интерферометра с двухканальным приёмником

Типовой цикл работы корреляционного интерферометра включает следующие шаги:

- приём сигналов антенной решёткой;
- коммутацию или мультиплексирование каналов;
- оцифровку и оценку текущих разностей фаз;
- вычисление теоретических значений для набора гипотез по углу;

- расчёт коэффициента корреляции или другой меры близости;
- выбор направления, соответствующего максимуму критерия;
- фильтрацию и сглаживание пеленга во времени.

В отличие от простого фазового интерферометра, здесь вычислительная часть существенно сложнее, но именно она обеспечивает более высокую устойчивость к неидеальностям и шуму.

Корреляционный интерферометр обладает высокой точностью, устойчив к аппаратным отклонениям при наличии хорошей калибровки и особенно эффективен в сложных многоканальных антенных системах. Недостатками являются большая вычислительная нагрузка, необходимость хранения или генерации эталонных массивов и зависимость результата от полноты модели. Если эталонная база не отражает реальные условия, выигрыш по точности быстро уменьшается.

Сравнение рассмотренных методов пеленгования

В таблице 2.1 приведено краткое сопоставление методов пеленгования.

Таблица 2.1 – Краткое сопоставление методов пеленгования

Метод	Информативный параметр	Основное достоинство	Основное ограничение
Двухканальный АРК	Амплитуды или их отношение в двух каналах	Простота и непрерывная навигация	Ошибки из-за переотражений и деформации поля носителем
Доплеровский / квазидоплеровский	Фаза доплеровской низкочастотной модуляции	Удобен для узкополосных источников	Требует точной настройки и времени накопления
Фазовый интерферометр	Разности фаз между антеннами	Высокая мгновенная точность	Неоднозначность при больших базах и высокая чувствительность к калибровке
Корреляционный интерферометр	Совокупность измеренных признаков и их корреляция с эталоном	Наилучшая адаптация к реальной антенной системе	Более сложные вычисления и необходимость эталонной модели

Из этой таблицы видно, что эволюция методов идёт от сравнительно простых аналоговых схем к цифровым многоканальным системам, где значительная часть точности обеспечивается уже не только антенной, но и алгоритмом обработки.

Автоматический радиокompас определяет направление на радиостанцию по амплитудному рассогласованию, формируя равнотензорное направление.

В двухканальных схемах с неподвижными антеннами угол удобно вычислять по соотношению $\tan \theta = U_1 / U_2$.

Доплеровский пеленгатор использует фазу низкочастотной модуляции, возникающей из-за движения антенны или виртуальной точки

приёма.

Фазовый интерферометр измеряет разности фаз на базе антенной решётки и восстанавливает направление по геометрическим соотношениям.

Корреляционный интерферометр сравнивает измеренный вектор признаков с теоретическими шаблонами и выбирает направление по максимуму критерия совпадения.

По мере усложнения метода возрастают требования к калибровке и вычислительным ресурсам, но одновременно растёт точность и устойчивость к неидеальностям.

Контрольные вопросы

Какое устройство называют автоматическим радиоконпасом и чем он отличается от общего радиопеленгатора?

Как формируется равносигнальное направление в АРК с вращающейся рамочной антенной?

Почему для системы с неподвижными антеннами требуется анализ четверти, а формулы $\theta = \arctan(U_1 / U_2)$ недостаточно самой по себе?

За счёт какого физического эффекта работает доплеровский пеленгатор и где в его тракте содержится информация о направлении?

Почему большая база фазового интерферометра одновременно повышает чувствительность и усиливает неоднозначность?

В чём заключается отличие корреляционного интерферометра от прямого фазового расчёта?

Как влияет многолучевость, калибровка каналов и неидеальности антенной системы на точность всех рассмотренных методов?

Примеры тестовых вопросов

1. Какое устройство называют пеленгатором?
 - А) Устройство, которое измеряет угол прихода радиоволн от ИРИ;
 - В) Устройство, которое измеряет расстояние до ИРИ;
 - С) Устройство, которое измеряет скорость ИРИ;
 - Д) Устройство, которое измеряет разность расстояний до ИРИ.
2. Какой тип антенны входит в состав автоматического радиоконпаса?
 - А) Рамочная антенна,
 - В) Узконаправленная антенна,
 - С) Параболическая антенна,
 - Д) Директорная антенна.
3. Какой пеленгатор называют интерферометром?
 - А) Пеленгатор, который вычисляет пеленг на основе разностей фаз сигналов на элементах антенной системы;
 - В) Пеленгатор, который вычисляет пеленг на основе эффекта корреляции сигналов на элементах антенной системы;
 - С) Пеленгатор, который вычисляет пеленг на основе разности спектров

сигналов на элементах антенной системы;

Д) Пеленгатор, который вычисляет пеленг на основе разности направлений на ИРИ;

4. Какую форму имеет диаграмма направленности антенны радиокompаса с вращающейся антенной?

А) Кардиоида;

В) Тороид;

С) Эллипсоид;

Д) Гиперболоид.

5. Какую форму (в большинстве случаев) имеют диаграммы направленности антенн корреляционного интерферометра

А) Тороид;

В) Кардиоида;

С) Эллипсоид;

Д) Гиперболоид.

6. Какой основной недостаток из списка у доплеровского пеленгатора?

А) Сильное влияние шумов;

В) Большое время взятия пеленга;

С) Высокая стоимость;

Д) Большие габариты;

7. При помощи какой антенны устраняется неоднозначность пеленга в автоматическом радиокompасе?

А) Ненаправленной антенны;

В) Узконаправленной антенны;

С) Направленной антенны;

Д) Параболической антенны.

8. Что выполняет корреляционный интерферометр для определения пеленга?

А) Сравнение измеренных разностей фаз между элементами антенной решетки и амплитудами опорного сигнала;

В) Сравнение измеренных разностей фаз между элементами антенной решетки и аналитически вычисленными разностями фаз;

С) Сравнение измеренных амплитуд между элементами антенной решетки и амплитудами опорного сигнала;

Д) Сравнение измеренных разностей доплеровских частот между элементами антенной решетки и спектром опорного сигнала.

9. Что называется истинным пеленгом?

А) Угол, отсчитываемый по часовой стрелки от северного направления и направлением на ИРИ;

В) Угол, отсчитываемый против часовой стрелки от северного направления и направлением на ИРИ;

С) Угол, отсчитываемый по часовой стрелки от относительного пеленга и направлением на ИРИ;

Д) Угол, отсчитываемый по часовой стрелки от продольной оси пеленгатора и направлением на ИРИ.

10. Что называется относительным пеленгом?

А) Угол между продольной осью транспортного средства и северным направлением;

В) Угол, отсчитываемый от поперечной оси транспортного средства и северным направлением;

С) Угол, отсчитываемый от продольной оси транспортного средства по часовой стрелке до северного направления;

Д) Угол между продольной осью транспортного средства и направлением на ИРИ.

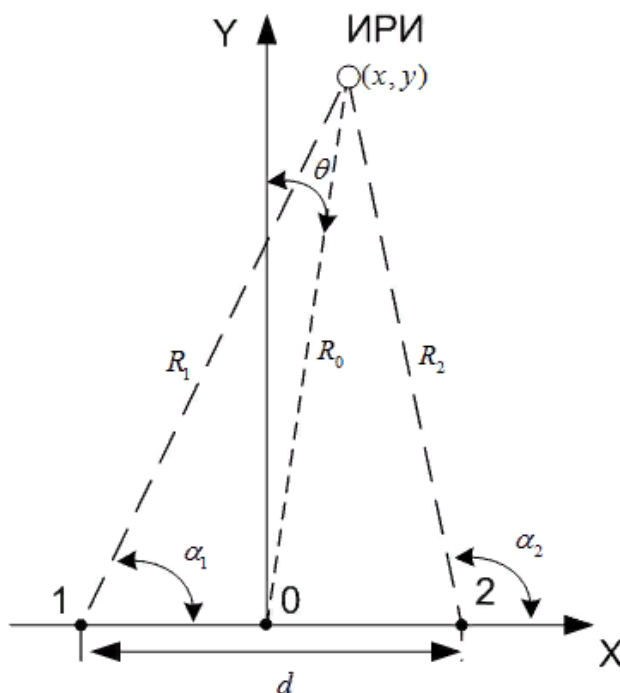
Практическое задание

Тема задания: оценка погрешности при использовании угломерного метода определения координат.

Цель задания: освоить методику оценки погрешности при использовании угломерного метода определения координат.

Содержание задания: оценить погрешность при использовании угломерного метода определения координат используя программное обеспечение MATLAB / Scilab / Octave (либо использовать любую альтернативную среду математического моделирования / программирования).

На рисунке 2.16 приведены геометрические соотношения при использовании угломерного метода и соответствующие аналитические соотношения для определения координат.



$$\alpha_1 = \arctg\left(\frac{y}{d/2 + x}\right),$$

$$\alpha_2 = \pi - \arctg\left(\frac{y}{d/2 - x}\right)$$

$$x = -\frac{d}{2} \sin(\alpha_1 + \alpha_2) / \sin(\alpha_1 - \alpha_2),$$

$$y = d \cdot \sin \alpha_1 \cdot \sin \alpha_2 / \sin(\alpha_2 - \alpha_1)$$

Рисунок 2.16 – К поредению координат по двум пеленгам

Ход выполнения задания:

1) Построить график зависимости СКО (среднеквадратическое

отклонение) оценки координат X , Y , (по оси ординат) от СКО оценки угла прихода радиоволны от ИРИ (по оси абсцисс). Использовать формулы из лекции №1. Должно получиться две кривых на одном графике. При расчетах СКО углов считать одинаковыми. Сделать выводы о характере зависимости.

Порядок действий:

1. Задать истинные значения углов (один угол должен быть менее 90 градусов, другой более 90 градусов). Задать расстояние между приемными пунктами (базу).

2. Определить по формулам (рисунок 2.16) истинное значение координат.

3. Сгенерировать случайный процесс с нулевым средним и требуемым СКО, объемом 1000 значений. Добавить к каждому измеряемому углу. Тем самым мы задаем погрешность в измерение угла прихода. Получим по 1000 каждого из углов.

4. Подставим эти углы в формулы вычисления координат. Получим 1000 значений X и Y .

5. Вычислим СКО X и СКО Y . Получили одно значение для X и одно для Y .

6. Для построения графиков необходимо получить некоторое количество значений СКО X и Y . Для этого нужно изменять СКО измерения углов, например, в пределах от 0.2 до 2 градусов с шагом 0.2.

2) Построить поле ошибок определения X и Y для трех значений СКО углов, например, 0.2, 1, 2 градуса. Сделать выводы по полученным результатам.

На рисунках 2.17-2.18 примеры получаемых графиков при выполнении задания.

