

Министерство науки и высшего образования  
Российской Федерации  
Ярославский государственный университет им. П. Г. Демидова  
Кафедра радиотехнических систем

**А. Н. КРЕНЕВ**

**П. Е. ПЕТУХОВ**

**ЦИФРОВАЯ  
ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ**

Учебное пособие

Ярославль  
ЯрГУ  
2019

УДК 62.391.8(075.8)  
ББК 3811.3я73  
К79

*Рекомендовано  
Редакционно-издательским советом университета  
в качестве учебного издания. План 2019 года*

Рецензенты:

А. В. Юдин, доктор технических наук, доцент;  
кафедра радиотехнических систем ЯВВУ ПВО

**Кренев, Александр Николаевич.**

К79 Цифровая обработка сигналов : учебное пособие  
/ А. Н. Кренев, П. Е. Петухов ; Яросл. гос. ун-т  
им. П. Г. Демидова. — Ярославль : ЯрГУ, 2019. — 128 с.

ISBN 978-5-8397-1173-0

Пособие ориентировано на формирование практических навыков изучения и применения базовых алгоритмов аппаратурной цифровой обработки радиосигналов. Последовательно, во взаимной связи, изложены основные свойства и характеристики непрерывных и цифровых сигналов, особенности аналого-цифрового преобразования, методы, базовые алгоритмы цифровой обработки радиосигналов с примерами программной реализации. Вопросы практического применения базовых алгоритмов изложены в пяти разделах пособия на примерах конкретных задач.

Предназначено для студентов, изучающих дисциплину «Цифровая обработка сигналов».

УДК 62.391.8(075.8)  
ББК 3811.3я73

ISBN 978-5-8397-1173-0

© ЯрГУ, 2019

## ВВЕДЕНИЕ

Цифровая обработка сигналов (ЦОС) является доминирующим, динамично развивающимся направлением в комплексе инструментов и технологий, используемых в задачах создания перспективных радиотехнических систем (РТС) различного назначения. Это обусловлено как интенсивным развитием цифровой и цифро-аналоговой элементной базы, так и развитием методов и алгоритмов обработки и формирования сигналов. Большой объём решаемых методами ЦОС задач связан с созданием практической аппаратуры радиосвязи, радиолокации и радионавигации, с методами обработки и формирования радиосигналов. В течение последних 20 лет сформировалось и быстро развивается направление решения задач ЦОС на программируемых логических интегральных схемах (ПЛИС), обеспечивающее высокую производительность за счёт распараллеливания вычислений, выполняемых на аппаратном уровне, и реконфигурируемость РТС на системном уровне за счёт программного изменения конфигурации созданных на ПЛИС устройств. Последнее определяет актуальность подготовки специалистов в этом направлении.

Базой курса «Цифровая обработка сигналов» являются курсы «Основы цифровой обработки сигналов», «Проектирование радиоэлектронной аппаратуры на цифровых сигнальных процессорах и микроконтроллерах», «Проектирование радиоэлектронной аппаратуры на ПЛИС», «Программирование на C++».

Первый раздел пособия посвящён основным вопросам взаимной связи параметров континуальных сигналов и полученных из них цифровых сигналов, а также принципам зональной обработки сигналов, частоты которых выше половины частоты дискретизации.

Во втором разделе подробно рассмотрены процессы аналого-цифрового и цифро-аналоговых преобразований сигналов.

В третьем разделе рассмотрены методы получения цифровых сигналов синфазной и квадратурной составляющих комплексной огибающей обрабатываемого радиосигнала — сигнальной основы алгоритмов ЦОС.

В четвёртом разделе рассмотрены основы оригинального метода векторного анализа радиосигналов с алгоритмом стабилизации векторной диаграммы и наглядного представления реальных сигналов в векторном виде.

Пятый раздел посвящён изложению принципа реконфигурируемости радиотехнических систем, цифровая обработка и формирование радиосигналов в которых реализуется на базе ПЛИС.

В шестом разделе рассмотрены основные базовые алгоритмы цифровой обработки радиосигналов, приведены примеры их программной реализации и результаты, получаемые при обработке реальных сигналов в конкретных приложениях.

Седьмой раздел посвящён основам поляризационной обработки радиосигналов с конкретными примерами и представлением результатов анализа.

В восьмом разделе приведены методы и алгоритмы обработки сигналов в спектральной области, в том числе алгоритмы обнаружения сигналов в спектральной области, и построения спектральных поверхностей с примерами обработки реальных сигналов.

Девятый раздел посвящён методу цифровой фазовой интерферометрии в задаче радиопеленгации, основой которого являются рассмотренные спектральные алгоритмы.

В целом учебное пособие содержит необходимый набор теоретических сведений и связанные с ним примеры практического применения базовых методов и алгоритмов ЦОС в различных приложениях, что обеспечивает логическую связь в процессе приобретения компетенций категорий «знать» и «уметь».

Приведённый в учебном пособии материал в основном базируется на результатах НИР и ОКР, выполненных в лаборатории информационно-телекоммуникационных технологий ЯрГУ,

ООО НПФ «ЯР», по проекту «Hi-Tech-прорыв» в рамках развития опорного вуза и прошедших апробацию в реальных радиотехнических системах. Коллектив авторов благодарит всех сотрудников, студентов и аспирантов, принимавших участие в получении приведённых в пособии результатов.

Настоящее пособие рекомендуется к использованию в учебном процессе обучающимся по направлениям бакалавриата и магистратуры «Радиотехника» (11.03.01 и 11.04.01), «Радиофизика» (03.03.03 и 03.04.03), «Инфокоммуникационные технологии и системы связи» (11.03.02 и 11.04.02), а также может быть полезно аспирантам специальностей 05.12.04 «Радиотехника, в том числе системы и устройства телевидения», 01.04.03 «Радиофизика», слушателям курсов повышения квалификации, проводимых на базе института государственного, муниципального и корпоративного менеджмента ЯрГУ им. П. Г. Демидова (ИГМиКМ ЯрГУ), по профильным направлениям.

# 1. ВЗАИМОСВЯЗЬ МЕЖДУ КОНТИНУАЛЬНЫМИ И ЦИФРОВЫМИ СИГНАЛАМИ

В наиболее общей формулировке под понятием «сигнал» подразумевается зависимость одной величины от другой (с математической точки зрения сигнал является функцией). Чаще всего рассматривается зависимость от времени, хотя это не обязательно. Физическая природа сигнала может быть различной. Очень часто это напряжение, несколько реже ток, возможны и многие другие физические величины.

В данном пособии подразумевается, что сигналы представляют собой зависимость напряжения от времени и классифицируются на *аналоговые, дискретные и цифровые*.

Если физический процесс, порождающий сигнал, развивается во времени таким образом, что значения сигналов определены в любые моменты времени, то сигналы такого класса принято называть *аналоговыми (континуальными)*.

Одномерный аналоговый сигнал наглядно представляется своим графиком (осциллограммой), причем этот график может быть как непрерывным, так и содержащим точки разрыва.

Процесс преобразования аналогового сигнала в последовательность отсчетов называется дискретизацией, а результат такого преобразования — *дискретным сигналом*. Как правило, отсчеты берутся через равные промежутки времени  $T_d$ , называемые *периодом дискретизации* (или интервалом, шагом дискретизации). Величина, обратная периоду дискретизации, называется *частотой дискретизации*:  $f_d = 1/T_d$ . Соответствующая ей круговая частота определяется следующим образом:  $\omega_d = 2\pi/T_d$ .

При обработке сигнала в вычислительных устройствах его отсчеты представляются в виде двоичных чисел, имеющих ограниченное число разрядов. Вследствие этого отсчеты могут принимать лишь конечное множество значений и, следовательно, при представлении сигнала неизбежно происходит его округление. Процесс преобразования отсчетов сигнала в числа называется *квантованием по уровню*, а возникающие при этом ошибки округления — *ошибками (или шумами квантования)*.

Сигнал, дискретный во времени, но не квантованный по уровню, называется *дискретным сигналом*. Сигнал, дискрет-

ный во времени и квантованный по уровню, называется *цифровым сигналом*. Разницу между аналоговыми, дискретными и цифровыми сигналами иллюстрирует рис. 1.1.

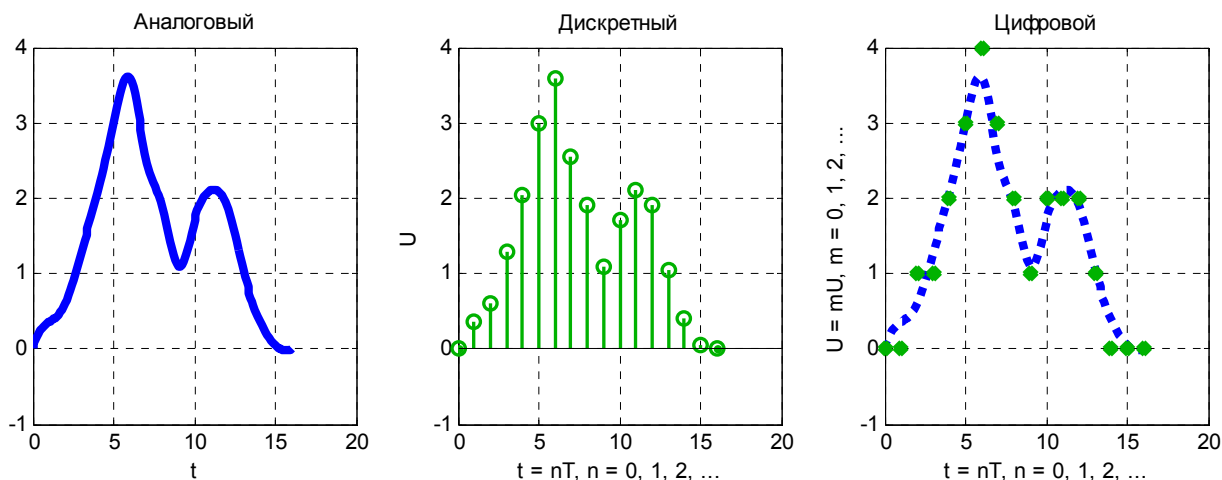


Рисунок 1.1 — Классификация сигналов

Рассмотрим практически значимую обобщенную задачу цифровой обработки сигналов. Реальные процессы являются непрерывными и характеризующие их сигналы относятся к классу непрерывных. Для решения задачи цифровыми методами непрерывные сигналы преобразуются в цифровые, и уже в классе цифровых и дискретных сигналов решается необходимая задача. Полученный результат интерпретируется для исходных непрерывных процессов и сигналов непрерывного класса. На рис. схематично изображен этот процесс.

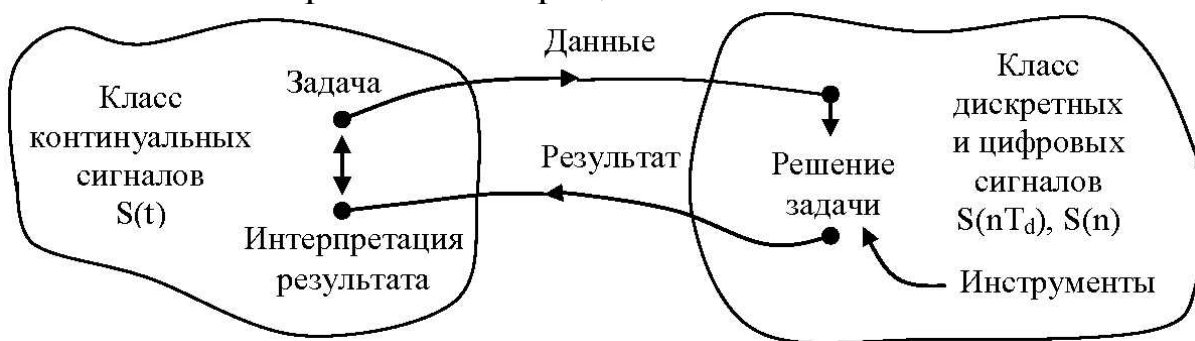


Рисунок 1.2 — Обобщенный процесс решения непрерывной задачи методами цифровой обработки сигналов

При реализации цепочки преобразований, схематично изображенных на рис. 1.2, для получения адекватной оценки результатов решения задачи и метрологических характеристик этой оценки применительно к исходным непрерывным процессам

необходимо учитывать ряд возникающих при этом особенностей и погрешностей. Для получения численных значений решения задач необходимо учитывать и соотносить метрику временных шкал и энергетические нормировки сигналов в непрерывных и цифровых областях пространства.

Рассмотрим ряд особенностей, которые необходимо иметь в виду при решении задач методами ЦОС. При этом учтем, что дискретный сигнал — частный случай цифрового сигнала при числе уровней квантования, равном бесконечности. Из контекста будет понятно, о каком сигнале идет речь.

### **1.1. Соотношения между интервалами определения непрерывного и цифрового сигналов**

Пусть в непрерывной области имеется сигнал  $S(t)$ , принадлежащий интервалу определения  $[0, T]$ . В цифровой области сигнал, полученный из непрерывного  $S(t)$  путем аналого-цифрового преобразования, на размерной дискретной оси времени  $nT_d$  будет принадлежать интервалу  $[0, (N-1)T_d]$ . Пусть для простоты отображения результатов непрерывный сигнал является гармоническим колебанием  $S(t) = \sin \omega t = \sin \frac{2\pi}{T} t$ . Процесс преобразования непрерывного сигнала в дискретный выполним формальной заменой  $t \rightarrow nT_d$  непрерывной временной оси размерной дискретной с интервалом дискретизации  $T_d$ .

Возможны два варианта результатов этого преобразования. Первый  $\frac{T}{T_d} = N$ . Этот случай практически возможен только тогда, когда задача в части постановки и решения осуществляется методами математического моделирования и интервал дискретизации с интервалом определения сигнала задаются в целочисленном отношении. Второй — соответствует независимым процессам и сигналам в непрерывной области с источником сигнала их дискретизации. При этом  $\frac{T}{T_d} \neq N$ . Сказанное иллюстрируется рис. 3 и 4.



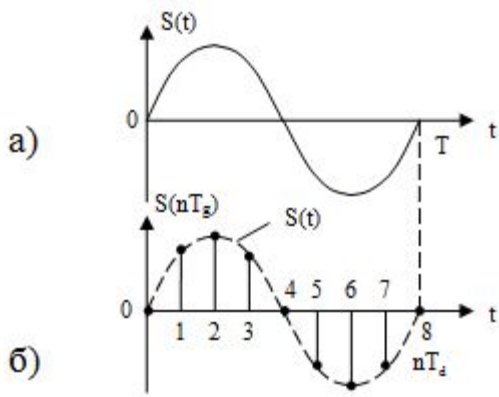


Рисунок 1.3 — Случай  $\frac{T}{T_d} = N$

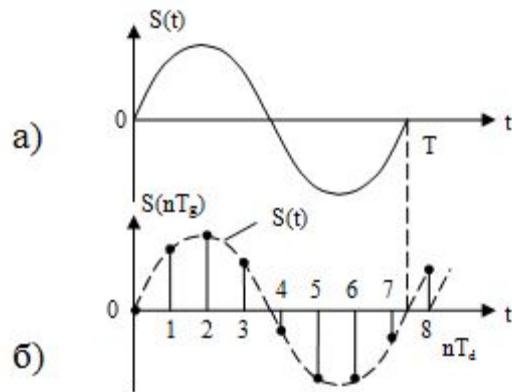


Рисунок 1.4 — Случай  $\frac{T}{T_d} \neq N$

На рис. 1.3 а и 1.4 а изображен исходный непрерывный сигнал на интервале  $[0, T]$ . На рис. 1.3 б и 1.4 б — результат дискретизации этого сигнала для случаев  $\frac{T}{T_d} = N$  и  $\frac{T}{T_d} \neq N$  соответственно. В силу свойств периодичности дискретного сигнала в случае  $\frac{T}{T_d} \neq N$  получим разрыв функции. Для наглядности пунктиром приведен исходный непрерывный сигнал на оси  $t$  и дискретный сигнал на оси  $nT_d$ , оба сигнала совмещены. Полученный разрыв функции приводит к погрешностям анализа сигнала  $S(t)$  методами ЦОС. Для минимизации погрешностей, в частности погрешностей спектрального анализа, применяется метод окон.

## 1.2. Связь энергетических характеристик непрерывного и цифрового сигналов

Средняя мощность непрерывного сигнала  $S(t), t \in [0, T]$ , определяются выражением  $P_k = \frac{1}{T} \int_0^T S^2(t) dt$ . Средняя мощность  $W$  дискретного сигнала  $S(nT_d), n \in [0, N]$ , определенного на безразмерной временной оси  $nT_d$ , определяется выражением  $W = \frac{1}{N} \sum_0^{N-1} S^2(nT_d)$ . Соотношение между значениями  $P_k$  и  $W$  имеет важное значение при решении всех задач измерений методами ЦОС. Перейдем к размерной дискретной оси времени  $nT_d$ . Оче-

видно, что огибающей дискретного сигнала  $S(nT_d)$ , полученного путем дискретизации непрерывного сигнала, может быть любая функция, совпадающая в моменты времени  $nT_d$  с некоторым непрерывным сигналом. На рис. 1.5 изображены дискретный сигнал  $S(nT_d)$ , две гладкие огибающие  $S_1(t)$  и  $S_2(t)$ , совпадающие по значениям с дискретным  $S(nT_d)$  при  $t = nT_d$ , и ступенчатая огибающая  $S_3(t)$ . Понятно, что в общем случае  $P_1 \neq P_2 \neq P_3$ .

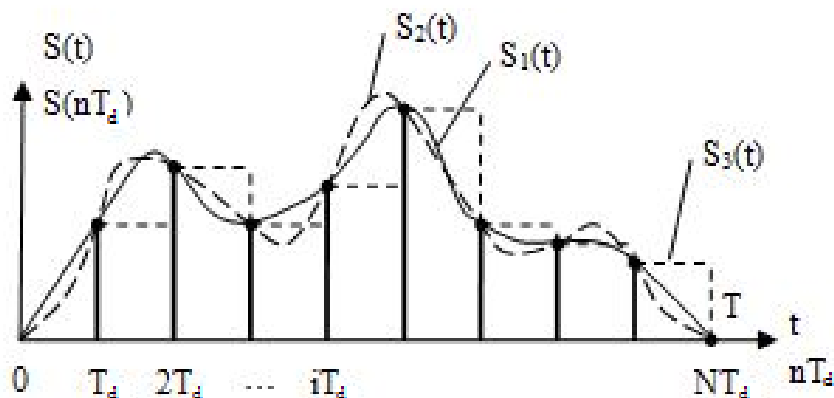


Рисунок 1.5 — Дискретный сигнал и его непрерывные огибающие

Для устранения отмеченной неопределенности средней мощностью дискретного сигнала принято считать среднюю мощность его ступенчатой огибающей, т. е.  $W$  полагается численно равной

$$P_3 = \frac{1}{T} \int_0^T S_3^2(t) dt, \text{ где } S_3(t) \text{ — ступенчатая огибающая дискретного}$$

сигнала. Данное обстоятельство является источником ошибок при оценке энергетических характеристик.