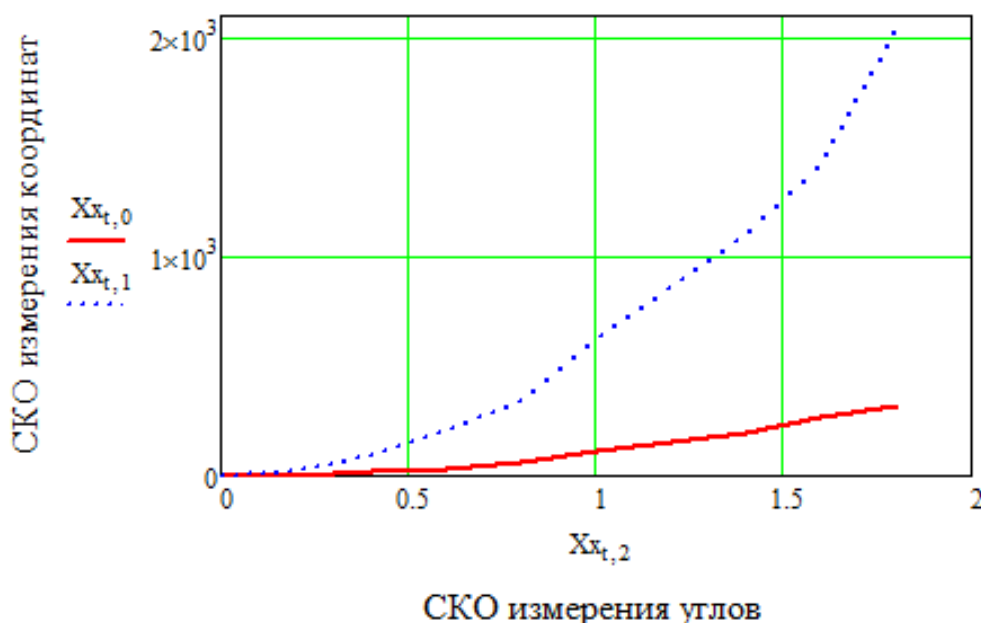
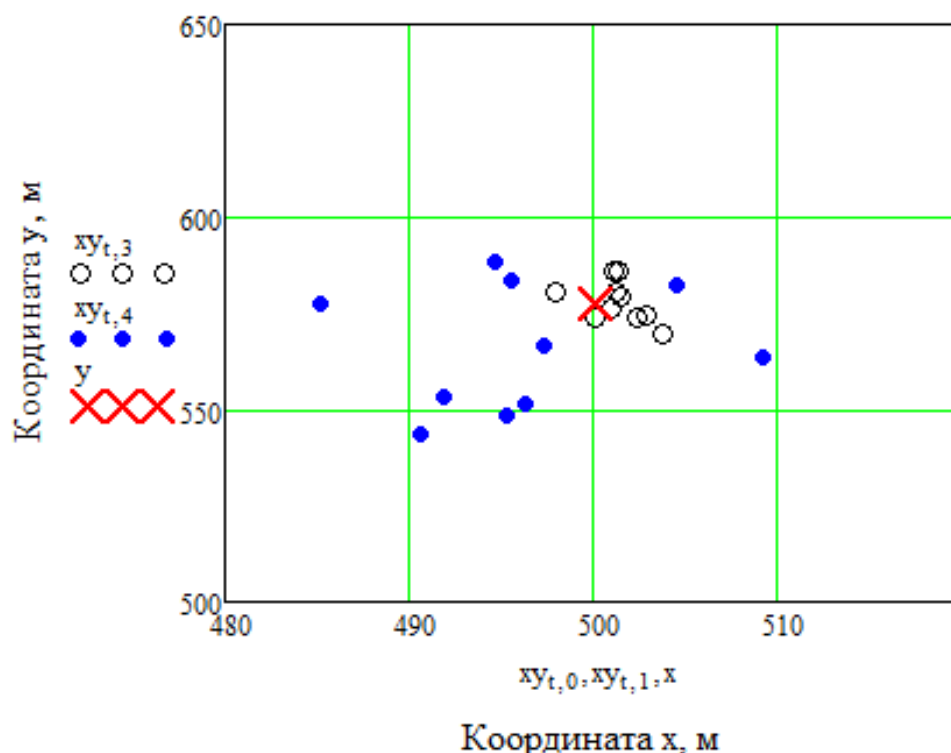


Рисунок 2.17 – Пример зависимости СКО измерения углов от СКО измерения координат



Поле ошибок.

Красным крестом обозначены истинные координаты.

Черными кружками обозначены "измеренные" координаты при СКО

измерения пеленгов 0,2 град;

точками - при СКО = 1 град.

Рисунок 2.18 – Пример поля ошибок определения X и Y для двух значений СКО углов

Глоссарий

Пеленгование – это процесс определения направления на источник радиоизлучения относительно выбранного опорного направления.

Радиопеленгатор – устройство, которое измеряет угол прихода радиоволн и позволяет определить направление на их источник.

Пеленг – угол между направлением на источник радиоизлучения из точки пеленгования и некоторым исходным направлением.

Пеленг истинный – угол, отсчитываемый по часовой стрелки от северного направления и направлением на ИРИ.

Пеленг относительный – угол между продольной осью транспортного средства и направлением на ИРИ.

Автоматический радиокompас (АРК) – радиопеленгатор, предназначенный для непрерывного определения курсового угла радиостанции относительно продольной оси летательного аппарата.

Радиомаяк – передающая радиостанция с известным местоположением, излучающая специальные радиосигналы, принимая которые на борту судна или самолета можно определить направление на нее

(ее пеленг).

Кардиоида – плоская линия, схожая своим очертанием со стилизованным изображением сердца.

3 Определение местоположения источников радиоизлучения

Определение местоположения источника радиоизлучения является одно из важных задач радиомониторинга, радиоразведки или радиоконтроля. Эта задача сводится к оценке координат источника по радиотехнической величине, которая получена в результате обработки принятого сигнала, как правило, в разных точках пространства. Примеры радиотехнических величин:

- направление прихода волны в одной или нескольких точках пространства;
- время прихода сигнала;
- разность времени прихода сигнала в разных точках пространства;
- уровень мощности принятого сигнала;
- доплеровское смещение частоты.

Наибольшее распространение в радиолокации и радионавигации получили методы позиционных линий. В качестве примеров можно привести следующие методы:

- **угломерные** – по измерению направлений на источник радиоизлучения из разных точек пространства;
- **дальномерные** – по измерению расстояний до источника из разных точек пространства;
- **разностно-дальномерные** – по разности расстояний или времени прихода в разных точках пространства.

В свободном пространстве или на открытой местности погрешность определения местоположения и максимальная дальность до источника радиоизлучения определяются взаимным расположением точек приёма сигнала относительно источника радиоизлучения и чувствительностью приёмника. В городских условиях задача существенно усложняется из-за многолучёвости, экранирования зданиями прямой видимости прямой видимости источника радиоизлучения.

Рассмотрим далее угломерные и дальномерные методы определения координат источника радиоизлучения при решении задачи радиомониторинга в городских условиях.

3.1 Определение местоположения источника в городских условиях

Особенности влияния городской среды

В городской среде принятый радиосигнал, как правило, образован суммой отражённых сигналов, пришедших по разным траекториям в результате влияния многолучевости. Отражённые сигналы различаются амплитудой, задержкой, начальной фазой.

Отражённые сигналы искажают полезный сигнала от источника радиоизлучения, поэтому измеренный пеленг на источник радиоизлучения может отличаться от истинного направления. Наибольшие погрешности пеленгования наблюдается в условиях отсутствия прямой радиовидимости, когда принятый сигнал, по которому определяется пеленг, образован только

за счёт отражения от элементов рельефа местности. Примерами элементов рельефа местности являются: строения, лес или деревья, холмы, транспорт, линии электропередач и т.д. (рисунок 3.1).



Рисунок 3.1 – Типичные факторы, снижающие точность пеленгования в городской среде: рельеф местности, плотная застройка, транспорт и линии электропередачи

С одной стороны, в результате распространения радиоволн от источника радиоизлучения принимаемый пеленгатором сигнал образован как отражёнными сигналами, так и сигналами в результате дифракции радиоволн на препятствиях. Однако уровень дифракционного поля за препятствиями может быть недостаточен для обнаружения радиосигнала. Поэтому система неподвижная (стационарная) система радиомониторинга не обеспечивает полного покрытия городской местности.

С другой стороны, при наличии открытой радиовидимости комплексная огибающая поля в точке приёма за счёт многолучевости представляет собой сумму отражённых радиоволн на центральной частоте ω можно записать как:

$$E(t) = \sum_{k=1}^M a_k e^{j(\omega t - \varphi_k)}, \quad (3.1)$$

где основными параметрами являются:

a_k – амплитуда k -й отражённой радиоволны;

φ_k – начальная фаза k -й отражённой радиоволны;

M – количество отражённых радиоволн.

Поскольку параметры поля из (3.1) заранее неизвестны или могут меняться во времени по заранее неизвестному закону за счёт движения

источника радиоизлучения или приёмника пеленгатора, то случайными функциями положения приёмника. В результате измеренное направление на источник радиоизлучения может зависеть от точки расположения пеленгатора или источника радиоизлучения, либо от ориентации, передающей или приёмной антенн. Перемещение пеленгатора или источника радиоволн может приводить к заметному изменению пеленга на источник радиоизлучения. Поэтому одиночное измерение пеленга в указанных условиях не позволяет определить координаты источника радиоизлучения с высокой достоверностью. Кроме этого, уровень принятого сигнала также случайно меняется не только из-за расстояния между источником радиоизлучения и пеленгатором, но и из-за влияния многолучевости. Поэтому уровень сигнала при определении местоположения источника радиоизлучения используется как вспомогательная величина.

При переходе от стационарного варианта пеленгования к мобильному, вероятность правильного пеленгования станет выше, поскольку увеличится вероятность появления условий прямой видимости и усреднения пеленгов в процессе движения пеленгатора. Поэтому чаще всего пеленгаторы в городских условиях являются мобильными.

Рассмотрим влияние центральной частоты на погрешность пеленгования источника радиоизлучения. С изменением центральной частоты излучения меняется характер распространения радиоволн, а значит и структура поля в точке приёма в городской среде. Чем больше длина волны (ниже частота), тем «легче» волна огибает препятствия в виде зданий или неровностей рельефа местности. Поэтому вероятность того, что в принятом поле (3.1) будет доминировать радиоволна с направления на источник радиоизлучения, будет возрастать. Напротив, с увеличением частоты радиоволны «хуже» огибают препятствия и принимаются за счёт отражения радиоволн препятствиями. В условиях городской застройки это приводит к тому, что радиоволны чаще всего принимаются с направлений, отличающихся от истинного направления на источник радиоизлучения. Поэтому при повышении частоты и заданной ошибке пеленгования вероятность правильного определения истинного пеленга, особенно при отсутствии прямой видимости, уменьшается (рисунок 3.2).

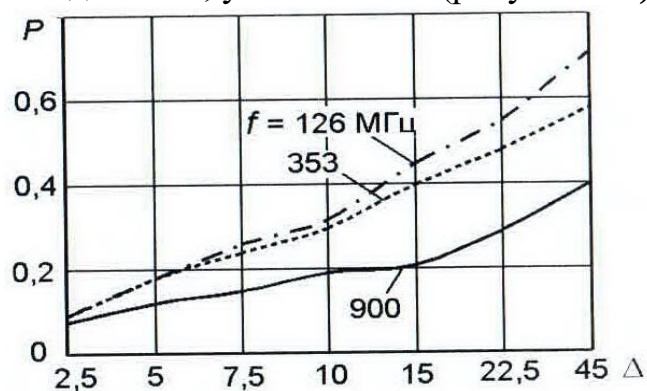


Рисунок 3.2 – Иллюстрация зависимости вероятности вычисления истинных пеленгов от ошибки пеленгования и рабочей частоты

3.2 Угломерный метод

Для определения местоположения источника радиоизлучения в средствах радиоконтроля нередко используются угломерные методы. Угломерный (триангуляционный) метод основан на измерении направления прихода электромагнитной волны (пеленгов) с разных пунктов (точек, позиций) и определении местоположения источника радиоизлучения по полученным пеленгам (см. рисунок 3.3). По существу, угломерный метод является частным случаем метода позиционных линий, когда линии положения образуются из пунктов в направлении измеренных пеленгов. Геометрически линия положения означает, что источник радиоизлучения лежит на прямой, выходящей из пункта измерения под углом, равному измеренному пеленгу. Обычно углы на источник радиоизлучения измеряются относительно севера (азимут) либо относительно некоторой опорной системы координат.

Угломерный (триангуляционный) метод широко используется при радиоконтроле, потому что не требует знания момента излучения сигнала и в общем случае не требует синхронизации источника с пунктами приёма.

Рассмотрим математические соотношения для линии положения из одного пункта измерения. Пусть из точки $P_i(x_i, y_i)$ с известными координатами измерен пеленг α_i относительно горизонтальной оси ОХ. Вектор направления на источник радиоизлучения равен

$$\mathbf{u}_i = \begin{bmatrix} \cos \alpha_i \\ \sin \alpha_i \end{bmatrix}.$$

Тогда любая точка линии положения может быть записана параметрически:

$$\begin{cases} x = x_i + \lambda_i \cos \alpha_i, \\ y = y_i + \lambda_i \sin \alpha_i, \end{cases} \lambda_i \geq 0.$$

Здесь параметр λ_i имеет смысл расстояния вдоль линии прямой от пункта измерения до источника радиоизлучения.

Аналогично, для двух пунктов приёма сигнала от источника радиоизлучения $P_1(x_1, y_1)$ с измеренным пеленгом α_1 и $P_2(x_2, y_2)$ с измеренным пеленгом α_2 . и известными координатами первого и второго пункта для первой прямой имеем

$$\begin{cases} x = x_1 + \lambda_1 \cos \alpha_1, \\ y = y_1 + \lambda_1 \sin \alpha_1, \end{cases}$$

а для второй прямой имеем

$$\begin{cases} x = x_2 + \lambda_2 \cos \alpha_2, \\ y = y_2 + \lambda_2 \sin \alpha_2. \end{cases}$$

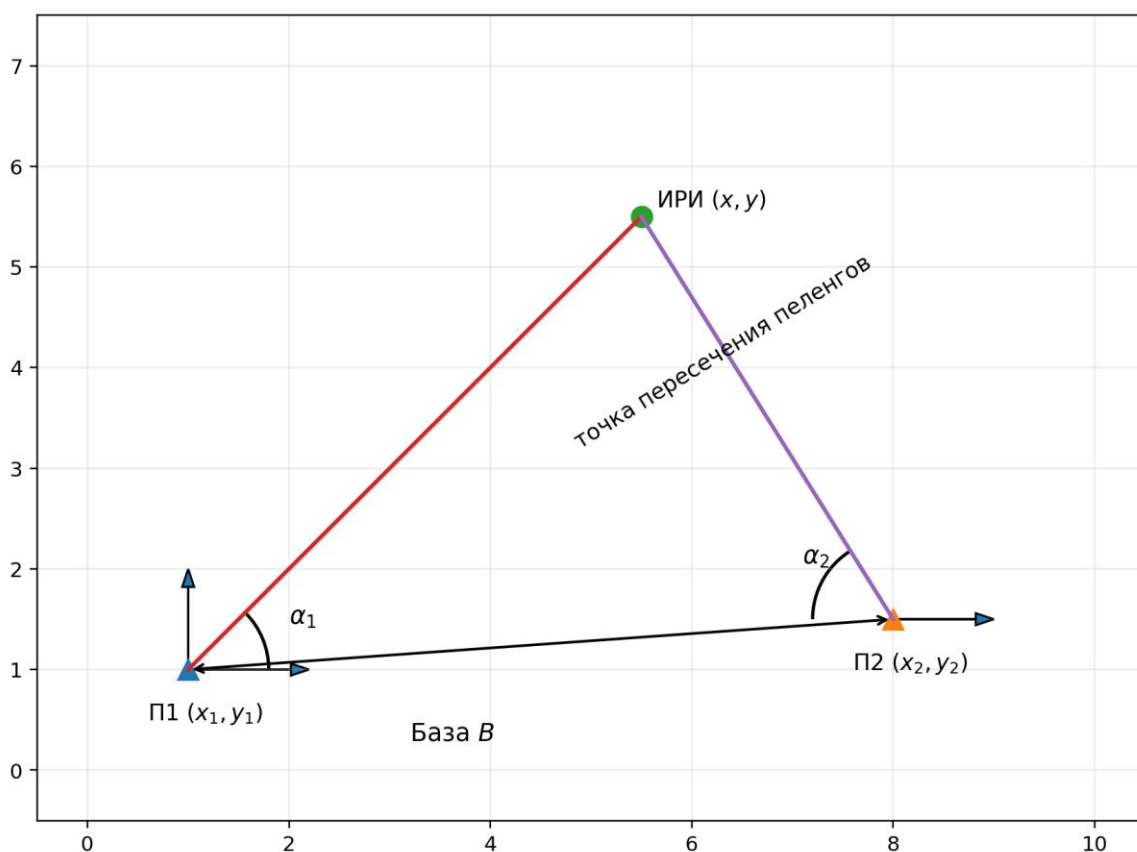


Рисунок 3.3 – Геометрические соотношения для угломерного метода: из каждой позиции измерения можно провести прямую в направлении пеленга на источник радиоизлучения и точка пересечения этих прямых является местоположением источника радиоизлучения

Так как источник радиоизлучения для первого и второго уравнения один и тот же, координаты (x, y) совпадают и их можно приравнять, поэтому

$$\begin{cases} x_1 + \lambda_1 \cos \alpha_1 = x_2 + \lambda_2 \cos \alpha_2, \\ y_1 + \lambda_1 \sin \alpha_1 = y_2 + \lambda_2 \sin \alpha_2. \end{cases}$$

Перенесём известные координаты источников радиоизлучения вправо:

$$\begin{cases} \lambda_1 \cos \alpha_1 - \lambda_2 \cos \alpha_2 = x_2 - x_1, \\ \lambda_1 \sin \alpha_1 - \lambda_2 \sin \alpha_2 = y_2 - y_1. \end{cases}$$

Получили линейную систему из двух уравнений относительно λ_1 и λ_2 . Решая её, получаем

$$\lambda_1 = \frac{(x_2 - x_1) \sin \alpha_2 - (y_2 - y_1) \cos \alpha_2}{\sin(\alpha_2 - \alpha_1)},$$

$$\lambda_2 = \frac{(x_2 - x_1) \sin \alpha_1 - (y_2 - y_1) \cos \alpha_1}{\sin(\alpha_2 - \alpha_1)}.$$

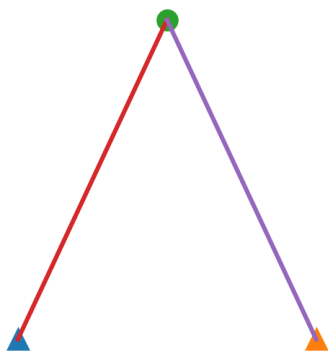
Отсюда, координаты источника находятся подстановкой, например в первое уравнение:

$$x = x_1 + \lambda_1 \cos \alpha_1,$$

$$y = y_1 + \lambda_1 \sin \alpha_1.$$

Для методов позиционных линий на погрешность определения местоположения влияет угол, под которыми пересекаются линии положения. Угломерный метод не исключение: решающее значение имеет угол пересечения линий положения. Чем ближе угол пересечения линий положения 90° , тем меньше будет погрешность определения местоположения за счёт влияния угла пересечения линий положения. Напротив, если пеленги почти одинаковы и соответствующие линии положения почти параллельны, то погрешность определения местоположения становится значительной (см. рисунок 3.4). Фактор влияния угла пересечения линий положения называют геометрическим фактором. Математически влияние геометрического фактора отражается множителем $\frac{1}{\sin(\alpha_2 - \alpha_1)}$.

Хорошая геометрия:
угол пересечения близок к 90°



Плохая геометрия:
пеленги почти параллельны

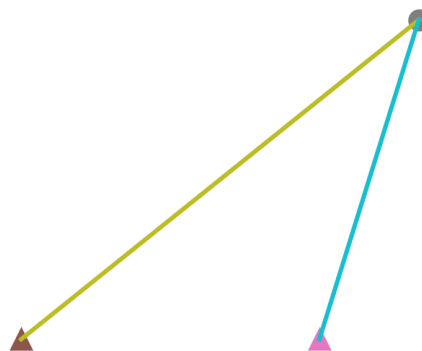


Рисунок 3.4 – Влияние геометрии на точность угломерного метода: слева пеленги пересекаются под большим углом, справа – почти параллельны

Анализ рисунка показывает, что чем больший угол между пересекающимися прямыми, тем больше база – расстояние между пунктами измерения пеленгов. Отсюда следует важный вывод: для улучшения точности определения местоположения источника радиоизлучения необходимо стремиться измерять пеленги из наиболее удалённых точек пространства так, чтобы угол между ними стремился к 90° . Иначе говоря, не следует измерять пеленги из двух позиций, дающих близкие к параллельным линии положения.

Поскольку расположение источника радиоизлучения в городской среде заранее неизвестно относительно предполагаемых пунктов измерения, то в этих условиях целесообразно вместо стационарной станции радиоконтроля использовать мобильные станции радиоконтроля с таким маршрутом движения, который бы обеспечивал «хороший» геометрический фактор вокруг предполагаемой области расположения источника радиоизлучения. Таким образом, для реализации угломерного метода важно

не только точность определения пеленга, но и расположение точек измерения пеленгов относительно источника радиоизлучения.

Угломерный метод широко используется при решении задач радиоконтроля, поскольку отсутствует необходимость в измерении времени излучения сигнала источником радиоизлучения, а также допускает сравнительно простую аппаратную реализацию как в стационарном, так и в мобильном исполнении. Как и другие методы определения местоположения, на погрешность определения местоположения влияет многолучёвость, геометрический фактор, влияние неидеальности антенно-фидерных трактов и приемных каналов.

3.3 Формирования пеленгов на источник радиоизлучения в городской среде

Для обеспечения хорошей точности определения местоположения источника радиоизлучения с помощью угломерных методов требуется сформировать совокупность пеленгов из разных точек (пунктов) в городской среде. С одной стороны, это обусловлено необходимостью нахождения более выгодных расположений станции радиоконтроля, когда наблюдается наименьшее влияние препятствий (зданий, рельефа местности), загораживающих источник радиоизлучения. С другой стороны, для реализации угломерного метода необходимо измерить хотя бы два пеленга на источник радиоизлучения.

По способу формирования пеленгов на источник радиоизлучения в городской среде:

1. Метод привода;
2. Квазистационарный метод;
3. Стационарный метод;
4. Метод вычисления координат в движении.

3.3.1 Метод привода

Метод привода основан на движении мобильного пеленгатора в сторону ИРИ по измеренному пеленгу. По мере уменьшения расстояния средний уровень принимаемого сигнала возрастает, а влияние геометрических ошибок постепенно снижается.

Основной принцип, заложенный в этот метод, состоит в следующем: если направление выбрано правильно, то при движении к источнику радиоизлучения будет наблюдаться:

увеличение среднего уровня принятого сигнала от источника радиоизлучения;

стабилизация усреднённого направления на источник радиоизлучения.

Для свободного пространства связь между мощностью и расстоянием описывается формулой Фрииса:

$$P_r = P_t G_t G_r \left(\frac{\lambda}{4\pi R} \right)^2.$$

В реальной городской среде эта формула не применима из-за влияния многолучёвости, но качественный вывод сохраняется: при приближении к источнику радиоизлучения средний уровень принятого сигнала увеличивается (см. рисунок 3.5).

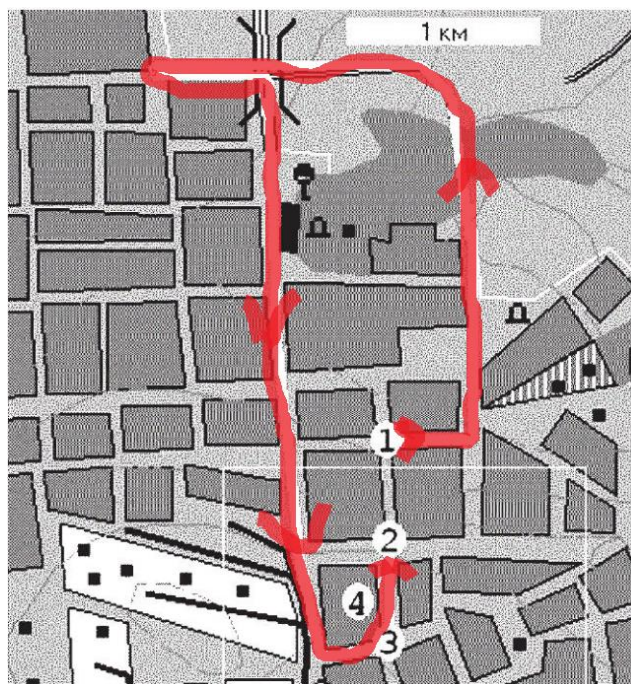


Рисунок 3.5 – Иллюстрация маршрута при оценке местоположения методом привода: последовательное движение по направлению пеленга к области расположения источника радиоизлучения

Метод привода реализован в автоматической станции радиоконтроля АРК «Аргумент» при работе оператора в специализированном программном обеспечении (см. рисунок 3.6).