### 1.3. Взаимосвязь между спектрами исходного непрерывного и дискретного сигналов

Пусть имеется непрерывный сигнал  $S(t), t \in [0, T)$  и полученный в результате его дискретизации дискретный сигнал  $S(nT_d), n \in [0, N)$ , при этом для упрощения задачи будем полагать, что выполняется условие  $\frac{T}{T_d} = N$ . Непрерывный и дискретный сигналы являются периодическими функциями своих аргумен-

тов:  $S(t) = S(t \pm aT)$ ,  $S(nT_d) = S(nT_d \pm aN)$ , где  $a = \pm 1, 2, 3 \dots \infty$ . Выполним преобразования Фурье, используя соответственно комплексно-экспоненциальную непрерывную  $\{ e^{jk\omega t} \}$  систему базисных функций и комплексно-экспоненциальную дискретную систему базисных функций  $\{ e^{j(2\pi/N)nk} \}$ , получим:

$$\bar{S}_k(k) = \frac{1}{T} \int_0^T S(t) e^{jk\omega t} dt \quad \text{и} \quad \bar{S}_d(k) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} S(nT_d) e^{j(2\pi/N)knT_d} \quad (1.1)$$

Спектры непрерывного и дискретного сигналов являются дискретными функциями аргументов  $k$ . Модули этих комплексных спектров при  $\omega_{\max} \leq \frac{\pi}{T_d} = \frac{\omega_d}{2}$  качественно изображены на рис. 1.6 а и б.

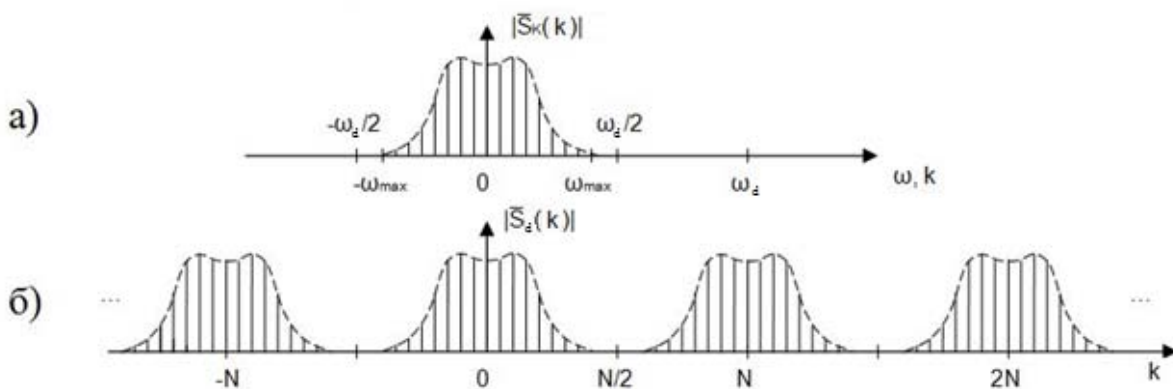


Рисунок 1.6 — Амплитудные спектры непрерывного (а) и дискретного (б) сигналов

Комплексный спектр непрерывного сигнала  $\bar{S}_k(k)$  определен на интервале  $k \in [-\infty, \infty)$ , соответственно не является периодической функцией. Комплексный спектр дискретного сигнала  $\bar{S}_d(k)$  определен на интервале  $k \in [0, N)$ , соответственно является периодической функцией аргумента  $k$ :  $\bar{S}_d(k) = \bar{S}_d(k \pm aN)$ , причем интервалы определения и, соответственно, периоды повторения сигнала и спектра совпадают. Это важное свойство дискретных сигналов и их спектров.

В [6; 7; 8] доказано, что при условии выполнения теоремы Котельникова первые  $N/2$  спектральных составляющих спектра дискретного сигнала совпадают с точностью до постоянного множителя с первыми  $N/2$  составляющими спектра непрерывного

ного сигнала, что обусловлено погрешностями при энергетической нормировке.

Если ширина спектра непрерывного сигнала  $\omega_{\max}$  превышает половину частоты дискретизации  $\omega_d$ , то в спектре дискретного сигнала возникают наложения (рис. 1.7), приводящие к неустрашимым искажениям.

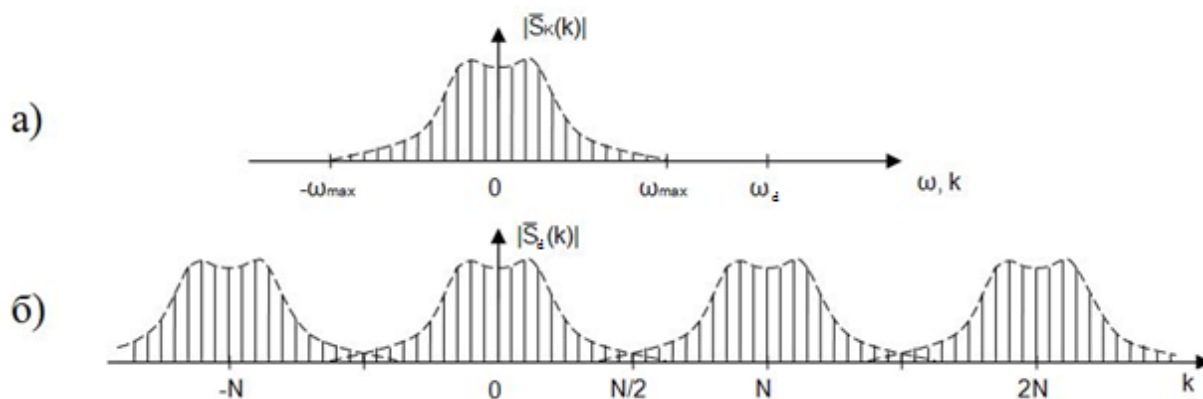


Рисунок 1.7 — Наложение спектров дискретного сигнала при невыполнении условий теоремы Котельникова

#### 1.4. Дискретизация радиосигналов с частотами выше частоты дискретизации

Пусть гармонический сигнал  $S(t) = \cos(\omega t)$ ,  $t \in [0, T)$  преобразуется в последовательность импульсов

$$S_d(nT_d) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} S(t)U(t - nT_d) \quad \text{дискретизированного сигнала}$$

длительностью  $\Delta t$ , много меньше интервала дискретизации  $T_d$ .

Здесь  $U(t)$  — последовательность импульсов единичной амплитуды длительностью  $\Delta t$  и частотой повторения  $\omega_d = 2\pi / T_d$ .

Физически это преобразование соответствует преобразованию сигнала в ключе, управляемого процессом  $U(t)$ . В [8] приводятся аналитические выражения для спектра обобщенного сигнала  $S(t)$  после такого преобразования.

При  $\Delta t \rightarrow 0$  и переходе к дискретной размерной временной оси для нашего случая гармонического сигнала на выходе дискретизатора получим

$$S(nT_d) = \cos\left(\frac{2\pi}{T} knT_d\right). \quad \text{Модули комплексных спектров сигналов на}$$

входе и выходе ключа (дискретизатора) изображены на рис. 1.8 а и б.

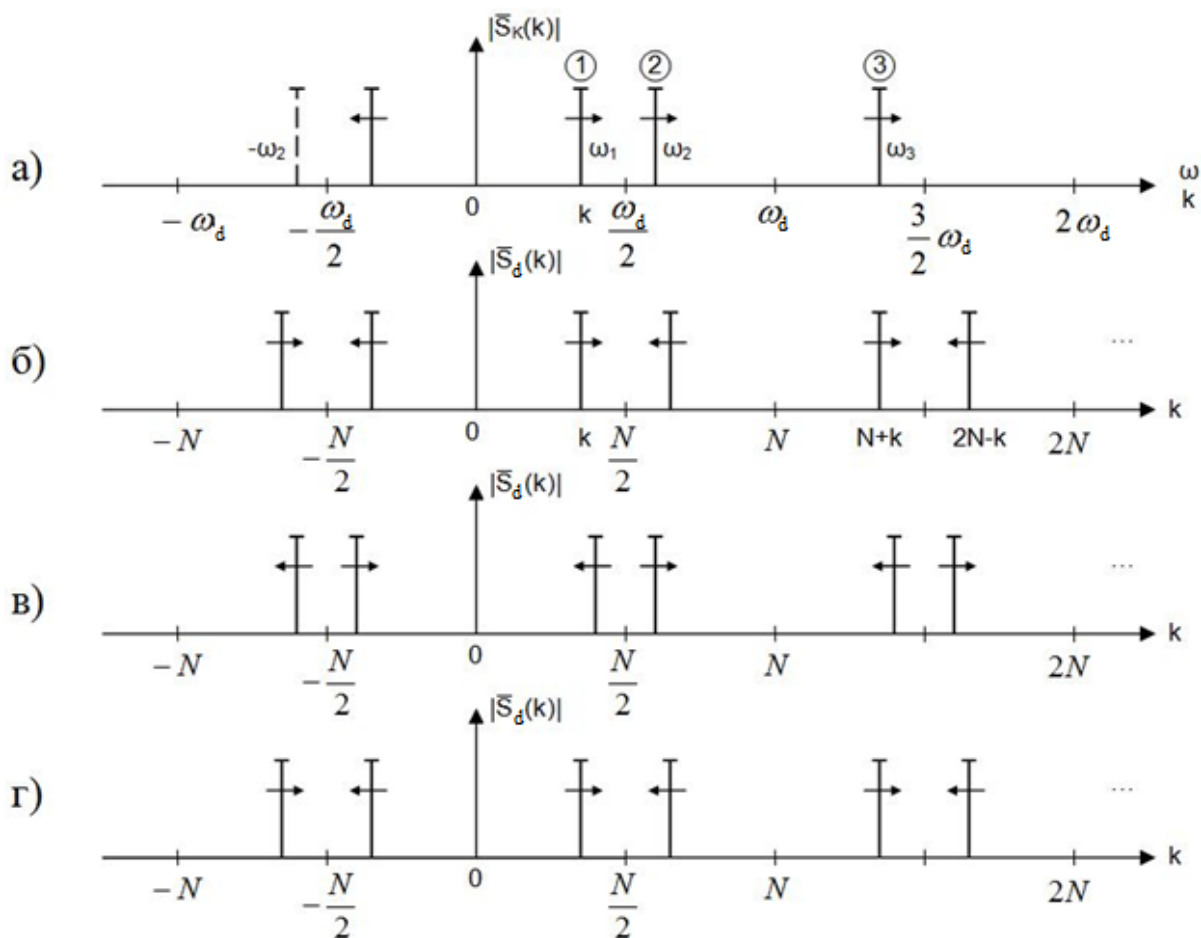


Рисунок 1.8 — Модули комплексных спектров исходного гармонического сигнала и дискретного сигнала

Проведем следующий эксперимент: будем постепенно увеличивать частоту входного сигнала. Соответствующие направления движения спектральных составляющих, которые мы будем наблюдать, на рис. 1.8 показаны стрелками. При достижении значения  $\omega = \omega_d / 2$  пары спектральных линий,двигающиеся навстречу друг другу, сольются, и в случае нулевых или равных начальных фаз исходного гармонического сигнала и сигнала частоты дискретизации дискретный сигнал выродится в нулевую константу, т. к. в моменты взятия отсчетов значения дискретизируемого сигнала будут равны нулю. При дальнейшем увеличении частоты входного сигнала спектральные линии разойдутся (рис. 1.8 в, частота входного сигнала  $\omega_2$ ). При достижении частоты  $\omega_3 = \omega_d + \omega_1$  входным сигналом получим спектр дискретного

сигнала, изображенный на рис. 1.8 г, полностью идентичный спектру, изображенному на рис. 1.8 б при частоте исходного гармонического сигнала, равной  $\omega_1$ .

Запишем входной сигнал с частотой  $\omega_d$  через частоту дискретизации  $\omega_g$  и частоту  $\omega_1$ :

$$S(t) = \cos(\omega_d + \omega_1)t = \cos \omega_d t \cos \omega_1 t - \sin \omega_d t \sin \omega_1 t \quad (1.2)$$

и, учитывая, что  $\omega_d = 2\pi / T_d$ , выполним дискретизацию временной оси формальной заменой  $t \rightarrow nT_d$ , получим:

$$S(nT_d) = \cos \frac{2\pi}{T_d} nT_d \cos \frac{2\pi}{T} knT_d - \sin \frac{2\pi}{T_d} nT_d \sin \frac{2\pi}{T} knT_d = \cos \frac{2\pi}{T} knT_d, \quad (1.3)$$

т. к.  $\cos 2\pi n = 1$ , а  $\sin 2\pi n = 0$ .

Таким образом, результаты преобразований гармонического сигнала частоты  $\omega_1$ , удовлетворяющие условию  $\omega_1 \leq \omega_d / 2$ , и сигнала частоты  $\omega_3 = \omega_d + \omega_1$ , не удовлетворяющие условию  $\omega_3 \leq \omega_d / 2$ , полностью идентичны, как идентичны и их спектры при  $k \in [0, N / 2)$ . Аналогичный результат получим при дискретизации нечетного непрерывного сигнала  $S(t) = \sin(\omega t)$ . Любой действительный сигнал можно представить в виде суммы рядов Фурье по четным и нечетным гармоническим базисным функциям [9], следовательно полученный результат, с определенными оговорками, можно распространить на произвольный действительный сигнал. В [10] приведено доказательство обобщенной теоремы дискретизации, которая формулируется следующим образом: любой сигнал может быть дискретизирован и обработан без потери информации, если для него одновременно выполняются два условия:

- 1)  $\Delta\omega \leq \omega_d / 2$ ,
- 2)  $\Delta\omega \in \left[ (m-1) \frac{\omega_d}{2}, m \frac{\omega_d}{2} \right]$ ,

где  $\Delta\omega$  — ширина спектра сигнала,  $m$  — порядковый номер зоны на оси частот шириной  $\omega_d / 2$  начиная с 1.

Первое — условие теоремы Котельникова на ширину спектра сигнала  $\Delta\omega$  (для видеосигнала — численно равно максимальной частоте  $\omega_{\max}$  в спектре сигнала). Зона частот получила название

зоны Найквиста, а метод обработки сигнала в зоне Найквиста — зональной обработкой. На рис. 1.9 приведена ось частот с зонами Найквиста.

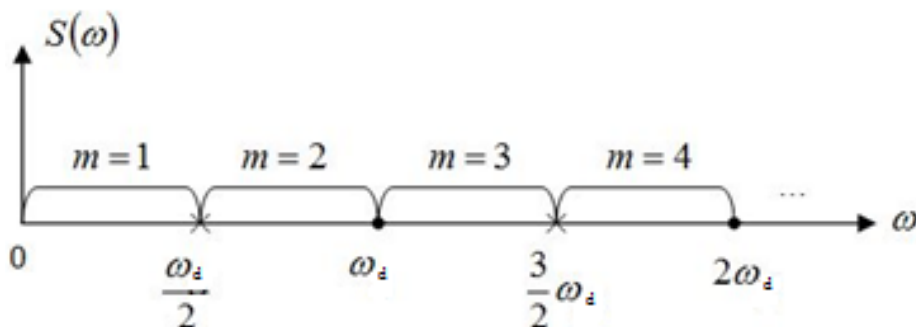


Рисунок 1.9 — Расположение зон Найквиста на оси частот

Зональный метод обработки (и формирования радиосигналов) получил широкое распространение.

### ***Контрольные вопросы***

1. Дайте определения аналогового, дискретного и цифрового сигналов.
2. Как реализуется дискретизация аналогового сигнала?
3. Какова связь между средней мощностью дискретного и исходного непрерывного сигналов?
4. Как связаны между собой спектры дискретного и аналогового сигналов?
5. Дайте определение амплитудного и фазового спектра дискретного сигнала.
6. Какие свойства дискретного сигнала и его спектра лежат в основе зональной обработки?
7. При каких соотношениях нижней и верхней частоты в спектре аналогового сигнала и частоты его дискретизации спектр дискретного сигнала не будет искажаться?
8. Назовите основные свойства дискретного сигнала и его спектра.

## 2. АНАЛОГО-ЦИФРОВОЕ И ЦИФРО-АНАЛОГОВЫЕ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ

Цифровая обработка непрерывных сигналов базируется на их преобразовании в цифровые сигналы. Во многих задачах, например при восстановлении непрерывного сигнала после выполнения операций цифровой обработки, при формировании сигналов требуется преобразование цифрового сигнала в непрерывную форму. Важность этих преобразований определяется тем, что они связывают не пересекающиеся области представления сигналов — дискретную и непрерывную, т. е. являются пограничными, следовательно содержат методические погрешности. Рассмотрим эти преобразования.

### 2.1. Аналого-цифровое преобразование. Обобщенный алгоритм

Любой аналого-цифровой преобразователь последовательно выполняет два преобразования над входным непрерывным сигналом — дискретизацию по времени и квантование по уровню. Последняя операция — квантование по уровню — является функциональным преобразованием дискретного сигнала нелинейным элементом со ступенчатой характеристикой. С математической точки зрения эта характеристика может быть представлена суперпозицией двух функций. Рассмотрим функциональную схему аналого-цифрового преобразователя, изображенную на рис. 2.1, и проведем ее анализ.

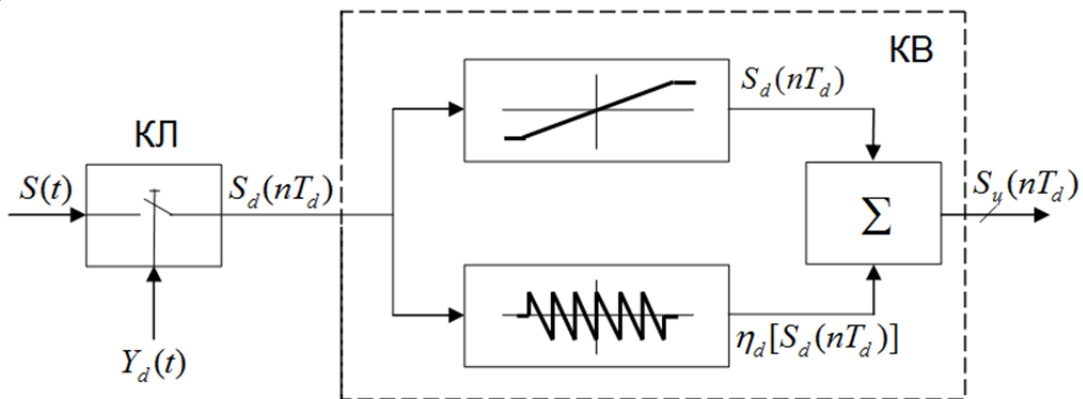


Рисунок 2.1 — Функциональная схема аналого-цифрового преобразователя (КЛ — ключ-дискретизатор сигнала по времени, КВ — квантователь по уровню)



Сигнал управления ключом  $Y_d(t)$  представляет собой последовательность прямоугольных импульсов длительностью  $\Delta t$  и периодом повторения  $T_d$ . Континуальное колебание  $S(t)$  с помощью ключа, периодически замыкаемого на время  $\Delta t$ , преобразуется в дискретизированный сигнал. Для рассмотрения принципа работы АЦП реальная длительность импульсов дискретизации  $\Delta t$  не является принципиальной, поэтому, полагая  $\Delta t \rightarrow 0$ , на выходе ключа получим дискретный сигнал, определенный на дискретной размерной временной оси  $nT_d$ . Для описания дискретизации используются разрывные функции  $\delta(t)$  или  $U(t)$ . Сигнал дискретизации определяется выражениями:

$$Y_d(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \delta(t - nT_d) \text{ или } Y_d(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} U(t - nT_d). \quad (2.1)$$

Первый случай корректно использовать, когда в последующем применяется фильтрующее свойство  $\delta$ -функции, а второй — в остальных временных описаниях дискретного сигнала. Таким образом на выходе ключа получим дискретную функцию:

$$S_d(nT_d) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} S(t)U(t - nT_d). \quad (2.2)$$

Дискретный сигнал  $S_d(nT_d)$  подается на квантователь — устройство дискретизации по уровню. Выходной сигнал квантователя и АЦП — последовательность целых чисел. Квантователь характеризуется типом ступенчатой характеристики преобразования (эквидистантная, логарифмическая и т. д.), числом разрядов представления результата, а также способом получения результата преобразования — округлением или усечением.