При работе в одноканальном режиме пеленгования реализованы инструменты визуализации, упрощающие поиск источников излучения методом привода. К ним относятся временные диаграммы: график истории амплитуд (верхний левый сектор) и график истории пеленгов (верхний правый сектор). Обе диаграммы синхронизированы по общей временной оси (ордината). По абсциссе первого графика откладывается уровень сигнала в децибелах, второго – значение угла в градусах. Эти зависимости позволяют оператору отслеживать динамику изменения мощности сигнала и направления на источник во времени. Дополнительно на круговом индикаторе, синхронно с текущим значением пеленга, строится кривая плотности распределения направлений (гистограмма пеленгов). Пик этой кривой указывает на наиболее вероятное направление прихода сигнала. Изменение положения этого пика регистрируется на графике истории пеленгов. В условиях высокой интерференции положение пика гистограммы

задает предпочтительный курс движения пеленгатора.

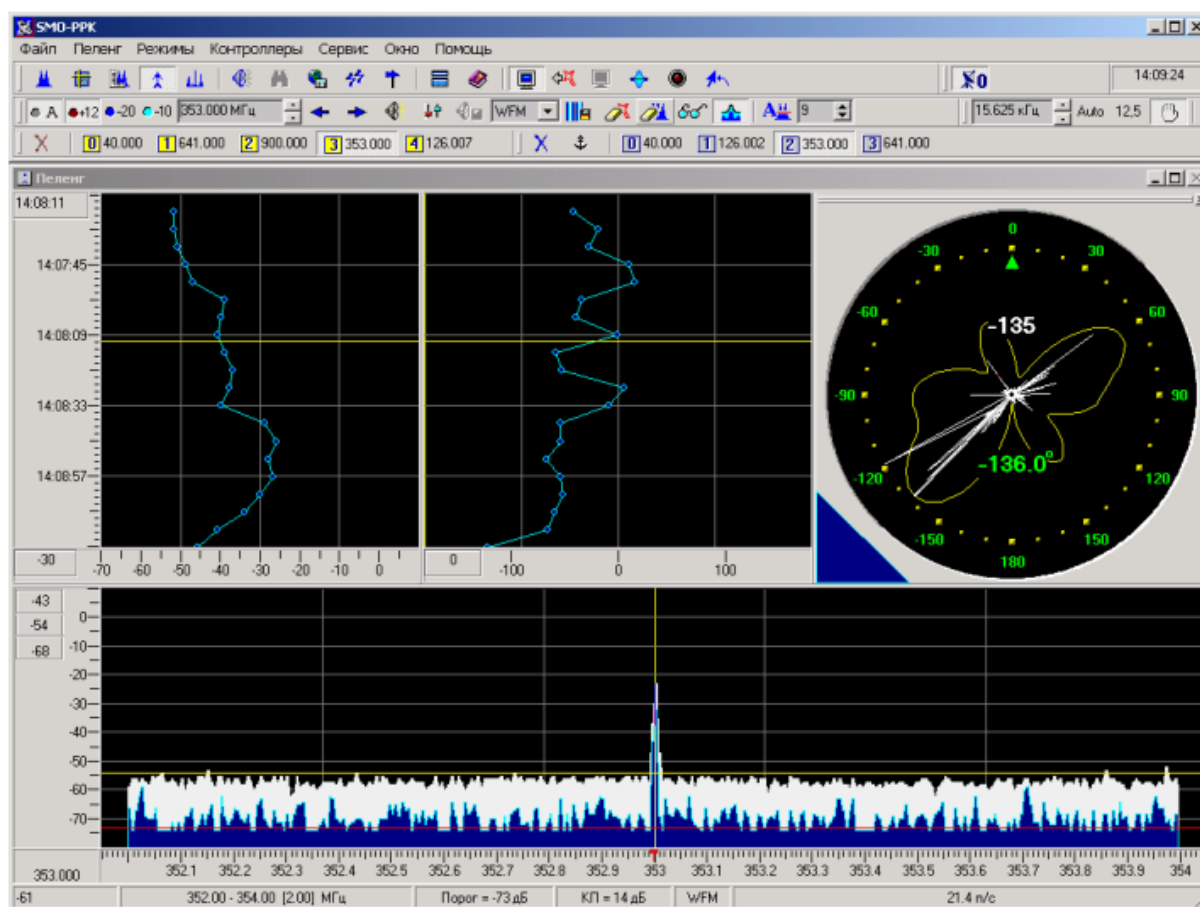


Рисунок 3.6 – Программное обеспечение при поиске источника радиоизлучения по методу привода

Основными достоинствами метода привода являются малое время поиска, интуитивно понятная логика работы оператора, снижение ошибок пеленгования по мере приближения к источнику радиоизлучения. К недостаткам метода привода следует отнести необходимость источника радиоизлучения постоянного или достаточно продолжительного излучения радиосигнала, при значительной многолучевости движение мобильной станции может происходить по ложному направлению.

3.3.2 Квазистационарный метод

Для устранения недостатков метода привода, был разработан квазистационарный метод определения источников радиоизлучения. Квазистационарный метод предполагает измерение пеленгов на источник радиоизлучения из разных точек (позиций, пунктов) с использованием выносной, высокочувствительной антенны (часто разворачиваемой на мачте). Предполагается, что за время, необходимое для переезда станции мониторинга между позициями и выполнения измерений, источник радиоизлучения остается неподвижным (стационарным).

Квазистационарный метод – это вариант, когда одна станция мониторинга работает как будто «почти стационарно»: прибыла на точку (пункт измерения), выполнила измерения пеленга на источник радиоизлучения, переехала на новую точку, снова остановилась, снова измерила и т.д. Таким образом, квазистационарный метод основан на определении местоположения источника радиоизлучения одной неподвижной станцией радиоконтроля, которая перемещается по городу между измерениями пеленгов.

Расположение пунктов выбирается на достаточном удалении от источников помех (высокие здания, ЛЭП, трамвайных путей, металлических конструкций). Для повышения достоверности и точности измерений на каждом пункте пеленги накапливаются. По совокупности измеренных пеленгов определяются координаты источника радиоизлучения, что эквивалентно пересечению в одной точке линий положения (см. рисунок 3.7).

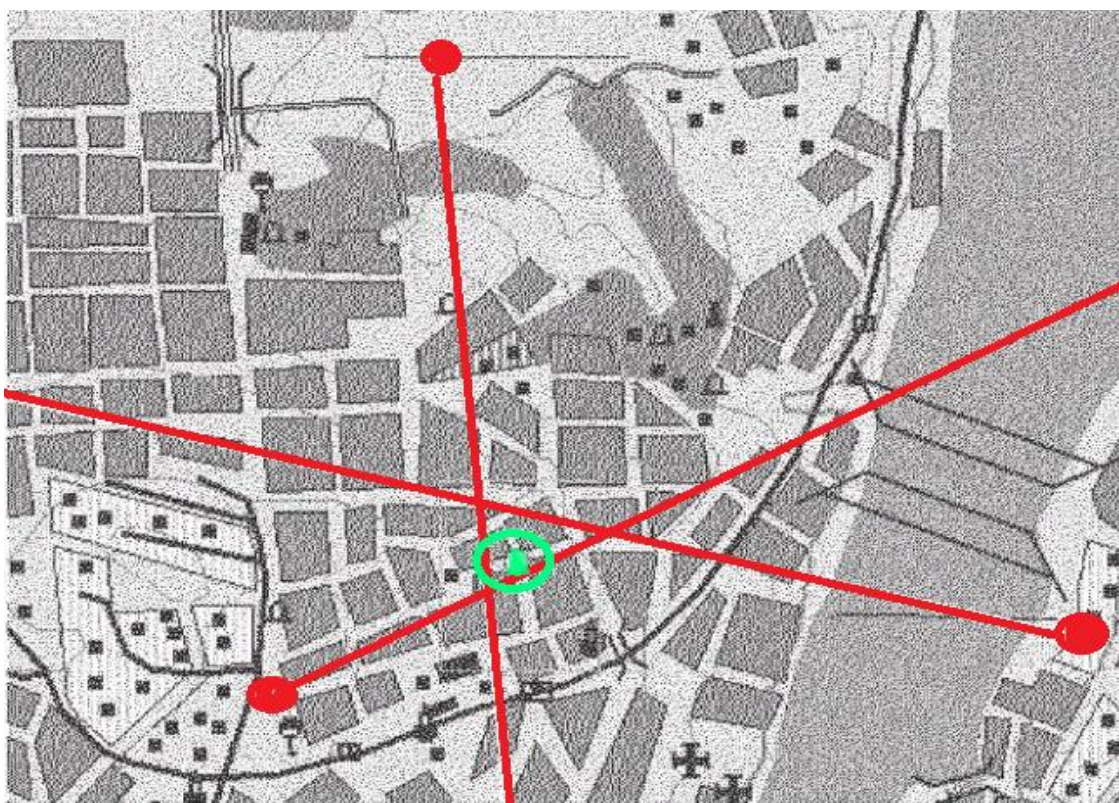


Рисунок 3.7 – Квазистационарный метод: координаты источника оцениваются по пересечению пеленгов, полученных из нескольких точек одной мобильной станцией

В отличие от метода привода, приёмные пункты неподвижны, поэтому при накоплении пеленгов на источник радиоизлучения отсутствуют динамические ошибки, связанные с движением, возможно использовать вынесенную на высокую мачту антенную систему, а также локализовать на городской местности источники помех и отражений.

По сравнению с методом привода, квазистационарный метод имеет

более высокую точность измерений, а также наглядность получаемых данных и принципиальную возможность селекции наиболее качественных позиций пунктов измерений. Определение местоположения источника радиоизлучения характеризуется скрытностью для заинтересованных сторон. Однако для перемещения станции радиоконтроля из одной точки в другую требуется время, а позиции для измерений пеленга должны быть в достаточной мере удалены от переотражающих объектов, так и от источников электромагнитных помех.

3.3.3 Стационарный метод вычисления координат

Стационарный метод определения местоположения источника радиоизлучения отличается от квазистационарного метода тем, что пеленги измеряются несколькими стационарными станциями радиоконтроля и одновременно. В квазистационарном методе пеленги измеряются одной станцией радиоконтроля в разное время за счёт её передвижения из одной позиции в другую.

Другим вариантом стационарного определения местоположения источника радиоизлучения является угломерно-дальномерный метод, широко применяемый в базовых станциях мобильной связи LTE: базовая станция определяет направление на мобильный телефон абонента и измеряет задержку на распространения радиосигнала. В иностранной литературе этот метод обозначается как AoA+TADV. Здесь Angle of Arrival (AoA) – угол прихода сигнала на базовую станцию от мобильного телефона абонента, а Timing Advance (TADV) это время, на которое сигнал от абонента должен быть сдвинут по времени, чтобы прийти на базовую станцию синхронно. По существу, TADV определяет расстояние между мобильным телефоном и базовой станцией. Угол прихода радиоволны от мобильной станции определяется на базовых станциях, где в качестве антенн используются антенные решётки или секторные антенны. В последнем случае угол прихода радиоволны определяется с точностью до ширины луча диаграммы направленности секторной антенны.

3.3.4 Метод вычисления координат в движении

В этом методе станция радиоконтроля движется по заранее выбранному маршруту и непрерывно измеряет параметры сигнала, по которым определяются пеленги на источник радиоизлучения (см. рисунок 3.8). По мере получения пеленгов координаты источника радиоизлучения уточняются.

Если мобильная станция радиоконтроля в моменты времени t_k находится в точках (x_k, y_k) и измеряет пеленги α_k , то на основе совокупности значений (x_k, y_k, α_k) формируется совокупность линий положений, по которым можно определить координаты источника радиоизлучения.

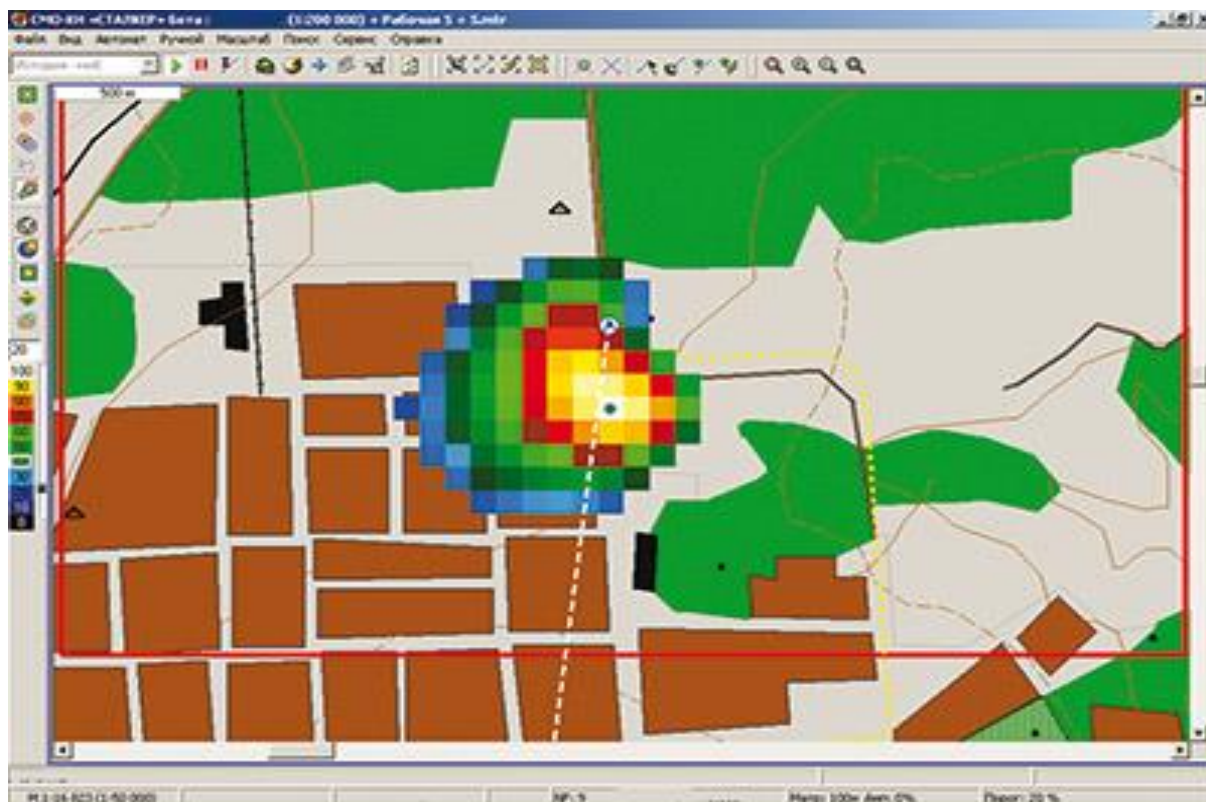


Рисунок 3.8 – Метод вычисления координат в движении: по ходу маршрута станции радиоконтроля формируется карта вероятного положения источника радиоизлучения

По существу, этот метод является развитием квазистационарного метода, когда измерения пеленгов формируются в процессе движения станции радиоконтроля. Поэтому в этих условиях имеется возможность обнаружения и определения местоположения кратковременных сигналов, а также высокая оперативность получения результатов при условии предварительного выбора оптимальной траектории движения в области расположения предполагаемого источника радиоизлучения. Метод применяется исключительно при пеленговании одиночного источника излучения; для обеспечения достоверности определения местоположения источника радиоизлучения требуется заблаговременно задать маршрут движения станции радиоконтроля. Однако в условиях плотной городской застройки и сложного рельефа местности не исключается возникновение локальных зон с аномальными (существенно большими) погрешностями пеленгования.

3.3.5 Дальномерный метод

В данном разделе рассматриваются вопросы радиомониторинга применительно к базовым станциям системы мобильной радиосвязи.

Дальномерный метод основан на измерении расстояний R_i от $i = 1 \dots N$ станций радиоконтроля до источника радиоизлучения и последующим пересчётом этих расстояний и известных координат станций радиоконтроля

в координаты местоположения источника радиоизлучения.

Каждому измеренному расстоянию R_i от точки с координатами (x_i, y_i) расположения станции радиоконтроля до источника радиоизлучения можно сопоставить окружность радиусом R_i . В любой точки этой окружности может быть расположен источник радиоизлучения.

Если измерены дальности хотя бы из двух точек, получаются две окружности. Их пересечение даёт одну или две возможные точки, т.е. получается неоднозначное решение о местоположении источника радиоизлучения. Для устранения этой неоднозначности достаточно добавить третье измерение дальности.

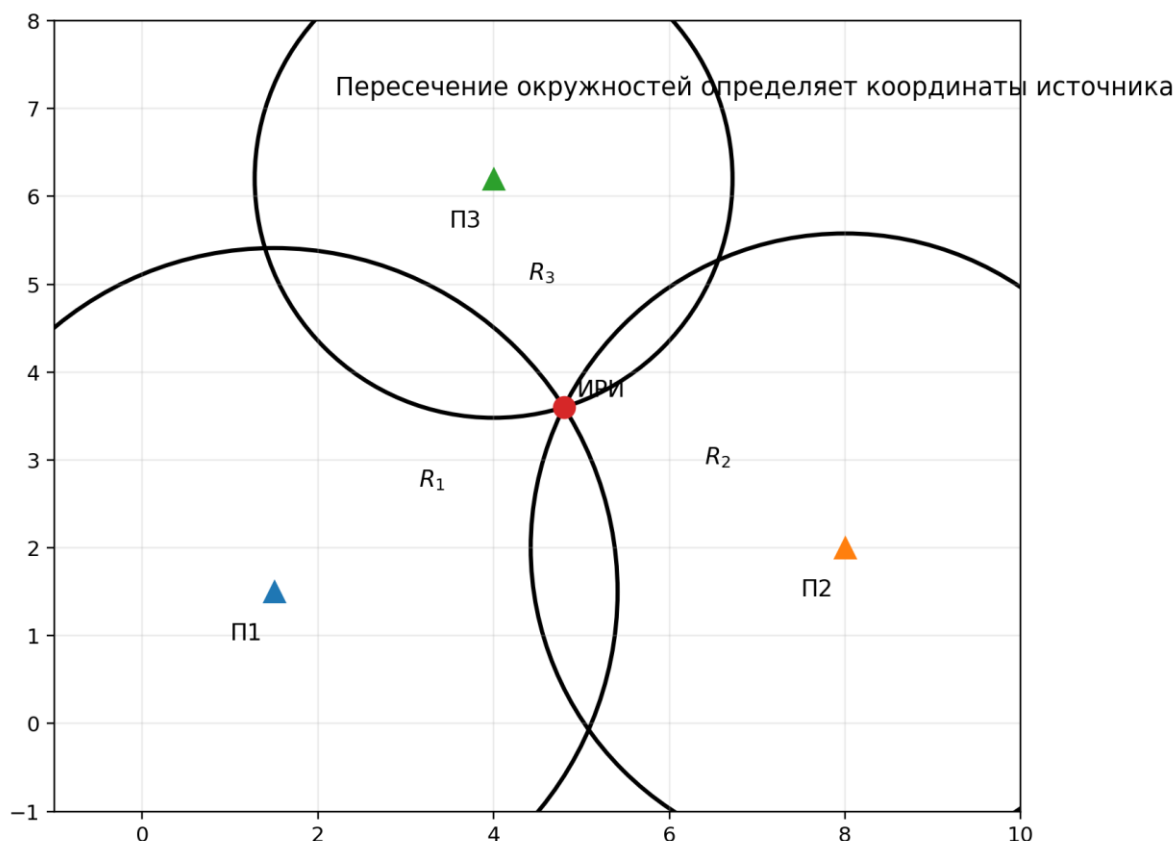


Рисунок 3.9 – Геометрия дальномерного метода: каждая станция задаёт окружность радиуса R_i , а координаты ИРИ определяются их пересечением

Однако в системах радиоконтроля этот метод применить крайне затруднительно: чтобы измерить дальность, нужно знать момент излучения сигнала или иметь временную синхронизацию с источником. Именно поэтому в системах радиоконтроля вместо дальномерного метода чаще используют разностно-дальномерный метод.

Однако в системах мобильной радиосвязи базовые станции имеют принципиальную возможность оценивать расстояние до источника радиоизлучения (мобильного телефона).

Различают следующие методы оценки расстояния в системах мобильной связи:

- Cell ID (CID) расшифровывается как Cell Identity и переводится как

«идентификатор соты». Для этого метода расстояние от базовой станции с указанным идентификатором соты ID до мобильного телефона абонента определяется радиусом действия этой базовой станции. Для метода Cell ID расстояние от базовой станции до мобильного телефона не измеряется, а сопоставляется с радиусом действия базовой станции. В городской среде типичный радиус соты находится в диапазоне 100 м – 1 км, в пригороде – от 1 км до 5 км.

- Enhanced Cell ID расшифровывается как Enhanced Cell Identity и переводится как «расширенный идентификатор соты». Для этого метода определяется расстояние от мобильного телефона до базовой станции не приблизительно, как для Cell ID, а с помощью времени RTT (Round Trip Time, переводится как время приема-передачи), за которое сигнал распространяется от базовой станции до мобильного телефона. По известному RTT можно определить расстояние как

$$R = \frac{RTT \cdot c}{2}.$$

Время на приём-передачу RTT связано с параметром **Timing Advance (TA)**, которое представляет собой целое число, которое соответствуют определенному временному интервалу.

Для GSM временной шаг TA равен 3,69 мкс, для LTE временной шаг 0,52 мкс, а для систем сотовой связи поколения 5G NR временной шаг TA определяется применённым разносом поднесущих (Subcarrier Spacing, SCS) при реализации мультиплексирования с ортогональным частотным разделением каналов, Orthogonal frequency-division multiplexing (OFDM) и варьируется в диапазоне от 39 м до 78 м.

В системах мобильной связи параметр **Timing Advance (TA)** используется для синхронизации моментов излучения мобильных телефонов, чтобы сигналы на базовую станцию принимались в определённое время. Это исключает наложение сигналов разных мобильных телефонов, расположенных на разном расстоянии от базовой станции. Базовая станция оценивает задержку распространения сигнала для каждого подключенного мобильного телефона. Затем каждому мобильному телефону базовая станция отправляет его индивидуальное значение TA. Телефон, получив эту команду, начинает передавать свой пакет данных раньше на эту величину. В результате сигналы от ближних и дальних абонентов прибывают на базовую станцию строго одновременно, укладываясь в отведенные временные слоты (слоты восходящей линии).