Ограничимся наиболее распространенной эквидистантной характеристикой квантователя АЦП, обеспечивающей преобразование колебания  $S(t)$  в последовательность  $l$ -разрядных двоичных кодов  $S_y(nT_d)$  — цифровой сигнал.

Нормированная характеристика преобразования  $g(x)$  такого АЦП приведена на рис. 2.2 [4; 5].

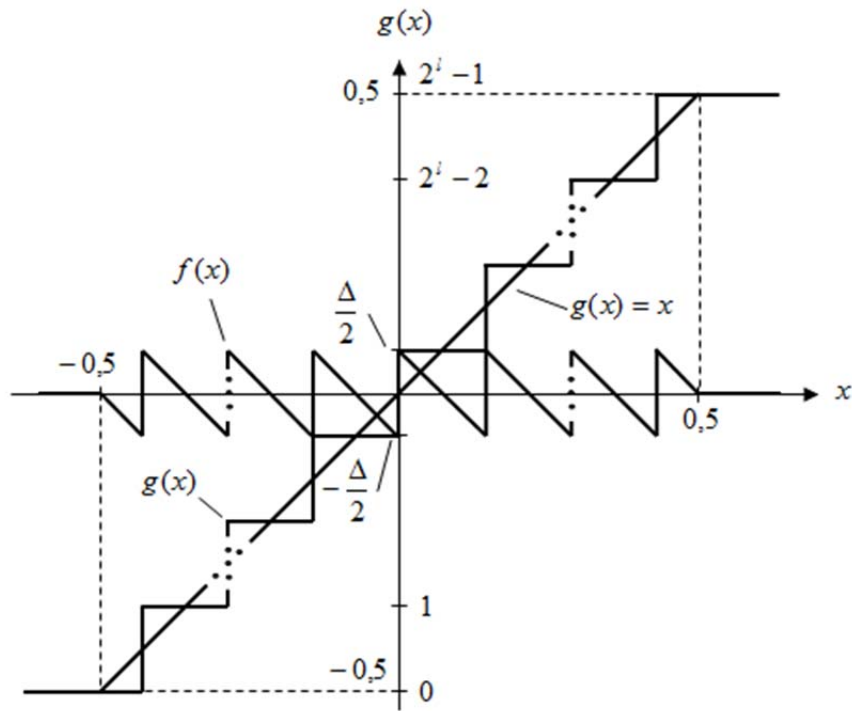


Рисунок 2.2 — Представление характеристики преобразования квантователя в виде суперпозиции двух функций

Характеристика преобразования (ХП)  $g(x)$  имеет  $2^l$  равноотстоящих через интервал  $\Delta = 1/(2^l - 1)$  уровней и определяется выражением:

$$g(x) = \begin{cases} 0,5 & \text{при } x > 0,5 \\ x + f(x) & \text{при } -0,5 \leq x \leq 0,5 \\ -0,5 & \text{при } x < -0,5 \end{cases}, \quad (2.3)$$

где  $f(x)$  — пилообразная функция с периодом  $T_f$  и значениями  $f(x) \in [-\Delta/2, \Delta/2]$ .

Таким образом, на нормированном интервале входных значений  $x \in [-1/2, 1/2]$  дискретный сигнал  $S_d(nT_d)$  с выхода ключа одновременно воздействует на блоки функционального преобразования с характеристикой  $g(x) = x$  и  $g(x) = f(x)$ . При прохождении через первый блок дискретный сигнал  $S_d(nT_d)$  не изменяется. Результатом преобразования сигнала в блоке с характеристикой  $g(x) = f(x)$  является дискретная функция  $\eta_d[S_d(nT_d)]$ . Процесс ее получения показан на рис. 2.3.

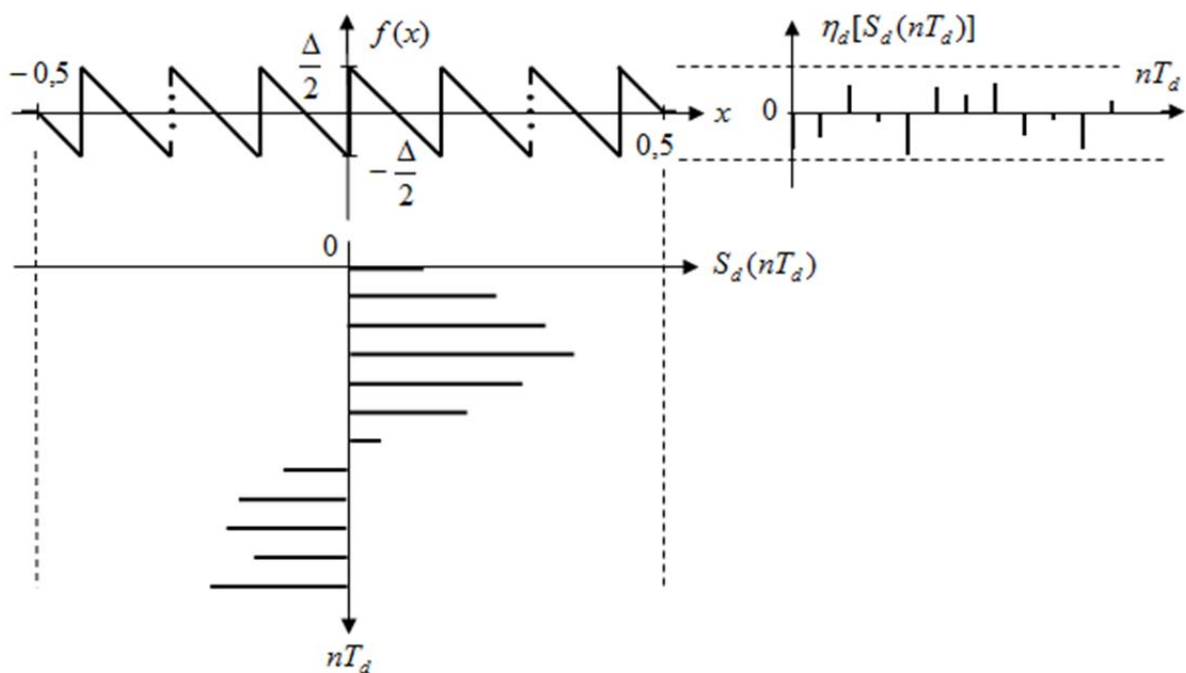


Рисунок 2.3 — Получение дискретного сигнала  $\eta_d[S_d(nT_d)]$  из  $S_d(nT_d)$  при помощи функционального преобразователя с характеристикой  $f(x)$

Следовательно, цифровой сигнал  $S_u(nT_d)$  на выходе квантователя АЦП представим в виде:

$$S_u(nT_d) = S_d(nT_d) + \eta_d[S_d(nT_d)], \quad (2.4)$$

где  $\eta_d[S_d(nT_d)]$  — дискретная шумовая функция квантования (ДШФК).

Таким образом, цифровой сигнал является суперпозицией двух дискретных сигналов, а искажения и эффекты, обусловленные квантованием, определяются только видом ДШФК.

Для определения аналитической зависимости функции  $\eta_d[S_d(nT_d)]$  от аргумента  $S_d(nT_d)$  и числа разрядов АЦП  $l$ , аналитически продолжим пилообразную функцию  $f(x)$ , определенную на интервале  $[-1/2, 1/2]$  на интервал  $[-\infty, \infty]$ . Такое представление функции  $f(x)$  корректно при условии:

$$x \in [-1/2, 1/2] \quad (2.5)$$

и необходимо только для ее аналитического описания.

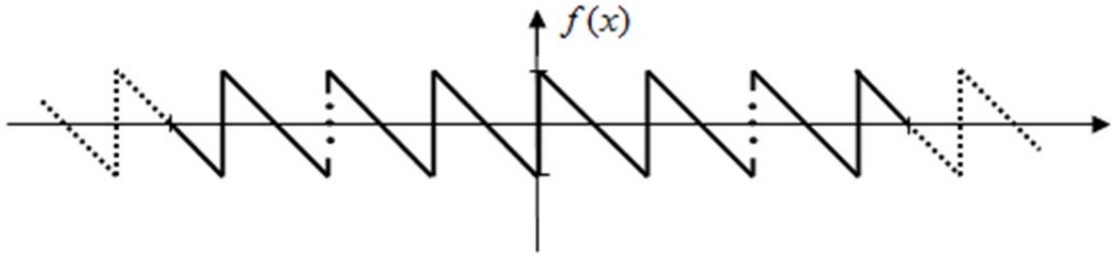


Рисунок 0.1 — Преобразование функции  $f(x)$  в периодическую

Тогда функцию  $f(x)$  можно представить в виде ряда Фурье [3, с. 71].

$$f(x) = \frac{2\Delta}{\pi} \left( \sin \Omega x + \frac{1}{2} \sin 2\Omega x + \frac{1}{3} \sin 3\Omega x + \dots \right). \quad (2.6)$$

Учитывая, что  $\Omega = 2\pi/T_f$ , а на интервале  $[-1/2, 1/2]$  изменения  $x$  укладывается  $2^l - 1$  периодов функции  $f(x)$ , то  $\Omega = 2\pi/(T/(2^l - 1))$ . Здесь  $T = T_f(2^l - 1)$ . Для нормированной ХП  $T = 1$ , поэтому  $\Omega = 2\pi(2^l - 1)$ . Подставляя значение  $\Omega$  в (2.6) получим:

$$f(x) = \frac{2}{\pi(2^l - 1)} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{1}{k} \sin[\pi(2^l - 1)kx], \quad (2.7)$$

где  $k$  — порядковый номер члена разложения  $f(x)$  в ряд Фурье.

Заменяя в (2.7)  $x$  на  $S_d(nT_d)$ , получим формулу для расчета значений ДШФК:

$$\eta_d[S_d(nT_d)] = \frac{2}{\pi(2^l - 1)} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{1}{k} \sin[\pi(2^l - 1)kS_d(nT_d)]. \quad (2.8)$$

Полученное выражение (2.8) позволяет аналитически рассчитывать нужные параметры шума квантования независимо от сигнала и исследовать его прохождение через различные цифровые цепи.

При воздействии на АЦП случайного процесса распределение значений шума квантования хорошо описывается равновероятным законом с дисперсией  $\sigma^2 = \Delta^2 / 12$ .

## **2.2. Прохождение сигнала через аналого-цифровой преобразователь**

Представление непрерывного колебания в цифровой форме необходимо, например, при решении задач численного моделирования прохождения сигналов через устройства цифровой обработки. Рассмотрим в общем случае и на конкретном примере задачу такого представления.

Пусть имеется непрерывный сигнал  $S(t)$ , определенный на интервале  $[-T/2, T/2]$  и имеющий диапазон изменения мгновенных значений  $S(t) \in [-1, 1]$ .

Цифровой сигнал  $S_d(nT_d)$ , полученный из непрерывного  $S(t)$ , должен быть определен на интервале  $[0, (N-1)T_d]$ , а его мгновенные значения — десятичный эквивалент целочисленных значений двоичных кодов — должны принадлежать диапазону  $[0, 2^l - 1]$ .

Для решения задачи необходимо преобразовать непрерывную временную ось  $t$  в дискретную  $t_d = nT_d$ , преобразовать диапазон изменения мгновенных значений сигнала к требуемому и проквантовать сигнал в этом диапазоне.

### *Методика решения*

1. Преобразуем интервал определения  $[-T/2, T/2]$  сигнала  $S(t)$  в интервал  $[0, T]$  путем смещения сигнала  $S(t)$  по оси времени вправо на  $T/2$ . Новый сигнал определяется выражением:  $S'(t) = S(t - T/2)$ .

2. Перейдем от непрерывной временной оси  $t$  к дискретной  $t_d = nT_d$  с одновременным преобразованием интервала  $[0, T]$  в требуемый интервал определения  $[0, (N-1)T_d]$ . Последнее достигается выполнением соотношения  $T_d = T/N$ . С учетом этого проведем формальную замену аргумента  $t$  на дискретный  $t_d = nT_d$ , что эквивалентно дискретизации непрерывного сигнала в соответствии с выражением (2.2). В результате получим дискретный сигнал

$$S'_d(nT_d) = S_d(nT_d - T/2). \quad (2.9)$$

У этого сигнала интервал изменения мгновенных значений совпадает с исходным  $[-1, 1]$ .

3. Приведем в соответствие с требуемым диапазоном изменения выходных значений цифрового сигнала. Это выполняется смещением и масштабированием сигнала по оси мгновенных значений. Поскольку диапазон изменения мгновенных значений исходного сигнала  $[-1, 1]$ , а преобразованного  $[0, (2^l - 1)]$ , с сигналом  $S'_d(nT_d) = S_d(nT_d - T/2)$  последовательно выполним следующие операции: добавим постоянную составляющую, равную 1, и результат разделим на 2. Получим сигнал  $S''_d(nT_d) = [1 + S_d(nT_d - T/2)]/2$ , у которого диапазон изменения мгновенных значений  $[0, 1]$ . Затем масштабируем этот диапазон на величину требуемого диапазона изменения значений выходного сигнала. В результате этой последовательности операций получим дискретный сигнал

$$S_d(nT_d) = (2^l - 1)(1 + S_d(nT_d - T/2))/2, \quad (2.10)$$

мгновенные значения которого находятся в диапазоне  $[0, (2^l - 1)]$ .

4. Следующим и последним шагом является преобразование дискретного сигнала (2.10) в цифровой. Это удобно сделать, используя процедуру выделения целой части числа  $z$ . Обозначим ее как  $[z]$ . Учитывая, что квантование в классических АЦП выполняется с округлением, нам необходимо к преобразуемой функции добавить постоянную составляющую, равную 0,5. В результате получим аналитическое выражение требуемого цифрового сигнала:

$$S_u(nT_d) = \left[ (2^l - 1) \frac{1 + S_d(nT_d - T/2)}{2} + 0,5 \right]. \quad (2.11)$$

Здесь  $[z]$  — целая часть числа  $z$ .

Полученный цифровой сигнал  $S_u(nT_d)$  в соответствии с условием задачи определен на интервале  $[0, (N-1)T_d]$ , принимает целочисленные значения в диапазоне  $[0, 2^l - 1]$ .

Иногда в задачах численного моделирования требуется в выходном сигнале АЦП сохранить диапазон изменения мгновенных значений входного сигнала. В этом случае

для сигнала (2.11) необходимо выполнить обратные преобразования масштаба, описанные в п. 3. В результате получим цифровой сигнал, мгновенные значения которого лежат в диапазоне  $[-1, 1]$ :

$$S_y(nT_d) = \frac{2}{2^l - 1} \left[ (2^l - 1) \frac{1 + S_d(nT_d - T/2)}{2} + 0,5 \right] - 1. \quad (2.12)$$

В соответствии с (2.4) ДШФК  $\eta_d(nT_d)$  можно определить выражением  $\eta_d(nT_d) = S_y(nT_d) - S_d(nT_d)$ . Учитывая (2.9) и (2.12), получим:

$$\eta_d(nT_d) = \frac{2}{2^l - 1} \left[ (2^l - 1) \frac{1 + S_d(nT_d - T/2)}{2} + 0,5 \right] - (1 + S_d(nT_d - T/2)) \quad (2.13)$$

Полученные выражения (2.11–2.13) позволяют численно моделировать прохождение произвольного сигнала  $S(t)$  через АЦП, включая получение функции квантования (2.13). Аналитическое выражение для  $\eta_d(nT_d)$  можно получить, используя (2.8).

### **2.3. Цифро-аналоговое преобразование и восстановление непрерывного сигнала**

Преобразование сигнала из цифровой в непрерывную форму производится с помощью последовательно соединенных регистра, цифро-аналогового преобразователя и синтезирующего фильтра (рис. 2.5) [2, с. 513].

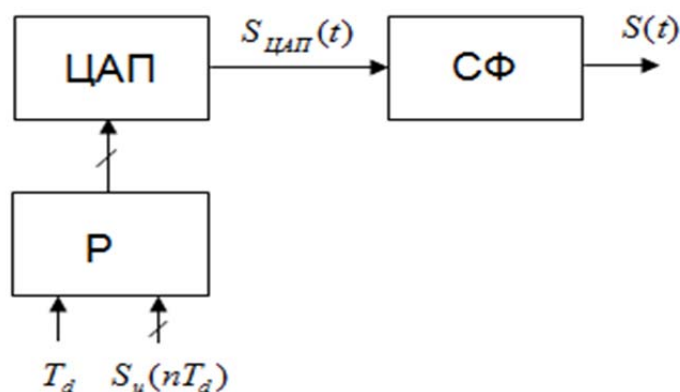


Рисунок 2.5 — Преобразование цифрового сигнала в непрерывный

Функциональное назначение регистра — фиксирование (сохранение) кода (значения цифрового сигнала) на интервале  $T_d$ .

ЦАП обеспечивает пропорциональное преобразование последовательности значений цифрового сигнала в уровни напряжения или значения тока на активной нагрузке. Результат такого преобразования — непрерывная ступенчатая функция. Синтезирующий фильтр согласовывается с полосой частот формируемого сигнала и формирует из ступенчатой функции гладкую огибающую.

Наиболее распространенным является двоичный ЦАП с эквидистантным значением уровней выходного напряжения при последовательном изменении входного кода от минимального значения до максимального с шагом младшего разряда. Типичный вид характеристики преобразования (ХП) такого ЦАП приведен на рис. 2.6.