По известному TA и количеству X таких интервалов можно определить расстояние от абонента до базовой станции как

$$R = X \cdot \frac{TA \cdot c}{2}.$$

Максимальная погрешность определения расстояния не превышает половины TA, пересчитанного в расстояние:

$$\Delta R_{max} = \frac{TA \cdot c}{4}.$$

Например, для GSM шаг измерения расстояния от мобильной станции до базовой станции составляет

$$\Delta R = \frac{TA \cdot c}{2} = \frac{3,69 \cdot 10^{-6} \cdot 3 \cdot 10^8}{2} \approx 554 \text{ м},$$

а максимальная ошибка измерения расстояния равна

$$\Delta R_{\max} = \frac{TA \cdot c}{4} = \frac{3,69 \cdot 10^{-6} \cdot 3 \cdot 10^8}{4} \approx 277 \text{ м}.$$

В системах мобильной связи поколения LTE параметр TA равен 16 длительности символов T_s OFDM, т.е. $TA = 16 \cdot T_s$. В свою очередь, длительность символа связана с основанием БПФ Z при демодуляции OFDM и разном поднесущих Δf как

$$T_s = \frac{1}{Z \cdot \Delta f}.$$

Например, для БПФ по основанию 2048 и разном поднесущих 15 кГц длительность OFDM символа должна быть равна

$$T_s = \frac{1}{Z \cdot \Delta f} = \frac{1}{2048 \cdot 15 \cdot 10^3} \approx 32,55 \text{ нс}.$$

Отсюда, параметр TA для систем мобильной связи поколения LTE равен

$$TA = 16 \cdot T_s = 16 \cdot 32,55 \cdot 10^{-9} = 0,52 \text{ мкс}.$$

Шаг измерения расстояния от мобильной станции до базовой станции поколения LTE составляет

$$\Delta R = \frac{TA \cdot c}{2} = \frac{0,52 \cdot 10^{-6} \cdot 3 \cdot 10^8}{2} = 78 \text{ м},$$

а соответствующая максимальная ошибка измерения расстояния равна

$$\Delta R_{\max} = \frac{TA \cdot c}{4} = \frac{0,52 \cdot 10^{-6} \cdot 3 \cdot 10^8}{4} \approx 39 \text{ м}.$$

Рассмотрим теперь способ определения координат источника радиоизлучения по измерениям дальностей базовыми станциями системы мобильной связи. Пусть координаты источника равны (x, y) , а координаты i -й станции — (x_i, y_i) . Тогда расстояние между ними определяется известным выражением

$$R_i = \sqrt{(x - x_i)^2 + (y - y_i)^2}.$$

Возведём это выражение в квадрат

$$(x - x_i)^2 + (y - y_i)^2 = R_i^2.$$

В результате, получили известное уравнение окружности с центром i -й станции (x_i, y_i) . Аналогично, для N базовых станций получаем совокупность окружностей, которая описывается системой нелинейных уравнений

$$\begin{aligned}
(x-x_1)^2 + (y-y_1)^2 &= R_1^2, \\
(x-x_2)^2 + (y-y_2)^2 &= R_2^2, \\
&\vdots \\
(x-x_N)^2 + (y-y_N)^2 &= R_N^2.
\end{aligned}$$

Нелинейный характер уравнения вызван тем, что искомые координаты источника радиоизлучения возводятся в квадрат.

Для линеаризации этой системы уравнения из каждого уравнения первое:

$$(x-x_i)^2 + (y-y_i)^2 - [(x-x_1)^2 + (y-y_1)^2] = R_i^2 - R_1^2.$$

Раскрывая скобки и сокращая x^2 и y^2 , получаем

$$2(x_i - x_1)x + 2(y_i - y_1)y = (x_i^2 + y_i^2 - R_i^2) - (x_1^2 + y_1^2 - R_1^2).$$

В результате, получили линейное уравнение относительно неизвестных x и y .

Аналогично, для всех $i=2, \dots, N$ можно составить уравнение в матричной форме

$$H\mathbf{u} = \mathbf{g},$$

где

$\mathbf{u} = \begin{bmatrix} x \\ y \end{bmatrix}$ – вектор истинных координат источника радиоизлучения на

плоскости;

$$H = \begin{bmatrix} 2(x_2 - x_1) & 2(y_2 - y_1) \\ 2(x_3 - x_1) & 2(y_3 - y_1) \\ \vdots & \vdots \\ 2(x_N - x_1) & 2(y_N - y_1) \end{bmatrix} \text{ – матрица удвоенных проекций на оси } OX \text{ и } OY$$

расстояний между базовыми станциями, описывает чувствительность измерений к изменению координат источника радиоизлучения;

$$\mathbf{g} = \begin{bmatrix} x_2^2 + y_2^2 - d_2^2 - x_1^2 - y_1^2 + d_1^2 \\ x_3^2 + y_3^2 - d_3^2 - x_1^2 - y_1^2 + d_1^2 \\ \vdots \\ x_N^2 + y_N^2 - d_N^2 - x_1^2 - y_1^2 + d_1^2 \end{bmatrix} \text{ – вектор измерений расстояний между}$$

источником радиоизлучения и базовыми станциями совместно с координатами этих базовых станций.

Если количество измерений дальности больше двух, то оценки координат источника радиоизлучения определяются из следующего выражения

$$\hat{\mathbf{u}} = \begin{bmatrix} \hat{x} \\ \hat{y} \end{bmatrix} = (H^T H)^{-1} H^T \mathbf{g}.$$

Погрешность определения координат источника радиоизлучения

определяется углом пересечения линий положения (окружностей) в точке расположения источника радиоизлучения. Угол пересечения линий положения определяется взаимным расположением базовых станций и источника радиоизлучения.

Количественно влияние геометрического расположения базовых станций на погрешность определения координат источника радиоизлучения описывается геометрическим фактором:

$$G = \sqrt{\text{tr}((H^T H)^{-1})},$$

где $\text{tr}(\cdot)$ – операция вычисления следа матрицы, т.е. суммы элементов, стоящих на главной диагонали квадратной матрицы, в данном случае, матрицы $(H^T H)^{-1}$.

Чем меньше геометрический фактор G , тем точнее определяются координаты источника радиоизлучения.

Для трёх базовых станций геометрический фактор может быть определён через углы β_i от источника радиоизлучения на i -ую базовую станцию, отсчитываемые относительно оси ОХ, с помощью следующей формулы:

$$G = \sqrt{\frac{3}{\sin^2(\beta_2 - \beta_1) + \sin^2(\beta_3 - \beta_1) + \sin^2(\beta_3 - \beta_2)}}.$$

Как видно из этой формулы, если углы от источника радиоизлучения на базовые станции почти совпадают, синусы стремятся к нулю и геометрический фактор становится большим. Напротив, если базовые станции расположены вокруг источника радиоизлучения равномерно, то геометрический фактор минимальный.

Среднеквадратическая погрешность определения местоположения $\sigma_{\Delta r}$ связана с среднеквадратической погрешностью σ_r определения дальности от источника радиоизлучения до базовой станции следующим выражением

$$\sigma_{\Delta r} = G \cdot \sigma_r.$$

При этом считается, что погрешность определения дальности до каждой базовой станции одинакова.

Например, если среднеквадратическая ошибка (СКО) измерения расстояния от абонента до каждой из трех базовых станций составляет 50 метров, а геометрический фактор равен 1,5, то СКО определения местоположения абонента дальномерным методом равно 75 м.

3.3.6 Метод определения местоположения источника радиоизлучения на основе определения мощности сигнала

В данном разделе рассматриваются вопросы радиомониторинга применительно к базовым станциям системы мобильной радиосвязи. Источником радиомониторинга здесь являются базовая станция или источник радиоизлучения (мобильный телефон).

Расстояние между базовой станцией и источником радиоизлучения

может быть оценено через потери на трассе (Path Loss, PL) и параметры передатчика с помощью модели распространения радиоволн.

Потери уровня сигнала на трассе распространения радиоволн можно выразить через:

- эффективную изотропно-излучаемую мощность (Equivalent Isotropic Radiated Power, EIRP) базовой станции;
- среднюю мощность принятых опорных (пилотных) сигналов от конкретной базовой станции Reference Signal Received Power (RSRP)

$$PL_{dB} = EIRP_{dBm} - RSRP_{dBm}.$$

Кроме этого, параметр RSRP в системах мобильной связи поколения LTE и 5G NR используется для оценки качества покрытия и уровня сигнала. Это основной параметр для принятия решения о хэндове (переключении на другую соту).

Средняя мощность принятого сигнала от базовой станции при оценке RSRP определяется по специальным пилотным (эталонным, опорным) сигналам.

Опорный (пилотный) сигнал – это специальный заранее известной формы радиосигнал, который базовая станция передает постоянно, чтобы мобильные устройства могли измерить уровень сигнала (RSRP), оценить состояние радиоканала и синхронизироваться с базовой станцией. Пилот-сигнал формируется на основе заранее известной и определённой последовательности нулей и единиц. Технологии LTE и 5G NR построены на технологии OFDM, которая распределяет частотно-временной ресурс на множество узких поднесущих частот и временных слотов. Пилотный сигнал занимает на этой сетке строго отведённые ячейки – ресурсные элементы Resource Elements (RE) из ресурсного блока Resource Blocks (RB), входящего в слот из 7 или 6 OFDM символов (см. рисунок 3.10).

Символы пилотного сигнала передаются с эталонной (известной) средней мощностью (Reference Signal Power) передатчика базовой станции и определённым сдвигом фазы.

Эффективная изотропно-излучаемая мощность $EIRP_{dBm}$ может быть выражена через эталонную мощность передатчика базовой станции с помощью следующего соотношения:

$$EIRP_{dBm} = P_{RE,RS} + 10\log_{10}(N_{RE,active}) + G_{Ant,Total},$$

где

$P_{RE,RS}$ – средняя мощность опорного (пилот) сигнала для одного ресурсного элемента, в дБм;

$N_{RE,active}$ – среднее количество активных ресурсных элементов (поднесущих) в одном символе OFDM, на которых в данный момент ведется передача. Зависит от выделенной полосы частот и текущей загрузки соты;

$G_{Ant,Total}$ – коэффициент усиления антенной системы базовой станции.

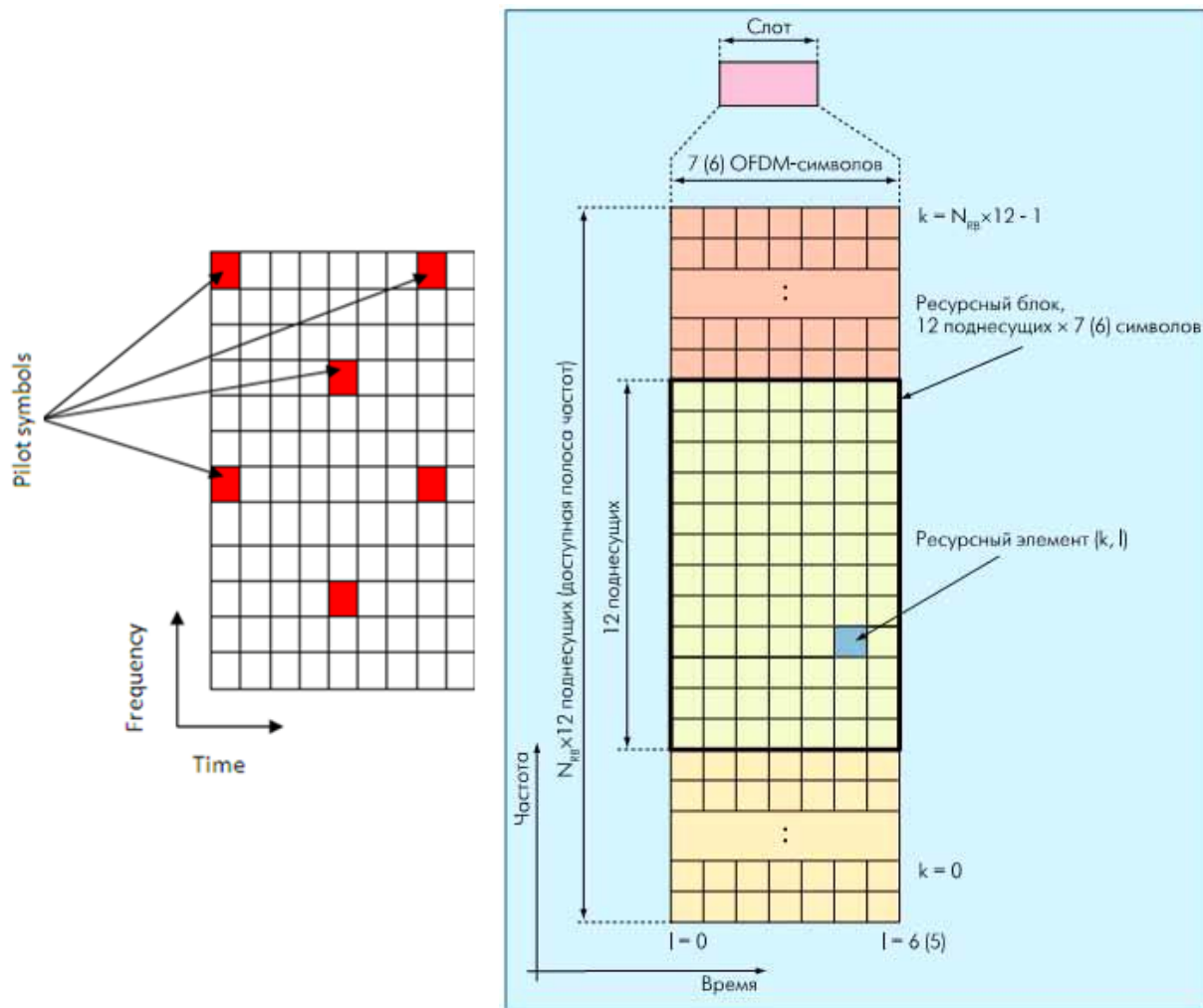


Рисунок 3.10 – Частотно-временной ресурс при реализации технологий LTE и 5G NR

Например, пусть для базовой станции LTE 1800 МГц даны следующие характеристики:

- $P_{RE,RS} = 15,2$ дБм (стандартное значение для макросоты на порт 1).
- Полоса канала = 20 МГц ($N_{RB} = 100$).
- Поправка на трафик $\Delta_{Traffic-to-Pilot} = +2$ дБ (передача данных).
- Усиление антенны = 18 дБи.