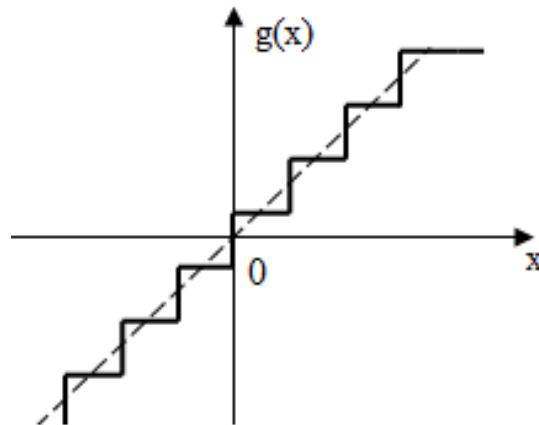


Рисунок 2.6 — Характеристика преобразования двоичного ЦАП

## **2.4. Обобщенная модель цифро-аналогового преобразования**

Не рассматривая пока динамические искажения ЦАП, будем считать, что фиксированное напряжение на его выходе сохраняется в интервале  $T_d$  между поступлениями кодовых слов. В результате воздействия на вход ЦАП последовательности значений цифрового сигнала на его выходе формируется ступенчатая функция, которую можно представить в виде последовательности примыкающих прямоугольных импульсов длительностью  $T_d$  и амплитудой  $S(nT_d)$ , пропорциональной произведению двоичного кода сигнала на вес младшего разряда (рис. 2.7).



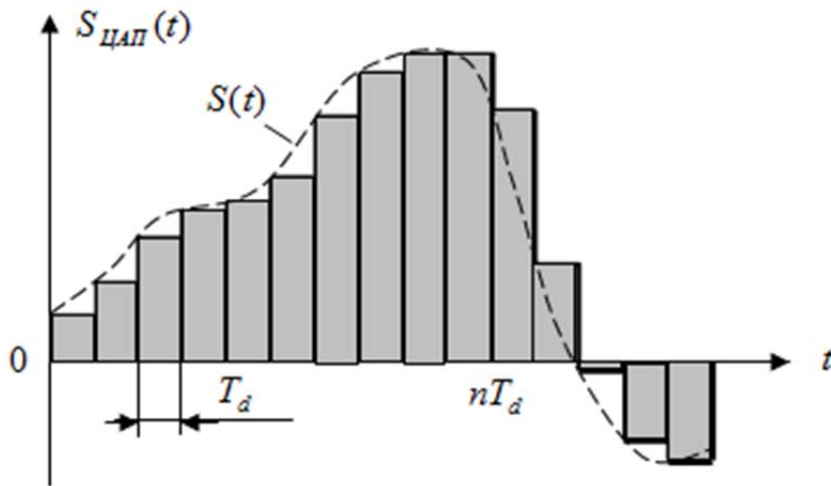


Рисунок 2.7 — Сигнал на выходе цифро-аналогового преобразователя

Каждый такой прямоугольный импульс можно представить в виде свертки прямоугольного импульса  $V_0(t)$  единичной амплитуды (рис. 2.8) и длительностью  $T_d$  с функцией  $S_y(nT_d)\delta(\tau - nT_d)$ :

$$S_V(t) = S_y(nT_d) \int_{-\infty}^{\infty} V_0(t - \tau) \delta(\tau - nT_d) d\tau = S_y(nT_d) V_0(t - nT_d), \quad (2.14)$$

т. е. единичная амплитуда импульса  $V_0(t - nT_d)$  взвешена совпадающим с ним по времени значением цифрового сигнала  $S_y(nT_d)$ .

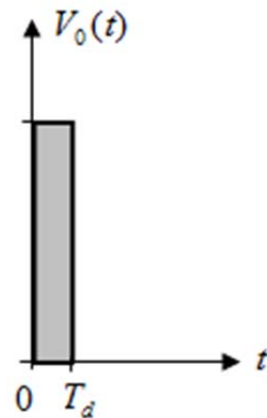


Рисунок 2.8 — Импульс  $V_0(t)$

Таким образом, последовательность импульсов на выходе ЦАП можно записать в виде:

$$\begin{aligned} S_{\text{ЦАП}}(t) &= \sum_{n=0}^{\infty} S_y(nT_d) \int_{-\infty}^{\infty} V_0(t - \tau) \delta(\tau - nT_d) d\tau = \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} V_0(t - \tau) \left[ \sum_{n=0}^{\infty} S_y(nT_d) \delta(\tau - nT_d) \right] d\tau. \end{aligned} \quad (2.15)$$

Получилась свертка двух функций:  $V_0(t)$  и  $\sum_{n=0}^{\infty} S_y(nT_d)\delta(t - nT_d)$ .

Первой соответствует спектральная плотность:

$$\bar{V}_0(\omega) = T_d \frac{\sin(\omega T_d / 2)}{(\omega T_d / 2)} e^{-j\omega T_d / 2}, \quad (2.16)$$

а функции  $\sum_{n=0}^{\infty} S_y(nT_d)\delta(t - nT_d)$  — спектральная плотность:

$$\bar{S}_d(\omega) = \frac{1}{T_d} \sum_{k=-\infty}^{\infty} \bar{S}\left(\omega - k \frac{2\pi}{T_d}\right). \quad (2.17)$$

Следовательно, временной свертке (2.15) соответствует спектральная плотность, равная произведению спектральных плотностей (2.16) и (2.17):

$$\bar{S}_{\text{ЦАП}}(\omega) = \left\{ \frac{\sin(\omega T_d / 2)}{\omega T_d / 2} e^{-j\omega T_d / 2} \right\} \left\{ \sum_{k=-\infty}^{\infty} \bar{S}\left(\omega - \frac{2\pi}{T_d}\right) \right\}. \quad (2.18)$$

Первый сомножитель выражения (2.18) не зависит от преобразуемого сигнала, и его можно рассматривать как комплексный коэффициент передачи цифро-аналогового преобразователя:

$$\bar{K}_{\text{ЦАП}}(\omega) = \frac{\sin(\omega T_d / 2)}{\omega T_d / 2} e^{-j\omega T_d / 2}. \quad (2.19)$$

График модуля функции (2.19) приведен на рис. 2.9.

Штриховой линией показан модуль спектра преобразуемого дискретного сигнала (2.17), а сплошной — модуль спектра выходного сигнала ЦАП (2.18). Наличие частотной зависимости  $|\bar{K}_{\text{ЦАП}}(\omega)|$  приводит к линейным искажениям выходного сигнала, которые проявляются в уменьшении амплитуд спектральных составляющих выходного сигнала с ростом частоты. Так, если значения спектра дискретного сигнала в зоне  $[0, \omega_d / 2)$  с точностью до нормировочного коэффициента совпадают со спектром соответствующего непрерывного сигнала  $S(t)$ , то максимальные искажения амплитудного спектра выходного сигнала ЦАП в точке, близкой к  $\omega_d / 2$  достигают  $-2,8$  дБ.

Таким образом, ступенчатая аппроксимация сигнала на выходе ЦАП приводит к линейным искажениям формируемого сиг-

нала. Кроме того, наличие фазового множителя в выражении (2.19) свидетельствует о внесении задержки на величину  $T_d/2$ .

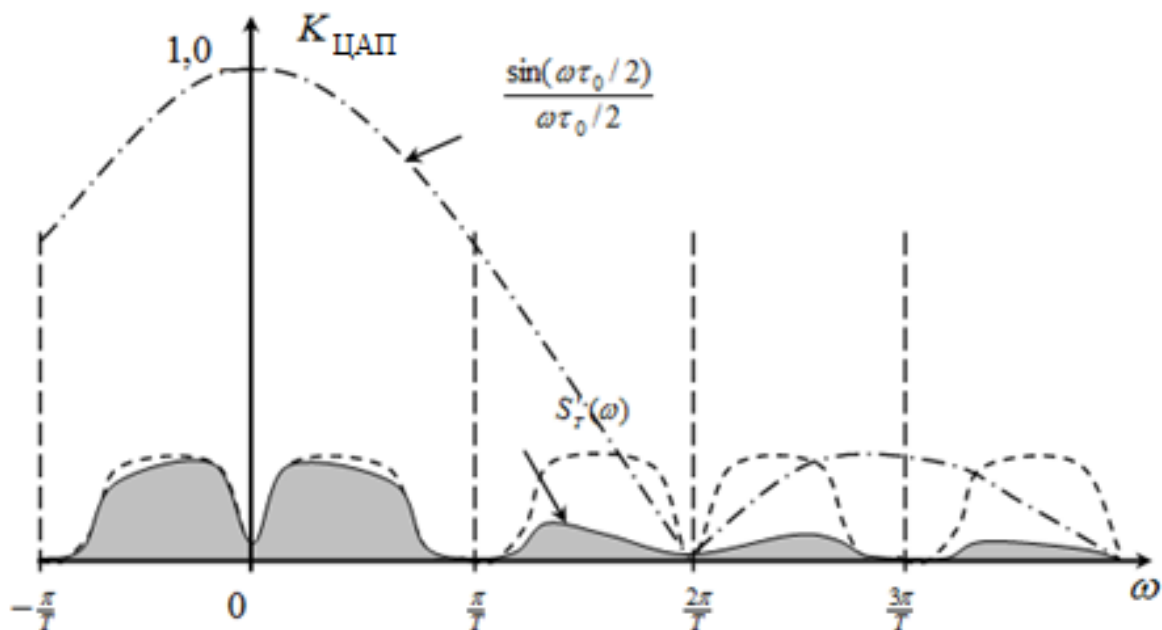


Рисунок 2.9 — Амплитудно-частотная характеристика ЦАП и спектральная плотность сигнала на его выходе

Последовательное соединение ЦАП и синтезирующего фильтра эквивалентно произведению их комплексных коэффициентов передачи. Спектр сигнала на выходе синтезирующего фильтра определяется выражением:

$$\bar{S}_{C\Phi}(\omega) = \bar{K}_{ЦАП}(\omega)\bar{K}_{C\Phi}(\omega)\bar{S}_d(\omega). \quad (2.20)$$

Из (2.20) следует, что если в полосе частот  $0 \div \omega_g$ , где  $\omega_g$  — верхняя частота в спектре синтезируемого сигнала, причем  $\omega_g < \omega_d/2$ , выполняется условие

$$\left| \bar{K}_{ЦАП}(\omega)K_{C\Phi}(\omega) \right| = 1, \quad (2.21)$$

то линейные искажения сигнала на выходе синтезирующего фильтра будут отсутствовать. Однако практическое выполнение этого условия ограничено точностью реализации требуемой АЧХ аналогового синтезирующего фильтра, которая в лучшем случае может достигать  $\pm 0,5$  дБ.

### ***Контрольные вопросы***

1. Опишите алгоритм работы аналогово-цифрового преобразователя.
2. Каким образом выбирается значение частоты дискретизации заданного сигнала?
3. Что такое квантование сигнала по уровню, из каких соотношений выбирается разрядность АЦП?
4. Что такое шум квантования, каковы его характеристики?
5. Опишите алгоритм работы цифро-аналогового преобразователя.



Здесь условно обозначено:

ПФ — полосовой фильтр;

Р — разветвитель;

ФНЧ — фильтр нижних частот;

АЦП — аналого-цифровой преобразователь;

ОУ — операционный усилитель;

СУ — схема управления;

ЦОС — узел цифровой обработки сигналов;

КС — квадратурный смеситель;

СЧ — синтезатор частоты.

Основные технические характеристики приемника:

$F_{\Pi}$  — диапазон частот принимаемых сигналов;

$D$  — динамический диапазон;

$D_u$  — динамический диапазон по интермодуляции.

Пусть на вход приемника воздействует радиосигнал с произвольным законом модуляции:

$$S(t) = U(t) \cos[\omega_0 t + \theta(t) + \varphi_0], \quad (3.1)$$

где  $U(t)$  — закон изменения огибающей;

$\theta(t)$  — закон угловой модуляции;

$\omega_0$  — несущая частота радиосигнала;

$\varphi_0$  — начальная фаза радиосигнала.

Синтезатор частоты формирует гармоническое колебание

$$S_{\Gamma}(t) = U_{\Gamma} \cos \omega_{\Gamma} t, \quad (3.2)$$

в общем случае не совпадающее по частоте с входным сигналом (3.1). Пусть для определенности имеет место расстройка частот сигнала (3.1) и синтезатора:

$$\Delta \omega = \omega_0 - \omega_{\Gamma}. \quad (3.3)$$

При идеальном квадратурном преобразовании сигналы на выходах ФНЧ1 и ФНЧ2 являются синфазной и квадратурной составляющими комплексной огибающей  $\dot{U}_a(t) = S_c(t) + jS_s(t)$  аналитического сигнала

$$\dot{S}_a(t) = \dot{U}_a(t)e^{j\omega_0 t} \quad (3.4)$$

и определяются соответственно выражениями:

$$S_c(t) = U(t) \cos[\Delta\omega t + \theta(t) + \varphi_0] \quad (3.5)$$

и

$$S_s(t) = U(t) \sin[\Delta\omega t + \theta(t) + \varphi_0] \quad (3.6)$$

Формулы (3.5) и (3.6) содержат все информационные компоненты сигнала  $S(t)$  и позволяют их получить.

### **3.1.1. Модель квадратурного смесителя**

Реальный квадратурный смеситель является аналоговым устройством, поэтому непременно вносит искажения в результат преобразования. Эти искажения в значительной степени обусловлены не идентичностью квадратурных каналов преобразования и в общем случае являются частотно зависимыми. Причем частотная зависимость будет сложной: от несущей частоты и полосы входного радиосигнала (неидентичность характеристик каналов разветвителя и смесителей по входам радиосигнала), от частоты гетеродина (частотная зависимость реализации преобразования Гильберта и неидентичность характеристик смесителей по входам гетеродина), от разностной частоты гетеродина и спектральных составляющих преобразуемого сигнала (неидентичность характеристик смесителей, ФНЧ1 и ФНЧ2). В результате реальный КС будет иметь характеристики, далёкие от идеальных.

Возьмём входной гармонический сигнал:

$$S(t) = \cos[\omega_0 t + \varphi_0], \quad (3.7)$$

тогда в общем случае для фиксированных частот  $\omega_r$  и  $\omega_0$  сигналы на выходе реального КС с разбалансами будут определяться выражениями:

$$S_c(t) = a + (1 + \Delta k_c) \cos[\Delta\omega t + \Delta\varphi_c + \varphi_0] \quad (3.8)$$

$$S_s(t) = b + (1 + \Delta k_s) \cos[\Delta \omega t + \Delta \varphi_s + \varphi_0], \quad (3.9)$$

где  $a$  и  $b$  — разбалансы по постоянным составляющим;  
 $\Delta k_c$  и  $\Delta k_s$  — разбалансы по коэффициентам передачи;  
 $\Delta \varphi_c$  и  $\Delta \varphi_s$  — разбалансы по фазам.

В векторной форме сигналы (3.5), (3.6), (3.8) и (3.9) для случая  $\varphi_0 = 0$  и  $\Delta \omega = 0$  приведены на рис. 3.2.

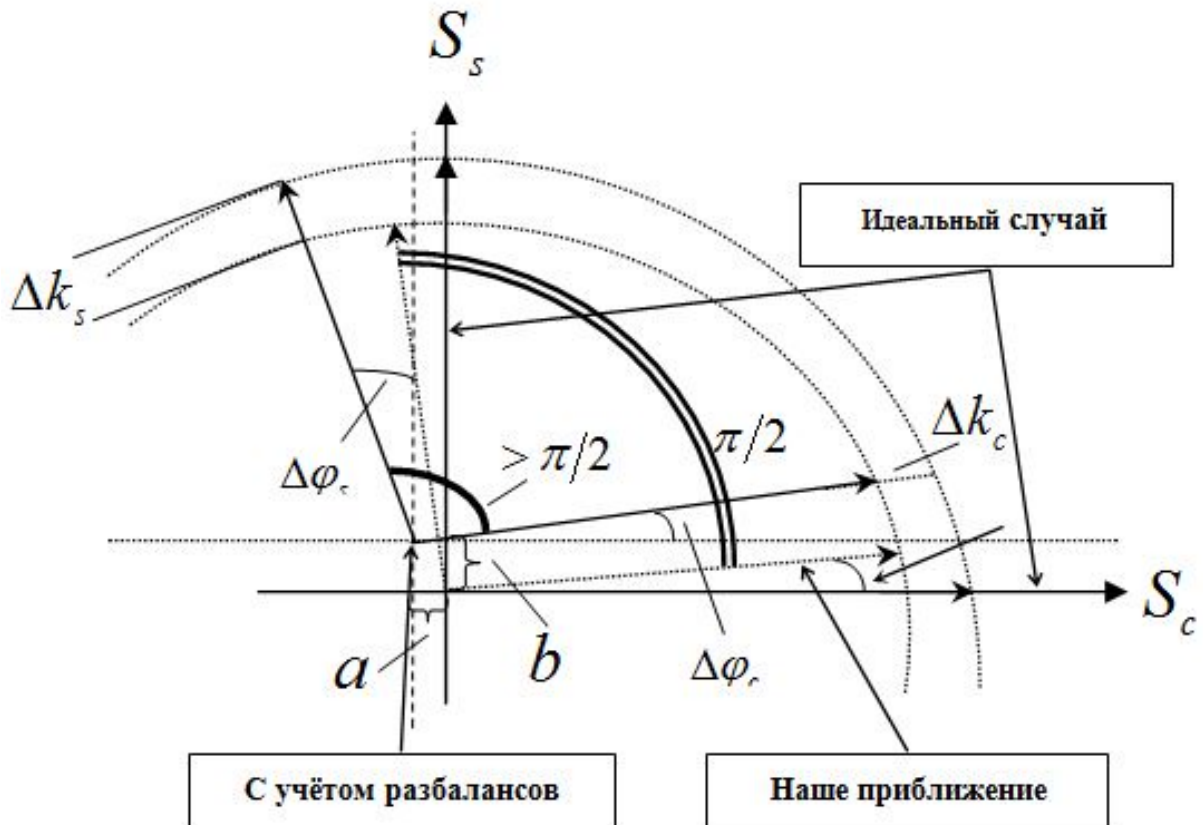


Рисунок 3.2 — Вектора сигналов  $S_c(t)$  и  $S_s(t)$ , определяемые выражениями 3.5, 3.6 и 3.8, 3.9

Здесь представлены векторы квадратурной и синфазной компонент выходного сигнала реального КС. В идеальном случае эти векторы имеют одинаковую амплитуду и угол в  $90^\circ$ . Воздействие разбалансов  $a$ ,  $b$ ,  $\Delta k$  и  $\Delta \varphi$  приводит, как показано на рисунке, к искажениям.  $\Delta k_c$  и  $\Delta k_s$  — к изменению амплитуд, а  $\Delta \varphi_s$  и  $\Delta \varphi_c$  — к изменению их углового положения, а при  $\Delta \varphi_s \neq \Delta \varphi_c$  — к отклонению от  $90^\circ$ .

В нашей модели мы делаем приближение: будем считать, что синфазный канал, за исключением разбаланса по  $a$ , идеален.



Проведём коррекции вектора квадратурного сигнала относительно синфазного. Если результатами такой коррекции будут  $\Delta k_c = \Delta k_s = 0$ ,  $a = b = 0$ ,  $\Delta \varphi_c = \Delta \varphi_s$ , то полученные векторы будут сопряжены по Гильберту, но в начальную фазу будет внесена погрешность, которой в рамках рассматриваемой модели можно пренебречь.

Далее рассмотрим упрощенную, частотно не зависимую, модель реального КС, который от идеального отличается тем, что в синфазном и квадратурном каналах преобразования имеется разбаланс по постоянным составляющим  $a$  и  $b$  соответственно, а все остальные разбалансы между каналами КС приводят к изменению коэффициента передачи квадратурного канала относительно синфазного на величину  $\Delta k$  и отклонению от квадратурности на величину  $\Delta \varphi$ . Таким образом, сведем искажения обоих каналов КС к относительным искажениям в квадратурном канале. Предлагаемая модель позволит ответить на вопрос о зависимости динамического диапазона приемника от характеристик КС. В оценку напряжения входного сигнала на входе приемника и его начальной фазы будет внесена некоторая неопределенность.

Применяя эту модель КС в виде совокупности частотно независимых разбалансов  $P$ :

$$P = P\{a, b, \Delta k, \Delta \varphi\}, \quad (3.10)$$

можно записать сигналы на синфазном и квадратурном выходах реального КС в виде:

$$S_{cp}(t) = a + U(t) \cos[\Delta \omega t + \theta(t) + \varphi_0] \quad (3.11)$$

$$S_{sp}(t) = b + (1 + \Delta k)U(t) \sin[\Delta \omega t + \theta(t) + \varphi_0 + \Delta \varphi] \quad (3.12)$$

### ***3.1.2. Анализ искажений, вносимых в обрабатываемый радиосигнал реальным квадратурным смесителем***

Проведем оценку влияния разбалансов КС на обрабатываемый радиосигнал методом приведения искажений КС к его входу, т. е. эквивалентным внесением их во входной сигнал с после-

дующим идеальным квадратурным преобразованием. Для этого достаточно методом идеальной квадратурной модуляции восстановить радиосигнал, используя выражения (3.11), (3.12):

$$S^*(t) = S_{cp}(t) \cos \omega_{\Gamma} t - S_{sp}(t) \sin \omega_{\Gamma} t. \quad (3.13)$$

Полученный радиосигнал  $S^*(t)$  содержит все искажения, обусловленные разбалансами и имеющимися в сигналах  $S_{cp}(t)$  и  $S_{sp}(t)$ .

Структурная схема преобразований, соответствующая этой процедуре, приведена на рис. 3.3.

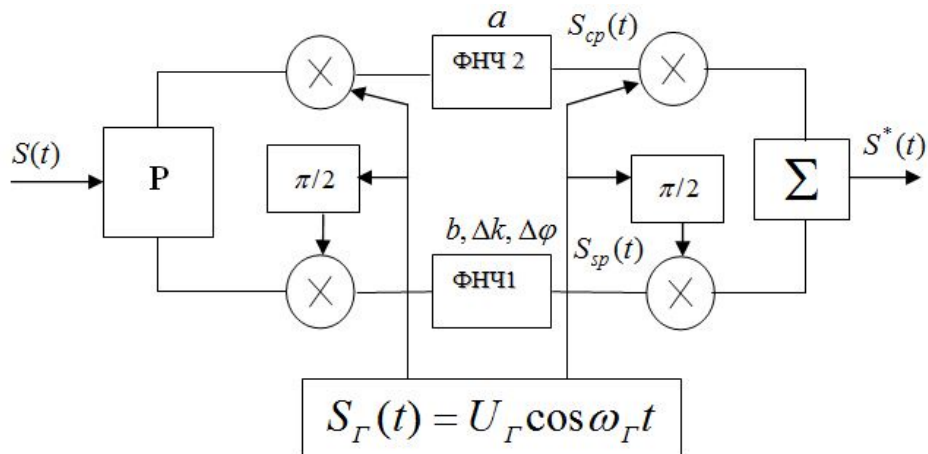


Рисунок 3.3 — Структурная схема преобразований, обеспечивающих приведение искажений радиосигнала в КС к входному радиосигналу

Для упрощения анализа в качестве входного радиосигнала возьмем тестовый немодулированный гармонический сигнал:

$$S^T(t) = U_0 \cos \omega_0 t. \quad (3.14)$$

Тогда выражения (3.8) и (3.9) примут соответственно вид:

$$S_{cp}^T(t) = a + U_0 \cos[\Delta\omega t + \varphi_0], \quad (3.15)$$

$$S_{sp}^T(t) = b + (1 + \Delta k)U_0 \sin[\Delta\omega t + \varphi_0 + \Delta\varphi], \quad (3.16)$$

а результат восстановления радиосигнала в идеальном КМ, описываемом выражением (3.13), определится формулой:

$$\begin{aligned}
S^{T*}(t) &= S_{cp}^T(t) \cos \omega_r t - S_{sp}^T(t) \sin \omega_r t = \\
&= [a \cos \omega_r t - b \sin \omega_r t] + \\
&+ \left\{ \left[ \frac{U_0}{2} + \left( \frac{1 + \Delta k}{2} \right) U_0 \cos \Delta \varphi \right] \cos \omega_0 t - \left[ \left( \frac{1 + \Delta k}{2} \right) \sin \Delta \varphi \right] \sin \omega_0 t \right\} + \quad (3.17) \\
&+ \left\{ \left[ \frac{U_0}{2} - \left( \frac{1 + \Delta k}{2} \right) U_0 \cos \Delta \varphi \right] \cos \omega_3 t + \left[ \left( \frac{1 + \Delta k}{2} \right) U_0 \sin \Delta \varphi \right] \sin \omega_3 t \right\}
\end{aligned}$$

где  $\omega_3 = \omega_r - \Delta\omega$  — зеркальная относительно  $\omega_r$  частота, на которой формируется нежелательная спектральная составляющая.

Из выражения (3.17) следует, что спектр выходного сигнала КМ, кроме полезной составляющей на частоте  $\omega_0$ , будет содержать составляющие на частотах  $\omega_r$  и  $\omega_3$ , которых не было во входном сигнале (3.1). Их появление является результатом наличия разбалансов (3.10).

Амплитуды спектральных составляющих  $U_{\omega_r}, U_{\omega_0}, U_{\omega_3}$  на частотах  $\omega_r, \omega_0$  и  $\omega_3$ , соответственно, будут равны:

$$U_{\omega_r} = \sqrt{a^2 + b^2}, \quad (3.18)$$

$$U_{\omega_0} = \sqrt{\left[ \frac{U_0}{2} + \left( \frac{1 + \Delta k}{2} \right) U_0 \cos \Delta \varphi \right]^2 + \left[ \left( \frac{1 + \Delta k}{2} \right) \sin \Delta \varphi \right]^2} \quad (3.19)$$

$$U_{\omega_3} = \sqrt{\left[ \frac{U_0}{2} - \left( \frac{1 + \Delta k}{2} \right) U_0 \cos \Delta \varphi \right]^2 + \left[ \left( \frac{1 + \Delta k}{2} \right) U_0 \sin \Delta \varphi \right]^2} \quad (3.20)$$

Из (3.18)–(3.20) также следует, что при нулевых значениях разбалансов амплитуды спектральных составляющих на частотах  $\omega_r$  и  $\omega_3$  равны нулю, а выходной сигнал КМ (3.17) с точностью до постоянного коэффициента идентичен входному (3.14).

Таким образом, наличие разбалансов в КС эквивалентно возникновению нежелательных спектральных составляющих на частотах  $\omega_r$  и  $\omega_3$ . Это приводит к ограничению динамического диапазона приёмника до уровня, определяемого относительными амплитудами вредных спектральных составляющих. Из (3.17) следует, что амплитуда составляющей на частоте  $\omega_r$  определяется только разбалансами по постоянным составляющим  $a$  и  $b$ ,

а на частоте  $\omega_3$  — разбалансами по коэффициенту передачи  $\Delta k$  и фазе  $\Delta\varphi$ . Наличие этих разбалансов также приводит к изменению амплитуды полезного сигнала на частоте  $\omega_0$ .

Спектры входного сигнала (3.14) и преобразованного (3.17) приведены на рис. 3.4 и 3.5 соответственно.

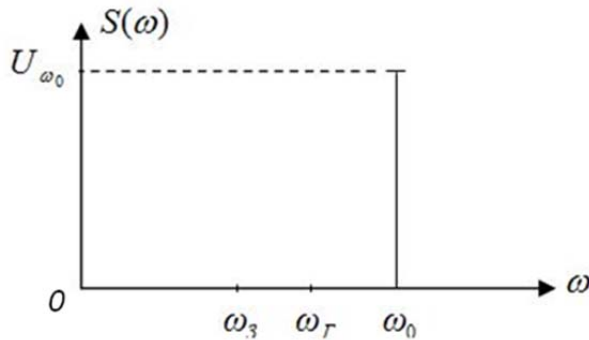


Рисунок 3.4 — Спектр входного сигнала

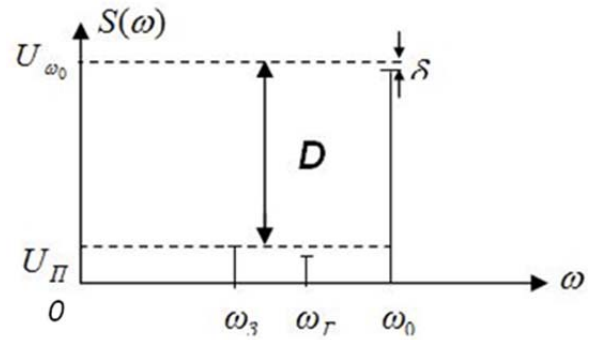


Рисунок 3.5 — Спектр восстановленного сигнала

Параметр  $D$  здесь определяет динамический диапазон КС, обусловленный разбалансами (3.10). Поскольку при наличии разбалансов в КС в общем случае возникают две паразитные составляющие, то динамический диапазон КС определим как минимальное значение относительного уровня этих составляющих:

$$D[\text{дБ}] = 20 \lg \frac{U_0}{U_{\Pi}}, \quad (3.21)$$

где  $U_0$  — амплитуда полезной спектральной составляющей,

$U_{\Pi} = \max \{U_{\omega_r}, U_{\omega_3}\}$  — амплитуда максимальной спектральной составляющей помехи.

Уменьшение амплитуды полезной спектральной составляющей  $U_0$  на частоте  $\omega_0$  обусловлено перераспределением энергии в спектре восстановленного радиосигнала (3.17). Как следует из (3.19), при небольших значениях параметров разбалансов отклонения амплитуды этой составляющей от значения  $U_0$  будут также небольшими.

Если гармонический входной сигнал (3.14) заменить модулированным (3.1), то получим спектры, качественно изображенные на рис. 3.6 и 3.7, что также является следствием преобразования (3.17).

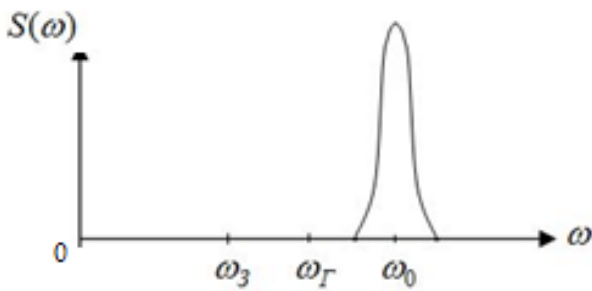


Рисунок 3.6 — Спектр модулированного входного радиосигнала

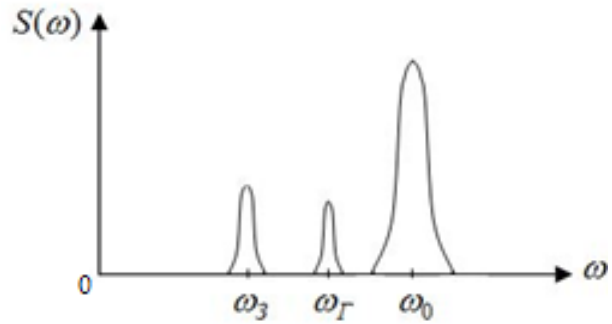


Рисунок 3.7 — Спектр восстановленного радиосигнала

### 3.1.3. Динамический диапазон аналого-цифрового преобразования

Другим важным узлом цифрового приемника, определяющим его динамический диапазон, является аналого-цифровое преобразование. Для оценки влияния характеристик АЦП на динамический диапазон обработки радиосигналов, выработки и анализа возможных путей расширения динамического диапазона, рассмотрим математическую модель АЦП, на основе которой и проведем исследование.

Поскольку многие методы анализа радиосигналов основаны на цифровом спектральном анализе, оценку динамического диапазона АЦП будем проводить в спектральной области.

Учитывая, что  $S_y(nT_d) = S_d(nT_d) + \eta_d[S_d(nT_d)]$ , запишем выражение для комплексного спектра сигнала на выходе АЦП

$$\bar{S}(k) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} S_d(n) e^{j\frac{2\pi}{N}nk} + \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \eta_d[S_d(n)] e^{j\frac{2\pi}{N}nk}. \quad (3.22)$$

В качестве сигнала возьмем гармоническое колебание  $S(t) = \cos(\Omega t + \varphi_0)$  с равновероятным распределением на интервале  $[-\pi, \pi]$  начальной фазы  $\varphi_0$ . Частота  $\Omega$  и интервал анализа  $T_a$ , на котором берется  $N$  выборок из сигнала  $S(t)$ , находятся в кратном соотношении:  $T_a = bT$ , где  $b = 1, 2, 3, \dots$ . После дискретизации такого сигнала получим:

$$S_d(n) = \cos \left[ \frac{2\pi}{N} mn + \varphi_0 \right]. \quad (3.23)$$

При  $m = k$  в (3.22) формируется спектральная линия, флуктуирующая из-за наличия шума квантования. В остальных точках  $m \neq k$  присутствуют спектральные составляющие, обусловленные только шумом квантования.

Дискретное преобразование Фурье (3.22) эквивалентно параллельной гребенке фильтров. Для  $k$ -й частотной точки комплексный коэффициент передачи фильтра определяется выражением:

$$K(e^{j\omega}) = e^{-j\omega \frac{N-1}{2}} e^{j\frac{\pi k}{N}} \frac{\sin(N\omega/2)}{\sin\left(\frac{\omega}{2} + \frac{\pi k}{N}\right)} = e^{-j\omega \frac{N-1}{2}} e^{j\frac{\pi k}{N}} f_N(\omega, k). \quad (3.24)$$

$f_N(\omega, k)$  — амплитудная частотная характеристика фильтра.

Вид (3.24) приведен на рис. 3.8.

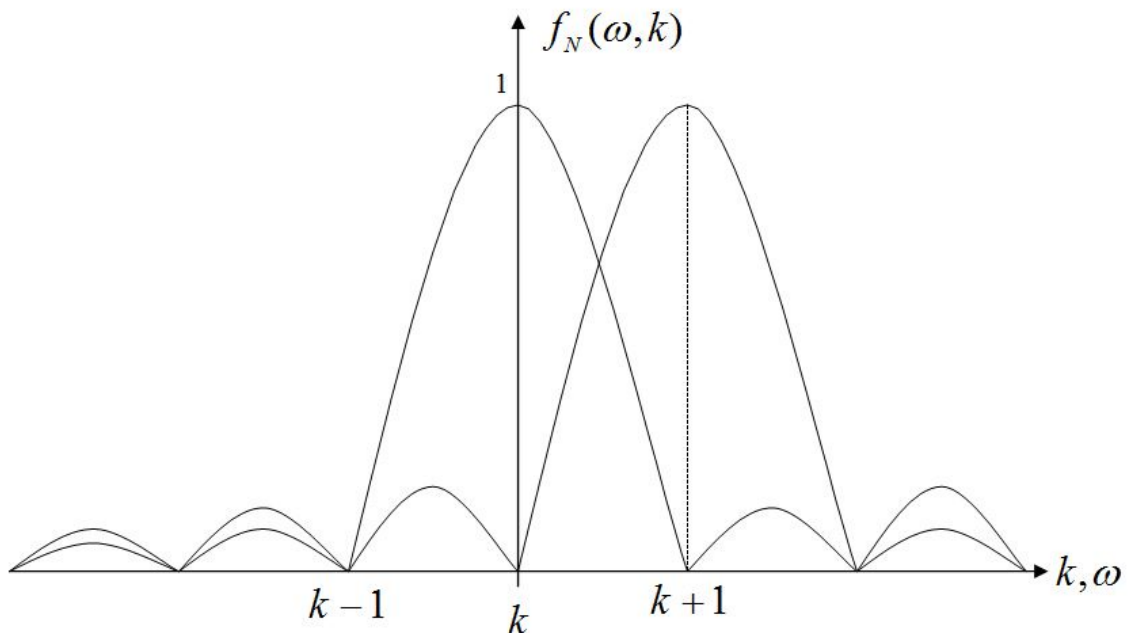


Рисунок 3.8 — АЧХ  $k$ -го и  $k+1$  фильтра

Значение коэффициента передачи  $k$ -го фильтра отлично от 0 только для точки  $k$ .

Воздействие широкополосного шума квантования с равномерным законом распределения на узкополосный фильтр ячейки частотного разрешения ДПФ с комплексным коэффициентом передачи (3.24) приведет к нормализации этого процесса на выходе

фильтра. В результате шум квантования на выходе  $k$ -го фильтра будет определяться выражением:

$$\dot{S}_{\eta,k}(m) = A_k(m)e^{j\varphi_k(m)}. \quad (3.25)$$

Здесь  $A_k(m)$  — амплитуда, а  $\varphi_k(m)$  — фаза спектральной составляющей шума квантования в  $k$ -й ячейке частотного разрешения на  $m$ -й реализации входного сигнала. Причём  $A_k(m)$  распределена по нормальному закону равновероятно на интервале  $[-\pi, \pi]$ :

$$p(A) = \frac{1}{\sigma_\eta \sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{(A - m_\eta)^2}{2\sigma_\eta^2}\right). \quad (3.26)$$

На рис. 3.9 приведён результат спектрального анализа гармонического сигнала. В диапазоне значений от  $-100$  дБ до  $-120$  дБ наблюдаются спектральные составляющие шума квантования.