Тогда эффективная изотропно-излучаемая мощность равна

$$EIRP = 15,2 + 10\log_{10}(12 \cdot 100) + 2 + 18 = 66 \text{ дБм (или примерно 4 кВт)}.$$

Здесь учтена поправка на трафик представляет собой отношение мощности, выделяемой на передачу пользовательских данных (трафика), к мощности, выделяемой на передачу опорных (пилотных) сигналов

$$\Delta_{Traffic-to-Pilot} = 10\log_{10}\left(\frac{P_{\text{Данные}}}{P_{\text{Пилот}}}\right),$$

где

$P_{\text{Данные}}$ – средняя мощность ресурсного элемента, Вт;

$P_{\text{Пилот}}$ – средняя мощность ресурсного элемента с опорным

сигналом, Вт.

Поправка на трафик показывает, насколько мощность символов данных может превышать мощность опорных сигналов (CRS/SSB) в момент пиковой загрузки. В сетях LTE обычно составляет $\approx +1,76$ дБ (при 16QAM) до $+3,0$ дБ. В режиме отсутствия трафика $\Delta = 0$.

В сетях 5G NR с динамическим распределением ресурсов) формула разбивается на компоненты:

$$EIRP_{dBm} = P_{RE,RS} + (10 \log_{10}(12 \cdot N_{RB}) + \Delta_{Traffic-to-Pilot}) + G_{Ant,Array},$$

где

N_{RB} – количество ресурсных блоков в полосе канала. Например, для LTE 20 МГц $N_{RB} = 100$;

12 – количество поднесущих в одном ресурсном блоке (константа для LTE и 5G NR);

$12 \cdot N_{RB}$ – общее количество поднесущих частот в спектре;

$\Delta_{Traffic-to-Pilot}$ – поправка на отношение мощности трафика к пилот-сигналу (Traffic-to-Pilot Ratio), дБ;

$G_{Ant,Array}$ – коэффициент усиления антенной решетки за счет когерентного сложения сигналов от нескольких передающих элементов, дБ.

Для пересчёта потерь на трассе в расстояние от базовой станции до источника радиоизлучения (мобильного телефона) могут быть рассмотрены различные модели трассы распространения радиоволн.

Например, если трасса распространения радиоволн по свойствам близка к свободному пространству, то можно записать формулу Фрииса:

$$PL_{dB} = 20 \cdot \log_{10}(d) + 20 \cdot \log_{10}(f) + 20 \cdot \log_{10}\left(\frac{4\pi}{c}\right),$$

где

d – расстояние от базовой станции до источника радиоизлучения, в метрах;

f – несущая частота сигнала, в Гц;

$c = 3 \cdot 10^8$ м/с – скорость света;

константа $20 \log_{10}(4\pi/c) \approx -147,55$ дБ.

В упрощённом виде эту же формулу можно переписать так, чтобы расстояние d выражалось в километрах, а частота в МГц:

$$PL_{dB} = 20 \log_{10}(d_{km}) + 20 \log_{10}(f_{MHz}) + 32,45.$$

Отсюда, можно выразить расстояние в свободном пространстве от базовой станции до источника радиоизлучения в километрах

$$d_{(km)} = 10^{\frac{PL_{dB} - 20 \log_{10}(f_{MHz}) - 32,45}{20}} \quad \text{или} \quad d_{(m)} = 10^{\frac{(EIRP_{dBm} - RSRP_{dBm}) - 20 \log_{10}(f_{Hz}) + 147,55}{20}}.$$

В городской среде радиосигнал затухает быстрее из-за влияния многолучевости и препятствий в виде зданий или рельефа местности.

Для прогнозирования потерь радиосигнала на трассе между базовой станцией и мобильным телефоном в городских условиях широко

распространена эмпирическая модель COST 231-Hata. Эта модель является прямым развитием более ранней модели Окомуры-Хата, применяемая в диапазоне частот 150 – 1500 МГц, и была разработана, чтобы расширить ее частотный диапазон для поддержки технологий сотовой связи, работающих на частотах 1500 – 2000 МГц. Модель получена в результате обработки обширных экспериментальных данных, проведенных Йошихисой Окамурой (Yoshihisa Okumura) в Токио, которые затем были аппроксимированы в математические формулы Масахару Хатой. В рамках европейского исследовательского проекта (COopération européenne dans le domaine de la recherche Scientifique et Technique, COST) № 231 модель была доработана для частот до 2 ГГц.

Самая простая городская эмпирическая модель без учета высоты антенн (упрощенный вариант COST 231) **мобильного телефона** абонента записывается следующим образом:

$$PL_{dB} = 46,3 + 33,9 \cdot \log_{10}(f_{MHz}) - 13,82 \cdot \log_{10}(h_{BS}) + (44,9 - 6,55 \cdot \log_{10}(h_{BS})) \cdot \log_{10}(d_{km}).$$

Отсюда, можно выразить расстояние от базовой станции до источника радиоизлучения в километрах для упрощенной модели COST 231-Hata без учёта высоты антенн **мобильного телефона** абонента:

$$d_{(km)} = 10^{\frac{EIRP_{dBm} - RSRP_{dBm} - 46,3 - 33,9 \cdot \log_{10}(f_{MHz}) + 13,82 \cdot \log_{10}(h_{BS})}{44,9 - 6,55 \cdot \log_{10}(h_{BS})}}.$$

где

h_{BS} – высота антенны базовой станции, в метрах (обычно 20-50 м);

f_{MHz} – центральная частота сигнала, в МГц;

$EIRP_{dBm}$ – эффективная изотропно-излучаемая мощность (Equivalent Isotropic Radiated Power, EIRP) базовой станции, в дБм;

$RSRP_{dBm}$ – среднюю мощность принятых опорных (пилотных) сигналов от конкретной базовой станции (Reference Signal Received Power), в дБм.

Рассмотрим примеры оценки расстояния от базовой станции до источника радиоизлучения для двух моделей распространения радиоволн.

Пусть EIRP для базовой станции равен 46 дБм (стандартные 40 Вт для 4G LTE), несущая частота передатчика равна $f = 1800$ МГц (Band 3), а оценка на мобильном телефоне составляет $RSRP = -80$ дБм. Потери уровня сигнала на трассе распространения составляют $PL = 46 - (-80) = 126$ дБ. Тогда по модели свободного пространства получим

$$d_{(km)} = 10^{\frac{126 - 20 \cdot \log_{10}(1800) - 32,45}{20}} \approx 10^{\frac{126 - 65,1 - 32,45}{20}} \approx 10^{1,42} \approx \mathbf{26,5 \text{ км}}.$$

Это расстояние, которое недостижимо в реальности из-за кривизны Земли.

Для упрощенной модели COST 231 Hata получим

$$d = 10^{\frac{126 - 46,3 - 33,9 \cdot 3,255 + 13,82 \cdot 1,477}{44,9 - 6,55 \cdot 1,477}} = 10^{\frac{126 - 46,3 - 110,3 + 20,4}{44,9 - 9,67}} = 10^{\frac{-10,2}{35,23}} \approx 10^{-0,29} \approx \mathbf{0,51 \text{ км}}.$$

Расстояние от базовой станции до мобильного телефона в 510 метров

для условий плотной городской застройки при уровне сигнала -80 дБм можно считать достаточно реалистичным.

В качестве альтернативной метрики уровня принятого сигнала также используют индикатор уровня RSSI (Received Signal Strength Indicator) – это индикатор уровня принимаемого сигнала, который показывает полную мощность принятого сигнала приёмником в определённой полосе частот. В отличие от RSRP, при оценке RSSI в принятом сигнале не делают различия между "полезным" сигналом от обслуживающей базовой станции и помех. Таким образом, оценка RSSI определяет суммарную среднюю мощность всех сигналов, принятых приёмным трактом в данный момент времени. В частности, в суммарную мощность входит мощность опорных сигналов (RSRP) от базовой станции, средняя мощность сигналов полезных данных (PDSCH) от базовой станции, средняя мощность всех соседних базовых станций, работающих на той же частоте, тепловой шум приёмника и т.п.

Чаще всего индикатор уровня RSSI в современных сетях (LTE/5G) используется для вычисления показателя качества или чистоты полезного принимаемого сигнала RSRQ (Reference Signal Received Quality). Индикатор качества связи RSRQ не измеряется напрямую, а вычисляется на основе RSRP и RSSI, объединяя их в единый показатель эффективности

$$RSRQ = \frac{N \cdot RSRP}{RSSI},$$

где

N – количество ресурсных блоков (RB), в полосе которых проводились измерения;

RSRP – мощность полезного сигнала (пилотного), Вт;

RSSI – общая мощность, включающая полезный сигнал, помехи от других базовых станций и тепловой шум, Вт.

Если RSSI растёт (увеличиваются помехи от соседних базовых станций), а RSRP остаётся прежним, то RSRQ падает. Телефон понимает, что сигнал есть, но его качество плохое из-за помех, и может принять решение переключиться на другую базовую станцию или частоту.

Связь между RSSI и RSRP описывается следующей общей формулой

$$RSRP_{\text{дБм}} = RSSI_{\text{дБм}} - 10 \log_{10} \left(\frac{N_{\text{total}}}{N_{\text{RS}}} \right),$$

где

$RSSI_{\text{дБм}}$ – измеренная полная мощность в символе OFDM (дБм);

N_{total} – общее количество поднесущих в символе (зависит от ширины канала, например, для LTE 20 МГц $N_{\text{total}} = 1200$);

N_{RS} – количество поднесущих в символе, которые несут опорные (пилот) сигналы (RS) и участвуют в расчете RSRP.

Например, пусть на оборудовании абонента сети LTE значение $RSSI = -80$ дБм. Чему равно значение RSRP в дБм (округлить до десятых), если отношение количества поднесущих в одном символе, участвующих в оценке RSRP, к общему числу поднесущих в этом символе относится как 1:12?

Как видно из задачи, общая мощность, измеренная по всем поднесущим в символе OFDM, включая сигнал своей соты, помехи и шумы равна $RSSI = -80$ дБм. Отношение числа поднесущих, используемых для оценки RSRP (пилотные RE), к общему числу поднесущих в символе $= 1:12$. При идеальных условиях (когда помехи от соседних сот и тепловой шум пренебрежимо малы) вся мощность RSSI приходится на полезные поднесущие, то есть RSRP составляет долю от RSSI, пропорциональную доле пилотных поднесущих. Тогда RSRP можно вычислить как

$$RSRP = -80 + 10 \log_{10} \left(\frac{1}{12} \right) = -80 - 10,8 = -90,8 \text{ дБм}.$$

Кроме указанных индикаторов мониторинга качества связи абонентского устройства применяется также SINR (Signal to Interference plus Noise Ratio) – это отношение уровня полезного сигнала к сумме уровней помех (Interference) и шума (Noise). Индикатор SINR можно оценить косвенно с помощью индикатора RSRQ с помощью выражения

$$SINR_{linear} = \frac{RSRQ_{linear} \cdot x}{1 - RSRQ_{linear} \cdot x},$$

где

$SINR_{linear}$ – отношение сигнала к помехам и шуму в линейном масштабе;

x – коэффициент активности поднесущих, равный доле поднесущих в символе OFDM, содержащем опорные сигналы, фактически используется для передачи данных (трафика).