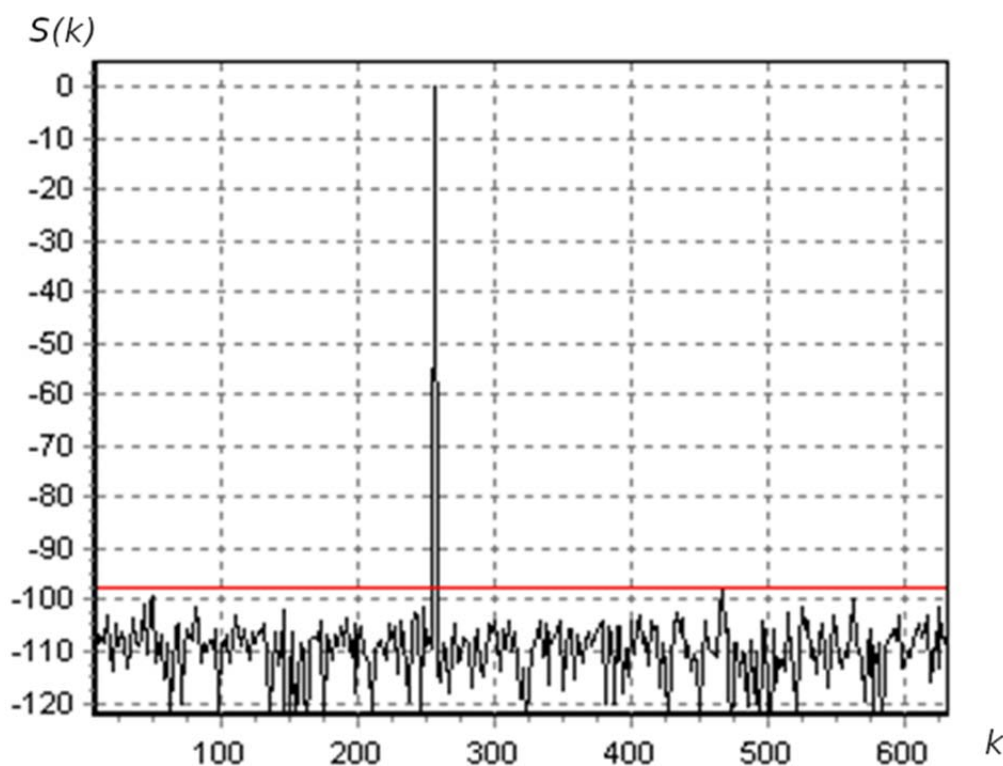


Рисунок 3.9 — Амплитудный спектр гармонического сигнала

В соответствии с (3.22) наличие шума квантования приведет к искажению спектральной составляющей полезного сигнала. Наиболее удобно этот процесс представить в векторной форме для нескольких реализаций. Спектральная составляющая гармо-

нического сигнала имеет параметры  $U_0$  и  $\varphi_0$ . Воздействие шума квантования приводит к изменению амплитуды и фазы гармонической составляющей. На рис. 3.10 приведен результат суммирования (вектор, изображенный пунктирной линией) вектора полезного сигнала с вектором шума квантования для  $m$ -й реализации. Окружность — значимая граница расположения векторов шума квантования — имеет радиус  $3\sigma_\eta$ .

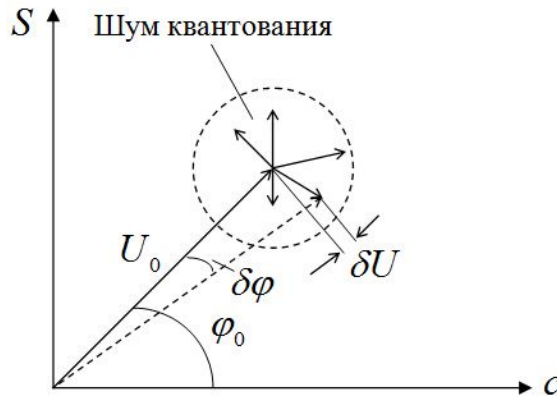


Рисунок 3.10 — Искажения спектра сигнала (параметров  $U_0$  и  $\varphi_0$ ) шумом квантования

Значение параметра  $\sigma_\eta$  может быть определено путем численного моделирования для заданного числа разрядов АЦП и длины реализации  $N$ . В качестве примера на рис. 3.11 и 3.12 приведены распределения логарифма относительных амплитуд спектральных составляющих шума квантования.

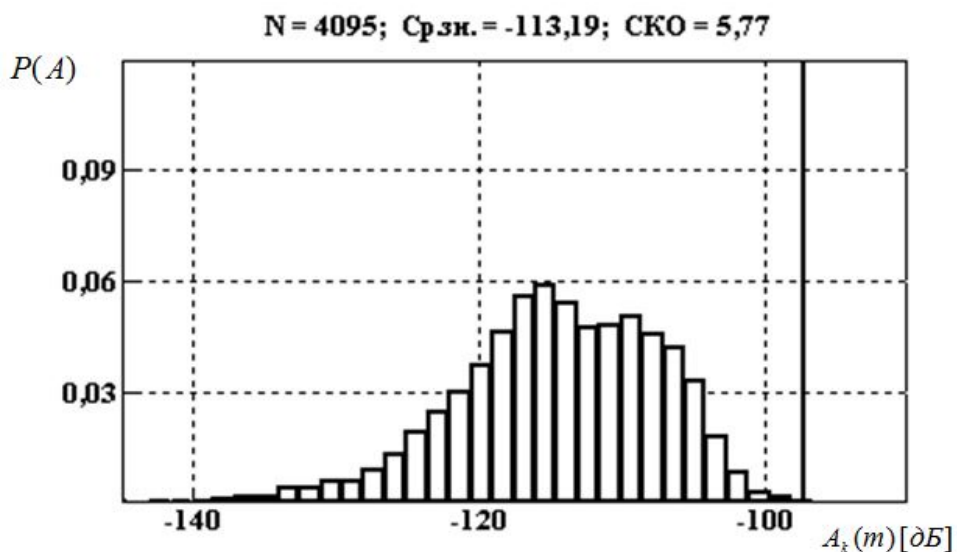


Рисунок 3.11 — Распеделения  $A_k(m)$  для 12-разрядного АЦП



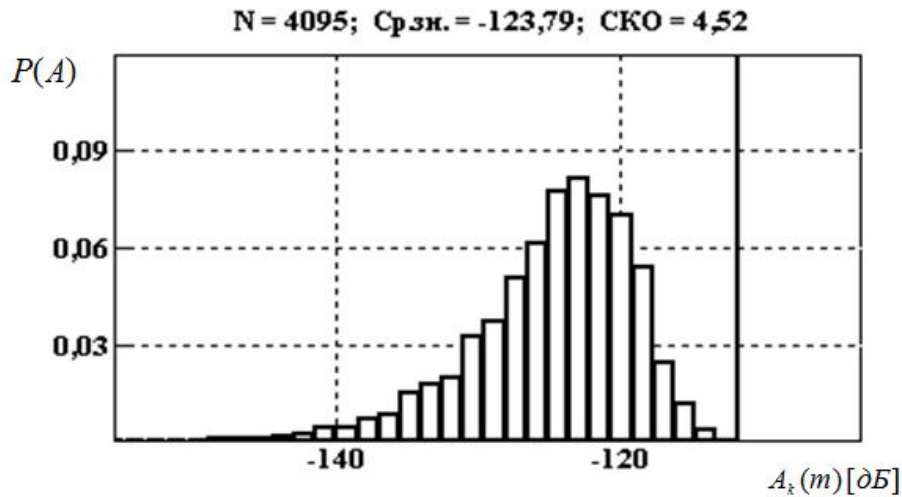


Рисунок 3.12 — Распределения  $A_k(m)$  для 12-разрядного АЦП

Динамический диапазон АЦП в спектральной области по шумам квантования  $D_\eta$  определим по значению  $3\sigma_\eta$ , как показано на рис. 3.13.

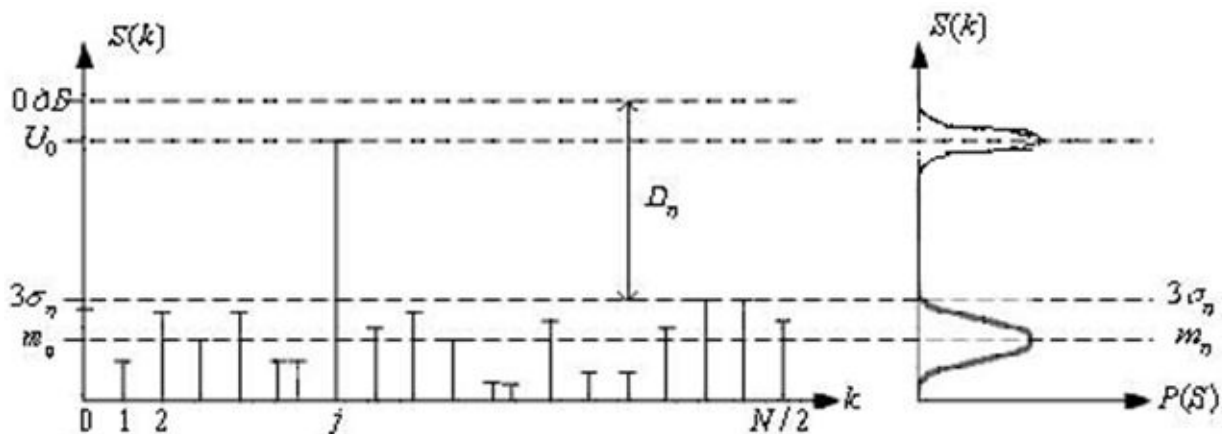


Рисунок 3.13 — Определение динамического диапазона по шумам квантования

Исследуя зависимости  $D_\eta$  от числа разрядов АЦП  $l$  проведём методом численного моделирования для тестового гармонического сигнала при  $\varphi_0 \in [-\pi, \pi]$ . Полученная зависимость  $D_\eta(l)$  приведём в табл. 3.1.

Из полученных результатов следует, что  $D_\eta = 100 \text{ dB}$  удовлетворяет АЦП с  $l = 12(14)$ .

Таблица 3.1

Параметры узлов приёмника	Необходимый динамический диапазон приёмника, дБ			
	40	60	80	100
Относительный разбаланс КС $\delta$	$2,1 \cdot 10^{-2}$	$1,4 \cdot 10^{-2}$	$7,5 \cdot 10^{-3}$	$2,35 \cdot 10^{-5}$
Число разрядов АЦП $nT_d$ при $N = 4096$	6	8	10	12

Мы рассмотрели модель АЦП с шумами квантования и не затронули такие важные параметры, как нелинейность, не монотонность и дифференциальная нелинейность характеристики преобразования АЦП.

Эти параметры, в отличие от шума квантования, приводят к нелинейным искажениям преобразуемого сигнала и, как следствие, возникновению нежелательных спектральных составляющих в полосе анализа и интермодуляционных составляющих при бигармоническом и более сложных воздействиях.

Данные параметры и эффекты определяются технологическими возможностями изготовления АЦП, конструкторскими решениями.

### ***3.1.4. Метод расширения динамического диапазона квадратурного цифрового приёмника с нулевой промежуточной частотой***

Разработаны различные методы компенсации разбалансов КС, например [11; 12]. Рассмотрим один из перспективных алгоритмов компенсации. В соответствии с выражениями (3.11–3.12), для решения задачи компенсации разбалансов квадратурного смесителя необходимо определить их параметры  $a, b, \Delta k, \Delta \varphi$ . Основой предлагаемого метода решения является возможность вычисления этих параметров по результатам комплексного цифрового спектрального анализа сигналов с выходов КС. Выполняя комплексное преобразование Фурье от массивов реальных данных синфазной и квадратурной компонент комплексной огибающей и сравнивая полученные результаты с результатами комплексного спектрального анализа для идеальных данных, можно получить необходимые значения параметров разбалансов.

В частности, параметры  $a$  и  $b$  будут равны значениям преобразований соответствующих сигналов реального квадратурного смесителя на нулевой частоте. Для получения параметров разбалансов, в соответствии с предлагаемым алгоритмом, необходим тестовый сигнал, в качестве которого наиболее удобно использовать гармоническое колебание.

Конечно, в рассматриваемой модели квадратурного смесителя параметры разбалансов будут частотно зависимы. Причём эта зависимость будет двойной: как от входной частоты радиосигнала, так и от значений частоты сигналов на выходах квадратурного смесителя. Ограничимся решением задачи без учёта частотной зависимости.

Структурная схема устройства, обеспечивающего решение поставленной задачи, приведена на рис. 3.14.

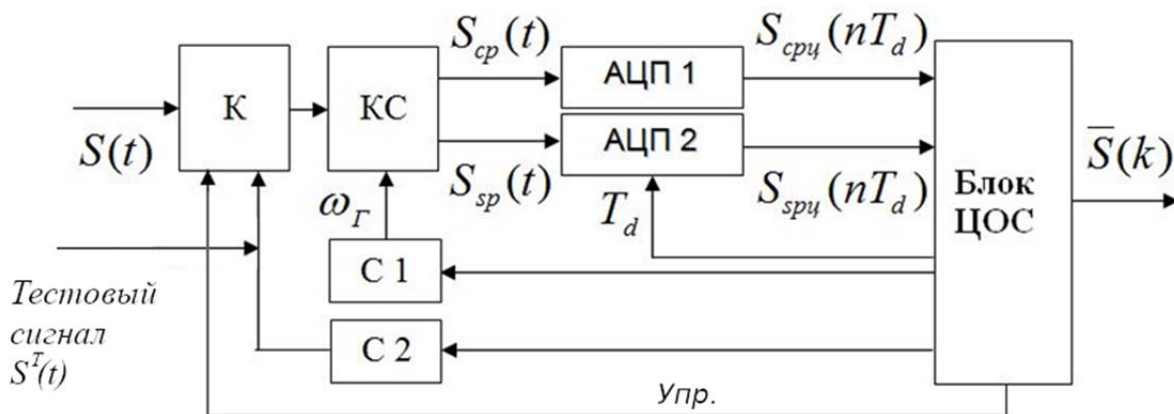


Рисунок 3.14 — Упрощённая структурная схема квадратурного приёмника прямого преобразования с компенсацией разбалансов

Здесь условно обозначено:

К — коммутатор сигналов;

КС — квадратурный смеситель;

С1 — синтезатор частоты приёмного устройства;

С2 — синтезатор частоты тестового сигнала.

Компенсация разбалансов КС реализуется следующим образом. Из блока ЦОС сигнал управления коммутатором К переключает входной сигнал КС на тестовый гармонический, формируемый синтезатором С2. Результат разложения его в КС на синфазную и квадратурную компоненты оцифровывается и обрабатыва-

ется в блоке ЦОС. Результаты обработки сравниваются с эталонным и рассчитываются разбалансы, которые затем учитываются при обработке реального сигнала  $S(t)$ . Эта процедура — калибровка КС — производится циклически.

Отсутствие частотной зависимости эквивалентно решению задачи компенсации разбалансов в фиксированной частотной точке, т.е. при фиксированной несущей частоте входного радиосигнала  $\omega_0$  и фиксированной частоте гетеродина  $\omega_r$ .

После аналого-цифрового преобразования сигналов (3.11–3.12) в соответствии с (2.4) запишем:

$$S_{cpu}^T(nT_d) = S_{cpd}^T(nT_d) + \eta_{cd} [S_{cpd}^T(nT_d)], \quad (3.27)$$

$$S_{spu}^T(nT_d) = S_{spd}^T(nT_d) + \eta_{sd} [S_{spd}^T(nT_d)], \quad (3.28)$$

где

$$S_{cpd}^T(nT_d) = a + U_0 \cos[\Delta\omega nT_d + \varphi_0] \text{ и} \quad (3.28)$$

$$S_{spd}^T(nT_d) = b + (1 + \Delta k)U_0 \sin[\Delta\omega nT_d + \varphi_0 + \Delta\varphi]$$

дискретные сигналы синфазной и квадратурной компонент тестового сигнала реального КС соответственно;

$\eta_{cd} [S_{cpd}^T(nT_d)]$  и  $\eta_{sd} [S_{spd}^T(nT_d)]$  — шум квантования в синфазном и квадратурном каналах соответственно.

После нормировки оси времени и комплексного дискретного преобразования Фурье от функций (3.27 и 3.28) получим:

$$\bar{S}_{c(s)pu}(k) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} S_{c(s)pu}^T(n) e^{j\frac{2\pi}{N}nk}. \quad (3.29)$$

При отсутствии разбалансов (идеальное квадратурное преобразование) значения синфазного и квадратурного сигналов на выходах КС будут определяться по формулам:

$$S_{cud}^T(nT_d) = U_0 \cos[\Delta\omega nT_d + \varphi_0] = S_{cэд}(n) \quad (3.30)$$

$$S_{sud}^T(nT_d) = U_0 \sin[\Delta\omega nT_d + \varphi_0] = S_{сээ}(n)$$

Будем считать эти сигналы эталонными и соответствующие дискретные преобразования Фурье также эталонными:

$$\bar{S}_{c(s)\text{эд}}(k) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} S_{c(s)\text{эд}}(n) e^{j\frac{2\pi}{N}nk}. \quad (3.31)$$

Здесь отсутствует шум квантования, а выбор частотной сетки как тестового, так и эталонного сигналов должен обеспечивать кратность интервалов анализа определения этих сигналов.

Сравнивая коэффициенты разложения, полученные по формулам (3.29) и (3.31), получим оценку параметров разбалансов  $a^*$ ,  $b^*$ ,  $\Delta\varphi^*(i)$ ,  $\Delta k^*(i)$  в  $i$ -й частотной точке:

$$a^* = \left| \bar{S}_{спц}(0) \right| - \left| \bar{S}_{сэд}(0) \right|, \quad (3.32)$$

$$b^* = \left| \bar{S}_{спц}(0) \right| - \left| \bar{S}_{сэд}(0) \right|, \quad (3.33)$$

$$\Delta\varphi^*(i) = \arg \bar{S}_{спц}(i) - \arg \bar{S}_{сэд}(i), \quad (3.34)$$

$$\Delta k^*(i) = \frac{\left| \bar{S}_{спц}(i) \right|}{\left| \bar{S}_{сэд}(i) \right|} - 1. \quad (3.35)$$

Амплитудные спектры синфазной и квадратурной компонент комплексной огибающей тестового сигнала приведены на рис. 3.15 а и рис. 3.16 а соответственно. Аналогичные спектры эталонных сигналов приведены на рис. 3.15 б и **Ошибка! Источник ссылки не найден. б.**

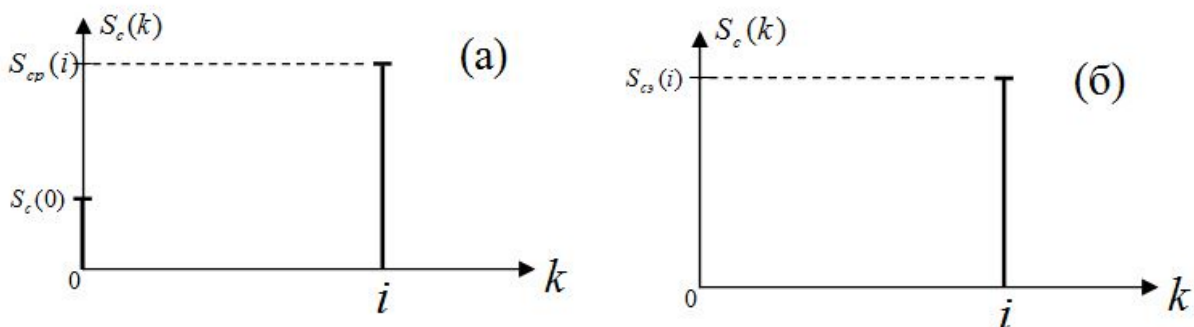


Рисунок 3.15 — Спектры тестового (а) и эталонного (б) сигналов в синфазном канале

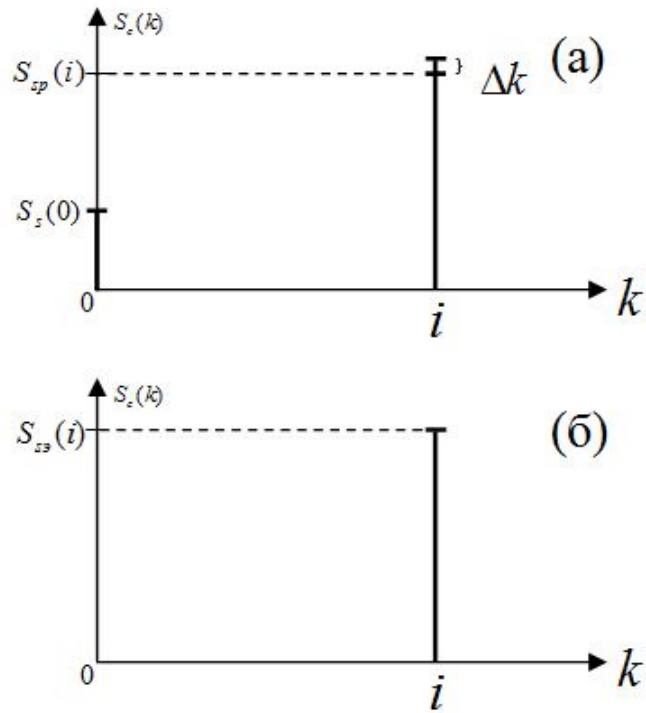


Рисунок 3.16 — Спектры тестового (а) и эталонного (б) сигналов в квадратурном канале

Векторы  $i$ -х спектральных составляющих тестового (реального)  $S_{sp}(i)$  и эталонного  $S_{s3}(i)$  сигналов приведены на рис. 3.17.

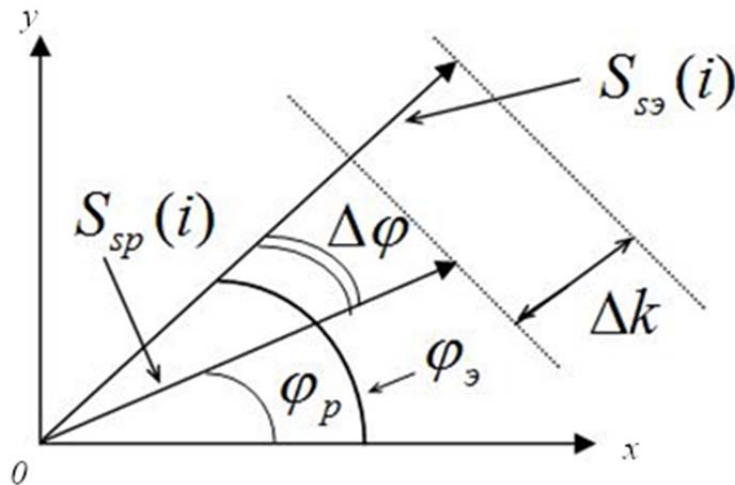


Рисунок 3.17 — Векторы тестового и эталонного сигналов

Наличие шума квантования в тестовых сигналах (3.27 и 3.28) ограничивает точность оценки (3.32–3.35). Эталонный сигнал является результатом моделирования и не содержит искажений.

Представим спектры сигналов на выходе КС в показательной форме:

$$\bar{S}_{c(s)pu}(k) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} S_{c(s)pu}^T(n) e^{j \frac{2\pi}{N} nk} \quad (3.36)$$

Тогда алгоритм компенсации разбалансов для тестового сигнала будет определяться выражениями:

$$\bar{S}_{ck}(k) = S_{cpu}(k) e^{j\varphi_{cpu}(k)} - a(0) \quad (3.37)$$

$$\bar{S}_{sk}(k) = S_{spp}(k) [1 - \Delta k^*] e^{j[\varphi_{spp}(k) - \Delta\varphi^*(k)]} - b(0) \quad (3.38)$$

Затем осуществляется переключение коммутатора К на исследуемый сигнал, для которого по полученным параметрам разбалансов аналогично 3.37 и 3.38 производится коррекция результатов анализа.

Ниже представлены экспериментальные данные, полученные на модели по компенсации разбалансов. Параметры измерений: полоса анализа 100 МГц, число точек БПФ = 512, число разрядов АЦП = 12. На рис. 3.18 представлен спектр сигнала без компенсации, а на рис. 3.19 — с компенсацией при использовании линейной интерполяции зависимостей разбалансов с шагом 25 МГц.

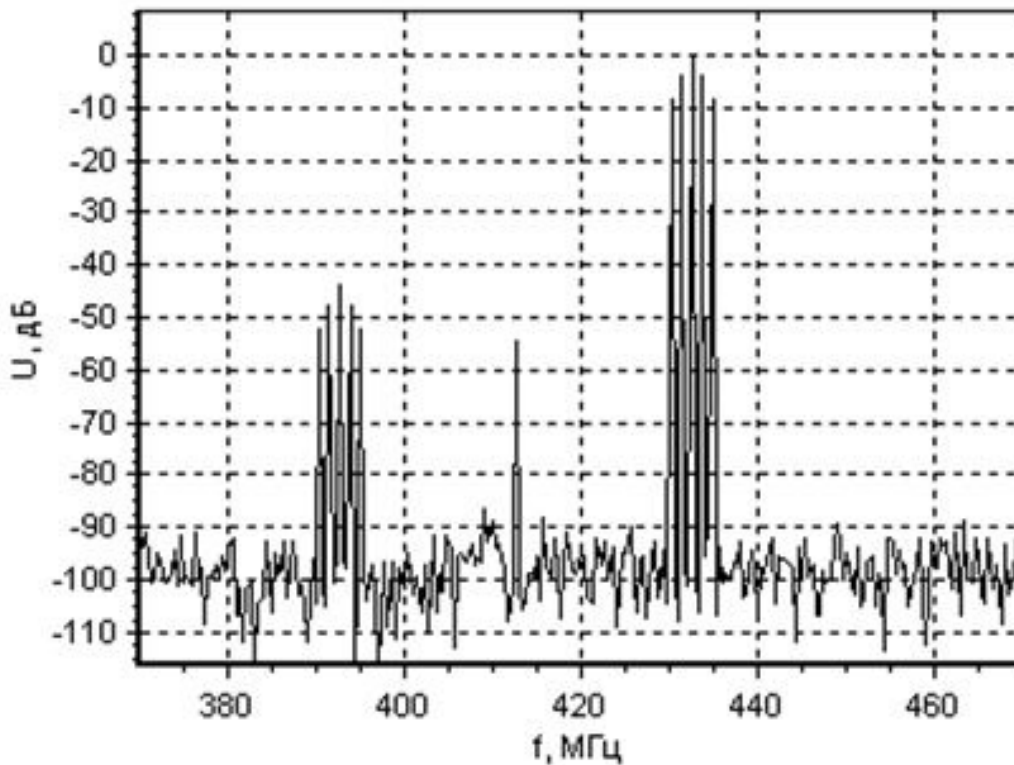


Рисунок 3.18 — Спектр сигнала без компенсации

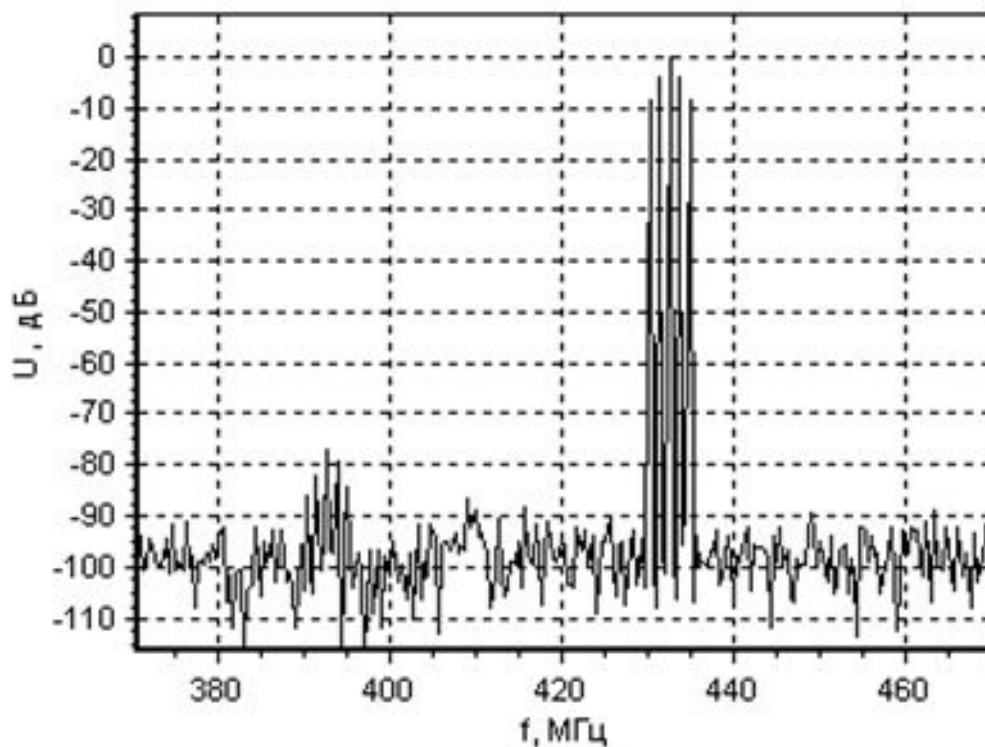


Рисунок 3.19 — Спектр сигнала с компенсацией

Исследования, проведенные по реализации алгоритмов компенсации разбалансов КС, позволяют сделать выводы, что достижимые значения увеличения динамического диапазона КС не превышают 30–35 дБ.

### **3.2. Получение синфазной и квадратурной компонент комплексной огибающей радиосигнала методом сортировки данных**

Обобщенная структурная схема устройства, обеспечивающего получение синфазной и квадратурной компонент комплексной огибающей радиосигнала путем сортировки, представлена на рис. 3.20.

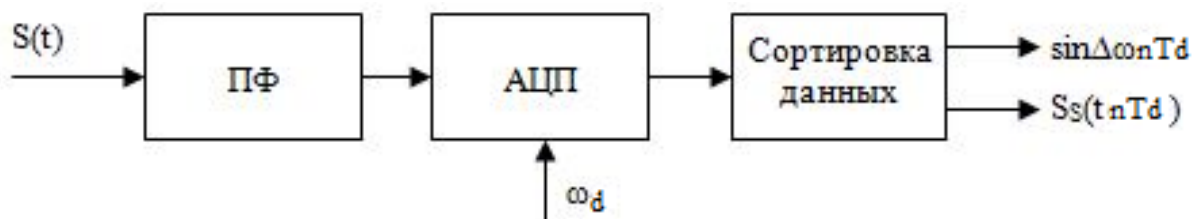


Рисунок 3.20 — Структурная схема получения цифровых квадратурных компонент



Пусть несущая частота  $\omega_0$  этого радиосигнала находится в 3-й зоне Найквиста, как показано на рис. 3.21.

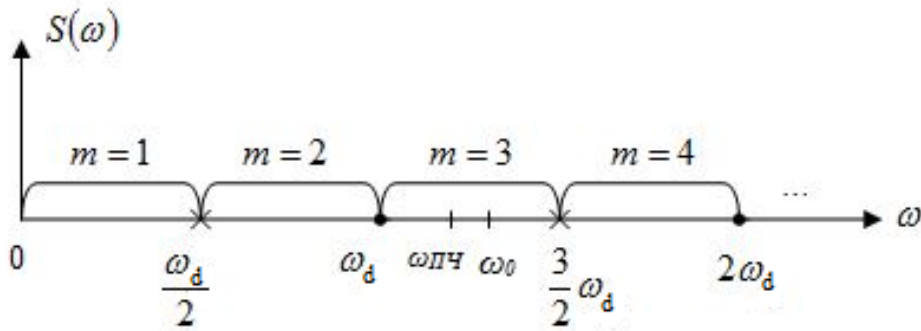


Рисунок 3.21 — Расположение частоты  $\omega_0$  в 3-й зоне Найквиста

Спектр входного радиосигнала приведен на рис. 3.22.

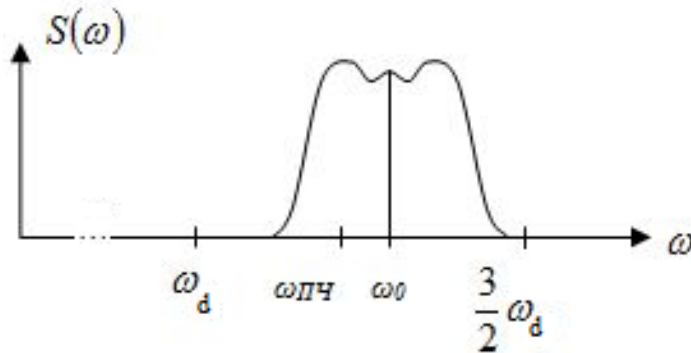


Рисунок 3.22 — Спектр входного радиосигнала в 3-й зоне Найквиста

Запишем преобразования для общего случая  $m$ -й зоны относительно центральной частоты, которую обозначим как промежуточную  $\omega_{нч} = (m - \frac{1}{2}) \frac{\omega_d}{2}$ . Пусть расстройка частот  $\omega_0 - \omega_{нч} = \Delta\omega$ .

Запишем входной радиосигнал  $S(t)$  через  $\omega_{нч}$  и  $\Delta\omega$ :

$$\begin{aligned}
 S(t) &= U(t) \cos\left[\left(m \frac{\omega_d}{2} t - \frac{\omega_d}{4} t\right) + (\Delta\omega t + \theta(t) + \varphi_0)\right] = \\
 &= U(t) \cos(\Delta\omega t + \theta(t) + \varphi_0) \cos\left(m \frac{\omega_d}{2} t - \frac{\omega_d}{4} t\right) - \\
 &\quad - U(t) \sin(\Delta\omega t + \theta(t) + \varphi_0) \sin\left(m \frac{\omega_d}{2} t - \frac{\omega_d}{4} t\right).
 \end{aligned} \tag{3.39}$$

Выполним операцию дискретизации временной оси  $t \xrightarrow{D} nT_d$ . Учитывая, что  $\omega_d = \frac{2\pi}{T_d}$ , получим:

$$S(nT_d) = U(nT_d) \cos(\Delta\omega nT_d + \theta(nT_d) + \varphi_0) \cos(\pi mn - n\pi/2) - \\ - U(nT_d) \sin(\Delta\omega nT_d + \theta(nT_d) + \varphi_0) \sin(\pi mn - n\pi/2) \quad (3.40)$$

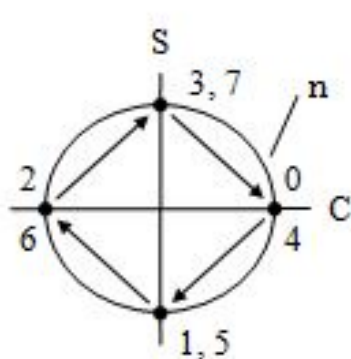
Или для безразмерной дискретной временной оси:

$$S(n) = U(n) \cos(\Delta\tilde{\omega}n + \theta(n) + \varphi_0) \cos(\pi mn - n\pi/2) - \\ - U(n) \sin(\Delta\tilde{\omega}n + \theta(n) + \varphi_0) \sin(\pi mn - n\pi/2) = \\ = S_c(n) \cos(\pi mn - n\pi/2) - S_s(n) \sin(\pi mn - n\pi/2), \quad (3.41)$$

где  $\Delta\tilde{\omega} = \omega T_d$  — нормированная частота;

$S_c(n) = U(n) \cos[\Delta\tilde{\omega}n + \theta(n) + \varphi_0]$  — синфазная дискретная составляющая комплексной огибающей аналитического сигнала;  
 $S_s(n) = U(n) \sin[\Delta\tilde{\omega}n + \theta(n) + \varphi_0]$  — квадратурная дискретная составляющая комплексной огибающей аналитического сигнала.

Проанализировав данную формулу, можно увидеть, что чётные выборки сигнала совпадают в данный момент с точностью до знака со значениями синфазной составляющей сигнала, а нечётные выборки — со значениями квадратурной составляющей. На рис. 3.23 приведена диаграмма и таблица, иллюстрирующие это обстоятельство.



n	$\cos(\pi mn + n\pi/2)$	$\sin(\pi mn + n\pi/2)$	S(n)
0	1	0	$S_c(n)$
1	0	-1	$S_s(n)$
2	-1	0	$S_c(n)$
3	0	1	$S_s(n)$
4	1	0	$S_c(n)$
5	0	-1	$S_s(n)$
6	-1	0	$S_c(n)$
7	0	1	$S_s(n)$

Рисунок 3.23 — Преобразование  $S(n)$  в  $S_c(n)$  и  $S_s(n)$  путем сортировки

В общем случае в зависимости от номера зоны  $m$  можно записать:

1. Для нечётных зон ( $m$  нечётно):

$$A_c(2l) = (-1)^l S(2l) \text{ для чётных выборок } (n = 2l),$$

$$A_s(2l + 1) = -(-1)^l S(2l + 1) \text{ для нечётных выборок } (n = 2l + 1).$$

2. Для чётных зон ( $m$  чётно) имеем:

$$A_c(2l) = (-1)^l S(2l) \text{ для чётных выборок } (n = 2l),$$

$$A_s(2l + 1) = (-1)^l S(2l + 1) \text{ для нечётных выборок } (n = 2l + 1).$$

Для случая гармонического сигнала  $S(t) = \cos \Delta \omega t$  результат такого преобразования представлен на рис. 3.24.

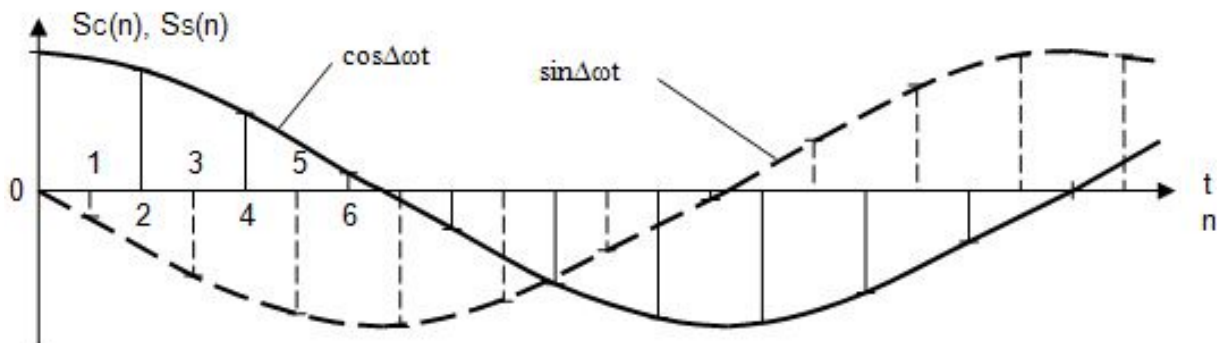


Рисунок 3.24 — Получаемые синфазная и квадратурные составляющие для случая гармонического преобразуемого сигнала

Достоинство метода — простота реализации, минимальное количество и простота необходимых операций, недостаток — получение значений цифровых синфазной и квадратурной составляющих в несовпадающие моменты времени. Для получения недостающих значений синфазной и квадратурной составляющих требуется интерполяция.

### **3.3. Метод цифрового квадратурного преобразования в зонах Найквиста**

Очень широкое распространение на практике получил метод цифрового квадратурного преобразования.