Коэффициент активности, по сути, отражает отношение мощностей сигналов "трафик/пилот". Пусть, например, имеется один ресурсный блок RB, который состоит из 12 поднесущих (по оси частоты) и 1 OFDM символа (по оси времени). Из 12 поднесущих ровно 2 поднесущие зарезервированы под пилотные сигналы (Reference Signals). Они передаются всегда. Остальные 10 поднесущих в этом символе – это место для пользовательских данных (PDSCH) или управляющих каналов. Если трафика нет, то коэффициент активности поднесущих равен

$$x = \frac{\text{Активные RE (только пилоты)}}{\text{Общее число RE в символе}} = \frac{2}{12} = \frac{1}{6}.$$

При полной загрузке ресурсного блока коэффициент активности

$$x = \frac{\text{Активные RE (пилоты + данные)}}{\text{Общее число RE}} = \frac{12}{12} = 1.$$

Таким образом, в системах мобильной связи отношение сигнала к помехам и шуму определяется степенью загрузки полезной информацией передаваемых символов.

Контрольные вопросы

Каковы особенности пеленгования ИРИ в городских условиях?

Каков принцип метода привОда, какие «+» и «-»?

Каков принцип квазистационарного метода, какие «+» и «-»?

Каков принцип метода вычисления координат в движении, какие «+» и «-»?

Почему в городской среде измеренный пеленг может отличаться от истинного?

В чём состоят достоинства и недостатки метода привода?

Почему квазистационарный метод обычно точнее метода привода?

Как формируется линия положения в угломерном методе?

Почему в формулах триангуляции появляется знаменатель $\sin(\alpha_2 - \alpha_1)$?

Как влияет угол пересечения пеленгов на итоговую ошибку координат?

Почему дальномерный метод требует знаний о времени излучения или синхронизации?

Как из уравнений окружностей получить линейную систему относительно координат источника?

В чём отличие абсолютной дальности от оценки по уровню сигнала?

Почему для устойчивого определения местоположения полезно иметь избыточное число измерений?

Примеры тестовых вопросов

1. Какой принцип использует квазистационарный метод определения местоположения с помощью мобильной станции?

А) Движении пеленгатора в зону расположения ИРИ по направлению пеленга. С уменьшением расстояния до ИРИ амплитуда сигнала возрастает;

В) Непрерывное пеленгование, накоплении пеленгов при движении по маршруту;

С) Получение отдельных пеленгов из фиксированных позиций;

Д) Получение отдельных пеленгов из случайных позиций на маршруте.

2. Какой принцип использует метод автоматического вычисления координат в движении определения местоположения с помощью мобильной станции?

А) Движение пеленгатора в зону расположения ИРИ по направлению пеленга. С уменьшением расстояния до ИРИ амплитуда сигнала возрастает;

В) Непрерывное пеленгование, накопление пеленгов при движении по маршруту;

С) Получение отдельных пеленгов из фиксированных точек;

Д) Непрерывное пеленгование при движении в сторону максимального уровня сигнала от ИРИ.

3. Какой принцип использует метод привода определения местоположения с помощью мобильной станции?

А) Движение пеленгатора в зону расположения ИРИ по направлению пеленга. С уменьшением расстояния до ИРИ амплитуда сигнала возрастает;

В) Движение пеленгатора в зону расположения ИРИ по направлению пеленга. С уменьшением расстояния до ИРИ амплитуда сигнала уменьшается;

С) Получение отдельных пеленгов из фиксированных точек;

D) Непрерывное пеленгование, накопление пеленгов при движении по маршруту.

4. Какие основные достоинства у квазистационарного метода определения местоположения с помощью мобильной станции?

A) БОльшая точность, чем у метода привОда;

B) Меньшее время получения результата, чем у метода привОда;

C) Скрытность работы;

D) В лучшей степени обнаруживает сигналы, которые редко выходят в эфир.

5. Какие основные достоинства метода автоматического вычисления координат ИРИ в движении определения местоположения с помощью мобильной станции?

A) Скрытность работы;

B) В лучшей степени обнаруживает сигналы, которые редко выходят в эфир;

C) Работает по одиночному источнику;

D) БОльшая точность, чем у метода привОда.

6. Какие основные достоинства метода привОда определения местоположения с помощью мобильной станции?

A) Относительно небольшое время поиска ИРИ;

B) Уменьшение влияния ошибок из-за движения в сторону ИРИ;

C) Необходимо чтобы ИРИ регулярно выходил в эфир;

D) Скрытность проведения операции.

7. Какие существуют методы определения местоположения ИРИ с помощью мобильной станции?

A) Метод привОда;

B) Квазистационарный метод;

C) Метод вычисления координат в движении;

D) Псевдослучайный метод;

E) Эвристический метод.

8. Чем обусловлены ложности пеленгования и определения местоположения ИРИ в городских условиях?

A) Неровностью рельефа;

B) Городской застройкой;

C) Линиями электропередач;

D) Автотранспортом.

9. Какие существуют методы (из приведенных) определения местоположения абонента мобильной станции?

A) Дальномерный метод;

B) Метод определения на основе определения мощности принятого сигнала;

C) Доплеровский метод;

D) Корреляционный метод.

Практическое задание

Тема задания: оценка расстояния от базовой станции до источника радиоизлучения для двух моделей распространения радиоволн.

Цель задания: освоить методику оценки расстояния от базовой станции до источника радиоизлучения (абонента мобильной станции).

Содержание задания: оценить расстояние от базовой станции до источника радиоизлучения для двух моделей распространения радиоволн.

Исходные данные: EIRP, несущая частота передатчика равна, RSRP.

Рассмотрим пример оценки расстояния от базовой станции до источника радиоизлучения (мобильного телефона) для двух моделей распространения радиоволн.

Пусть:

- EIRP для базовой станции равен 46 дБм (стандартные 40 Вт для 4G LTE),

- несущая частота передатчика равна $f = 1800$ МГц (Band 3),

- оценка на мобильном телефоне составляет RSRP = -80 дБм,

- высоту антенны базовой станции прием равной $h_{BS} = 30$ метров.

Расстояние в свободном пространстве от базовой станции до мобильного телефона в километрах вычисляют по формуле

$$d_{(km)} = 10^{\frac{PL_{dB} - 20 \log_{10}(f_{MHz}) - 32,45}{20}}.$$

где

$$PL_{dB} = EIRP_{dBm} - RSRP_{dBm},$$

f_{MHz} – центральная частота сигнала, в МГц.

Для упрощённой модели COST 231 Hata расстояние от базовой станции до мобильного телефона в километрах вычисляют по формуле

$$d_{(km)} = 10^{\frac{EIRP_{dBm} - RSRP_{dBm} - 46,3 - 33,9 \cdot \log_{10}(f_{MHz}) + 13,82 \log_{10}(h_{BS})}{44,9 - 6,55 \log_{10}(h_{BS})}},$$

где

h_{BS} – высота антенны базовой станции, в метрах (обычно 20-50 м);

$EIRP_{dBm}$ – эффективная изотропно-излучаемая мощность (Equivalent Isotropic Radiated Power, EIRP) базовой станции, в дБм;

$RSRP_{dBm}$ – среднюю мощность принятых опорных (пилотных) сигналов от конкретной базовой станции (Reference Signal Received Power), в дБм.

Потери уровня сигнала на трассе распространения составляют $PL = 46 - (-80) = 126$ дБ.

Тогда по модели свободного пространства, подставляя значения, получим

$$d = 10^{\frac{126 - 32,45 - 20 \cdot \log_{10}(1800)}{20}} \approx 10^{\frac{126 - 32,45 - 65,1}{20}} \approx 10^{1,42} \approx 26,5 \text{ км.}$$

Это расстояние, которое недостижимо в реальности из-за кривизны

Земли.

Для упрощённой модели COST 231 Hata, подставляя значения, получим

$$d = 10^{\frac{126-46,3-33,9-3,255+13,821,477}{44,9-6,55-1,477}} = 10^{\frac{126-46,3-110,3+20,4}{44,9-9,67}} = 10^{\frac{-10,2}{35,23}} \approx 10^{-0,29} \approx \mathbf{0,51 \text{ км.}}$$

Расстояние от базовой станции до мобильного телефона в 510 метров для условий плотной городской застройки при уровне сигнала -80 дБм можно считать достаточно реалистичным.

Глоссарий

Хэндовер (Handover) – процесс переключения мобильного устройства между базовыми станциями в сотовой сети без прерывания вызова или передачи данных.

Пилотный сигнал – заранее известный приемнику сигнал с фиксированными параметрами (частота, фаза, амплитуда), передаваемый вместе с информационным сигналом для синхронизации, оценки состояния канала связи и корректировки ошибок.

Заключение

В целом, дисциплина направлена на формирование знаний основных понятий и принципов функционирования радиотехнических систем мониторинга источников радиоизлучения, освоение методов и инструментов для оценивания параметров сигнала источников радиоизлучения и их местоположения.

В первом разделе рассмотрены методы измерения параметров радиосигналов: частоты, ширины спектра, вида модуляции, характеристик модуляции и манипуляции, особенности определения частоты сигналов с фазовой манипуляцией, особенности измерения мощности радиосигналов с помощью преобразования Фурье

Во втором разделе рассмотрены четыре вида радиопеленгационных устройств, которые используются для определения направления на источник радиоизлучения: двухканальные автоматические пеленгаторы; доплеровские и квазидоплеровские пеленгаторы; фазовые интерферометры; корреляционные интерферометры.

В третьем разделе рассмотрены методы определения местоположения источника радиоизлучения с помощью мобильной станции радиомониторинга, а также определения местоположения абонента мобильной радиосвязи с использованием дальномерного метода и методом на основе определения мощности сигнала

Для углубленного изучения дисциплины рекомендуется воспользоваться списком литературы и/или публикациями в сети Интернет по соответствующей теме.

Список литературы

1. Электронный обучающий курс по дисциплине «Радиотехнические системы мониторинга». [Электронный ресурс]: сайт системы дистанционного обучения ТУСУР. URL: <https://sdo.tusur.ru/course/view.php?id=156> (дата обращения: 01.04.2026).
2. Рембовский, А. М. Радиомониторинг: задачи, методы, средства: учебное пособие / А. М. Рембовский, А. В. Ашихмин, В. А. Козьмин; под редакцией А. М. Рембовского. – 3-е изд., перераб. и доп. – М.: Горячая линия-Телеком, 2012. – 640 с.
3. Scholl S. Exact Signal Measurements using FFT Analysis: course material Kaiserslautern - Fachbereich Elektrotechnik und Informationstechnik, 2016. С. 10. [Электронный ресурс]: электронная версия. URL: https://kluedo.ub.rptu.de/frontdoor/deliver/index/docId/4293/file/exact_fft_measurements.pdf (дата обращения: 01.04.2026).
4. Рыжков А. В. Частотно-временное обеспечение в сетях электросвязи: учебное пособие / А. В. Рыжков. – М.: Горячая линия-Телеком, 2021. – 270 с.
5. Радиооборудование. Часть 2. Средства радионавигации: учебное пособие / Хафизов А.В. – Кировоград: КЛА НАУ, 2014. – 212 с.
6. Мелихов С. В. Технологии цифровой радиосвязи: OFDM, COFDM, OFDMA, SC FDMA, MIMO. [Электронный ресурс]: учебное наглядное пособие / С. В. Мелихов. – Томск: ТУСУР, 2021. – 46 с. URL: <https://edu.tusur.ru/publications/9528> (дата обращения: 01.04.2026).
7. Таблица распределения полос радиочастот между радиослужбами Российской Федерации [Электронный ресурс]: сайт Главного радиочастотного центра. URL: <https://grfc.ru/grfc/zayav/radio-frequency-band-distribution-table/> (дата обращения: 01.04.2026).
8. Методические рекомендации в области радиоконтроля и использования радиоспектра ITU-R SM.1392-3. [Электронный ресурс]: сайт Международного союза электросвязи. URL: <https://www.itu.int> (дата обращения: 01.04.2026).