Суть его работы состоит в предварительном выделении необходимой зоны Найквиста полосовым фильтром (ПФ) и дальнейшим разложением сигнала на синфазную  $S_c(nT_d)$  и квадратурную  $S_s(nT_d)$  составляющие. Структурная схема такого преобразователя представлена на рис. 3.25.

Для получения синфазной  $S_c(nT_d)$  и квадратурной  $S_s(nT_d)$  составляющих входной сигнал умножается на опорные сигналы  $\cos(\omega nT_d)$  и  $\sin(\omega nT_d)$ . В результате перемножения получается сигнал, в спектре которого присутствуют составляющие с суммарной и разностной частотами входного и опорного сигнала.

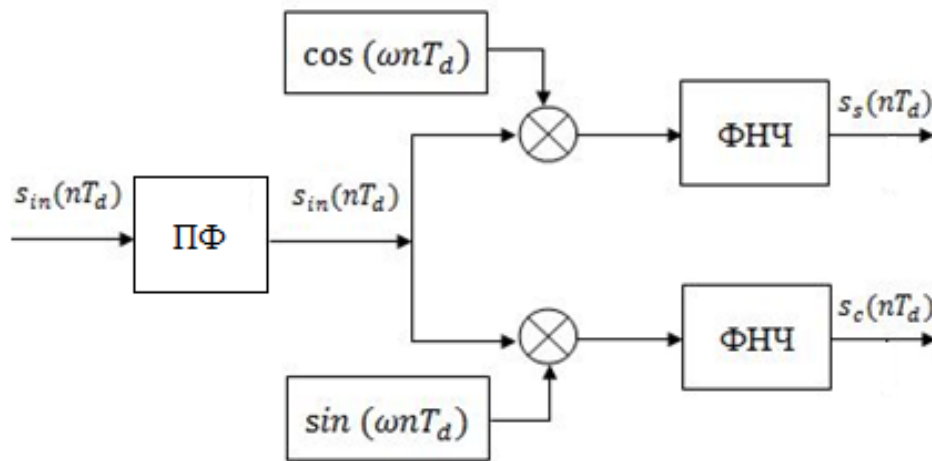


Рисунок 3.25 — Структурная схема квадратурного преобразователя

В аналитическом виде это будет выглядеть следующим образом. Допустим, что входной сигнал представлен выражением  $S(nT_d) = A(nT_d)\cos(w_0nT_d + \varphi_0)$ , а опорные сигналы выражениями  $S_{op\_cos}(nT_d) = \cos(w_0nT_d)$  и  $S_{op\_sin}(nT_d) = \sin(w_0nT_d)$  тогда в результате перемножения получим следующее:

$$\begin{aligned} S(nT_d) \cdot S_{op\_cos}(nT_d) &= A(nT_d) \cos(w_0nT_d + \varphi_0) \cos(w_0nT_d) \\ &= \frac{A(nT_d)}{2} \cos(2w_0nT_d + \varphi_0) + \frac{A(nT_d)}{2} \cos(\varphi_0) \end{aligned} \quad (3.42)$$

$$\begin{aligned} S(nT_d) \cdot S_{op\_sin}(nT_d) &= A(nT_d) \cos(w_0nT_d + \varphi_0) \sin(w_0nT_d) \\ &= \frac{A(nT_d)}{2} \sin(2w_0nT_d + \varphi_0) + \frac{A(nT_d)}{2} \sin(\varphi_0) \end{aligned}$$

Составляющие в спектре после перемножения будут находиться на разностных и суммарных частотах. Составляющие, находящиеся на суммарных частотах, удаляются ФНЧ. В результате получается:

$$\begin{aligned} S_c(nT_d) &= \frac{A(nT_d)}{2} \cos(\varphi_0) \\ S_s(nT_d) &= \frac{A(nT_d)}{2} \sin(\varphi_0) \end{aligned} \quad (3.43)$$

ФНЧ реализуются на основе КИХ фильтров.

Амплитуда входного сигнала в таком случае рассчитывается по следующей формуле:

$$\begin{aligned}
2 \cdot \sqrt{S_s(nT_d)^2 + S_c(nT_d)^2} &= 2 \cdot \sqrt{\frac{A^2(nT_d)}{4} (\cos^2(\varphi_0) + \sin^2(\varphi_0))} \\
&= 2 \cdot \sqrt{\frac{A^2(nT_d)}{4}} = A(nT_d)
\end{aligned}
\tag{3.44}$$

Имея синфазную и квадратурную составляющие имеется возможность вычислить и начальную фазу  $\varphi_0$  входного сигнала:

$$\begin{aligned}
\arctan\left(\frac{S_c(nT_d)}{S_s(nT_d)}\right) &= \arctan\left(\frac{\frac{A(nT_d)}{2} \sin(\varphi_0)}{\frac{A(nT_d)}{2} \cos(\varphi_0)}\right) = \\
&= \arctan(\tan(\varphi_0)) = \varphi_0
\end{aligned}
\tag{3.45}$$

### **Контрольные вопросы**

1. Запишите общий вид аналитического радиосигнала на дискретной временной оси.
2. Какие существуют методы получения цифровых синфазной и квадратурной компонент комплексной огибающей аналитического сигнала, их достоинства и недостатки?
3. Дайте определение синфазной и квадратурной компонент комплексной огибающей радиосигнала на дискретной временной оси.
4. Опишите алгоритм работы приемного устройства с квадратурной обработкой радиосигнала на нулевой промежуточной частоте и аналого-цифровым преобразованием синфазной и квадратурной компонент комплексной огибающей.
5. Какие искажения и ограничения на метрологические характеристики цифровой обработки вносит реальный аналоговый квадратурный смеситель?
6. Какие существуют методы расширения динамического диапазона квадратурного цифрового приемника с нулевой промежуточной частотой?

7. Опишите алгоритм получения синфазной и квадратурной компонент комплексной огибающей методом зональной обработки и сортировки.

8. Опишите алгоритм получения синфазной и квадратурной компонент комплексной огибающей методом зональной обработки и цифрового квадратурного преобразования.

9. Проведите сравнительный анализ методов получения синфазной и квадратурной компонент комплексной огибающей, сформулируйте основные требования к функциональным узлам, обеспечивающие требуемое качество цифровой обработки сигналов.

## 4. МЕТОД ВЕКТОРНОГО АНАЛИЗА РАДИОСИГНАЛОВ

Радиосигнал  $S(t) = U(t) \cos[\omega_0 t + \theta(t) + \varphi_0]$  можно представить в виде вектора в полярной системе координат, где геометрическое место точек, определяемое эволюцией вектора сигнала на некотором интервале времени, содержит всю необходимую информацию о параметрах модуляции. Однако из-за наличия линейного члена  $\omega_0 t$  практически наблюдать и измерять параметры модуляции будет невозможно: векторная диаграмма будет вращаться с угловой скоростью  $\omega_0$ . Для устранения этого линейный член  $\omega_0 t$ , не несущий информации о параметрах модуляции радиосигнала, необходимо скомпенсировать. Структурная схема такого векторного анализатора приведена на рис. 4.1.

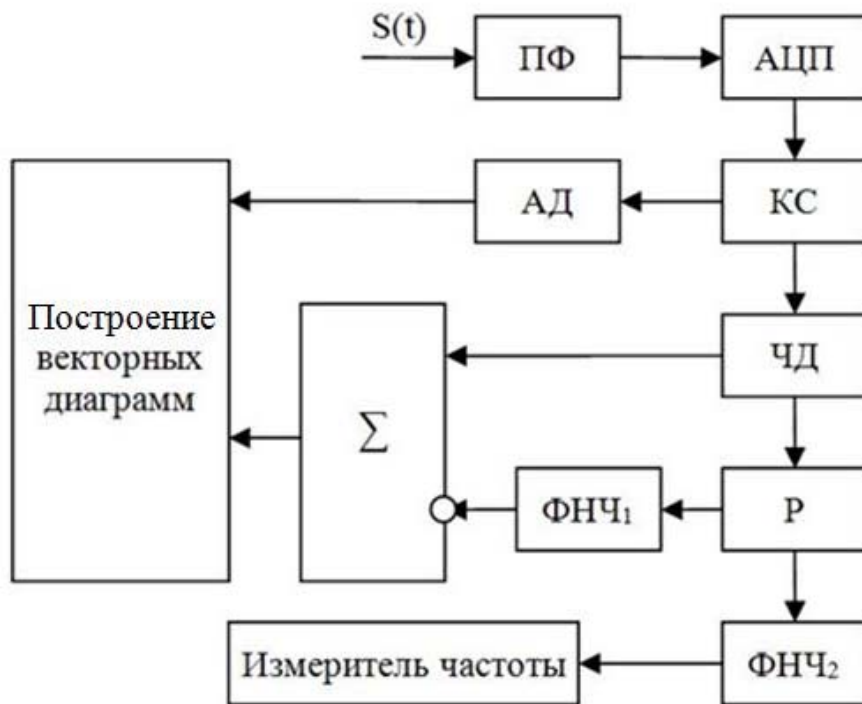


Рисунок 4.1 — Структурная схема векторного анализатора радиосигналов

После оцифровки сигнала  $S(t)$  в АЦП и выделения синфазной и квадратурной компонент на выходе цифрового квадратурного смесителя получим:

$$\begin{aligned} A_c(t) &= A(t) \cos(\Delta\omega t + \varphi(t) + \varphi_0) = A(t) \cos(\psi(t)) \\ A_s(t) &= A(t) \sin(\Delta\omega t + \varphi(t) + \varphi_0) = A(t) \sin(\psi(t)) \end{aligned} \quad (4.1)$$

где  $\psi(t) = \Delta\omega t + \varphi(t) + \varphi_0$  — полная фаза.

Рассмотрим их дальнейшую обработку. Взяв производные по времени, получим

$$\begin{aligned} \frac{dAc(t)}{dt} &= \frac{dA(t)}{dt} \cos \psi(t) - A(t) \frac{d\psi(t)}{dt} \sin \psi(t) \\ \frac{dAs(t)}{dt} &= \frac{dA(t)}{dt} \sin \psi(t) + A(t) \frac{d\psi(t)}{dt} \cos \psi(t), \end{aligned} \quad (4.13)$$

отсюда

$$\begin{aligned} Ac(t) \frac{dAs(t)}{dt} - As(t) \frac{dAc(t)}{dt} &= \\ A(t) \frac{dA(t)}{dt} \cos \psi(t) \sin \psi(t) + A^2(t) \frac{d\psi(t)}{dt} \cos^2 \psi(t) & \\ - A(t) \frac{dA(t)}{dt} \cos \psi(t) \sin \psi(t) & \\ + A^2(t) \frac{d\psi(t)}{dt} \sin^2 \psi(t) &= \\ A^2(t) \frac{d\psi(t)}{dt}. & \end{aligned} \quad (4.14)$$

Откуда следует формула для измерения частоты:

$$\frac{d\psi(t)}{dt} = \omega(t) = \Delta\omega + \Omega(t) = Ac(t) \frac{dAs(t)}{dt} - As(t) \frac{dAc(t)}{dt}, \quad (4.15)$$

где  $\Delta\omega$  — расстройка,  $\Omega(t)$  — модулирующая функция.

$$A^2(t) = A_c^2(t) + A_s^2(t). \quad (4.16)$$

Используя данную формулу, можно реализовать частотный детектор, а проинтегрировав частоту можно получить фазу.

Для цифровых систем можно записать:

$$\begin{aligned} \bar{\omega} [nT_d] &= \Delta\omega + \Omega[nT_d] = \\ \frac{A_c[nT_d] (A_s[nT_d + T_d] - A_s[nT_d]) - A_s[nT_d] (A_c[nT_d + T_d] - A_c[nT_d])}{A_c^2[nT_d] + A_s^2[nT_d]} &. \end{aligned} \quad (4.17)$$

Раскрыв скобки, получим окончательную формулу:



$$\bar{\omega} [nT_d] = \frac{\Delta\omega + \Omega[nT_d] = A_c[nT_d] A_s[nT_d + T_d] - A_s[nT_d] A_c[nT_d + T_d]}{A_c^2[nT_d] + A_s^2[nT_d]} \quad (4.18)$$

$$\varphi[nT_d + T_d] = \varphi[nT_d] + \bar{\omega} [nT_d]. \quad (4.19)$$

Как видно из данных выражений, для определения частоты и фазы не требуется применения сложных функций, возможна реализация алгоритма при помощи арифметики с фиксированной точкой, что позволяет использовать данный метод в режиме реального времени. Так как сначала определяется частота, а фаза определяется посредством интегрирования частоты, появляется возможность определять набег фазы более  $2\pi$ .

Для компенсации вращения векторной диаграммы необходимо из полной нормированной частоты  $\tilde{\omega}(n)$  вычесть постоянную составляющую  $\Delta\omega$ . Эта операция выполняется при помощи ФНЧ1 и вычитателя (сумматора с инверсным входом). Характеристики ФНЧ1 выбираются таким образом, чтобы обеспечить подавление информационной части спектра функции на заданную величину. С помощью ФНЧ2 и измерителя производится измерение значения постоянной составляющей частоты, которая совместно с информацией о частоте дискретизации, номере зоны Найквиста позволяет оценить значение несущей частоты радиосигнала.

Построение векторных диаграмм возможно в системе координат функций  $A_c(nT_d)$  и  $A_s(nT_d)$ , в полярной системе координат  $A(nT_d)$  и  $\varphi(nT_d)$ , в полярной системе координат  $A(nT_d)$  и  $\bar{\omega}(nT_d)$  и в системе координат функций  $\varphi(nT_d)$  и  $\bar{\omega}(n)$ . Вид отображаемых векторных диаграмм в этих системах координат приведен на рис. 4.2–4.4. Приведенные результаты получены на разработанном в ООО «Яр» и ЯрГУ комплексе «ИКАР-2» с цифровой обработкой сигналов.

В режиме построения фазо-частотного портрета анализируемыми параметрами являются фаза и частота (рис. 4.4). Фаза откладывается по оси ОХ, а частота — по оси ОУ. Так как фаза и частота связаны между собой посредством интегрирования, то их частоты будут совпадать, вследствие этого портрет получается в виде эллипса (или четырёхугольника в случае частотной или фазовой ма-

нипуляции), в котором максимальный размах по оси  $OX$  равен индексу угловой модуляции, а по оси  $OY$  — девиации.

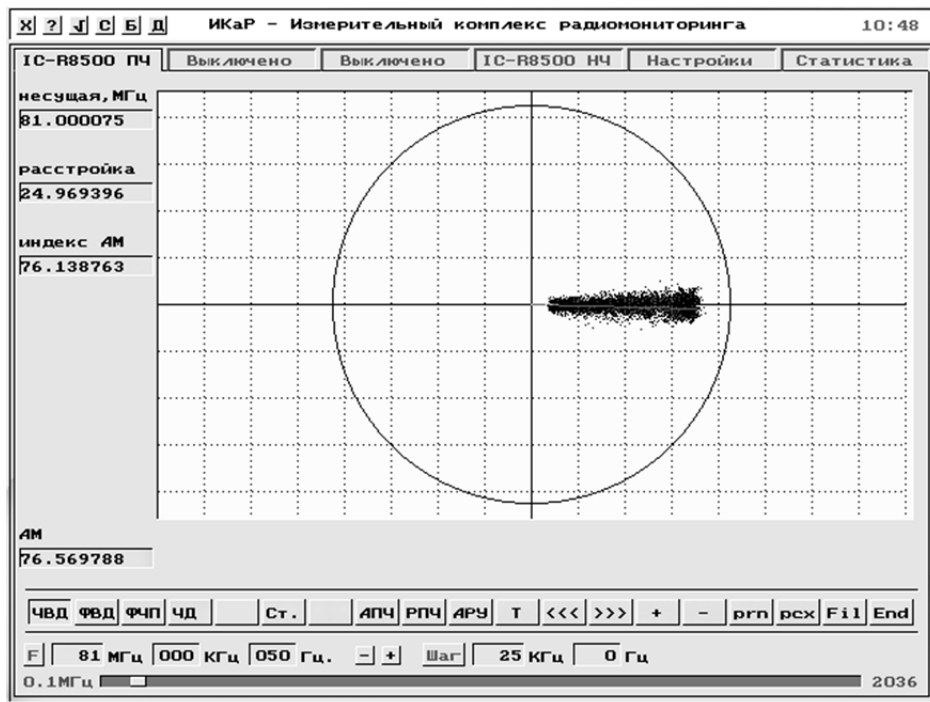


Рисунок 4.2 — Отображение АМ сигнала на экране векторного анализатора в системе координат функций  $A_c(nT_d)$  и  $A_s(nT_d)$

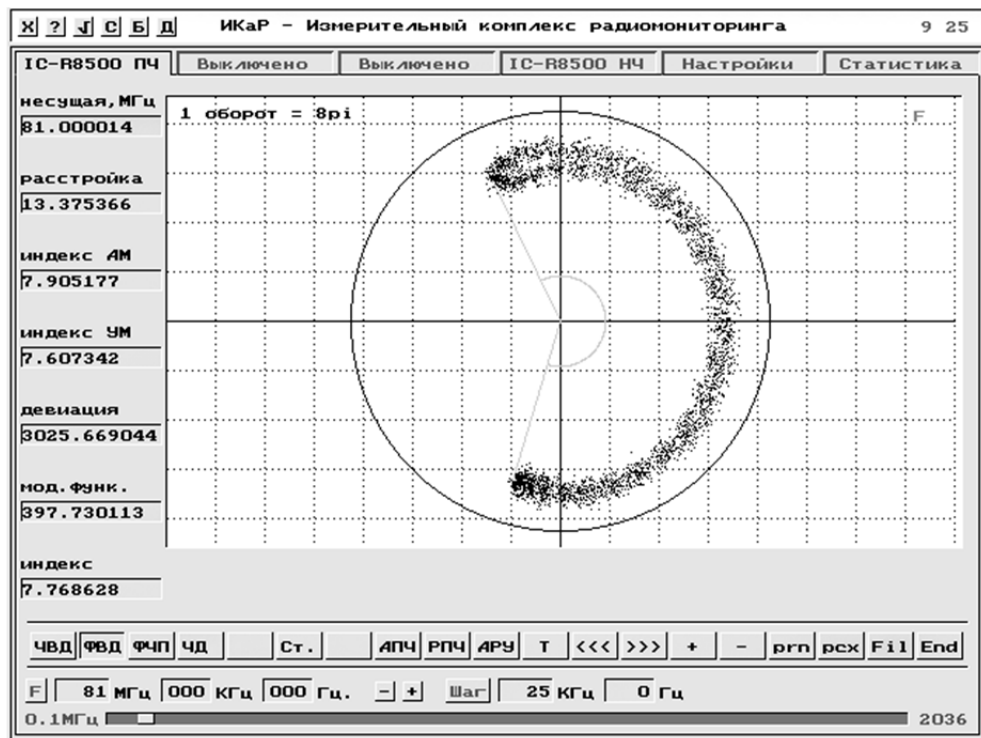


Рисунок 4.3 — Отображение сигнала с УМ на экране векторного анализатора в системе координат функций  $A(nT_d)$  и  $\omega(nT_d)$

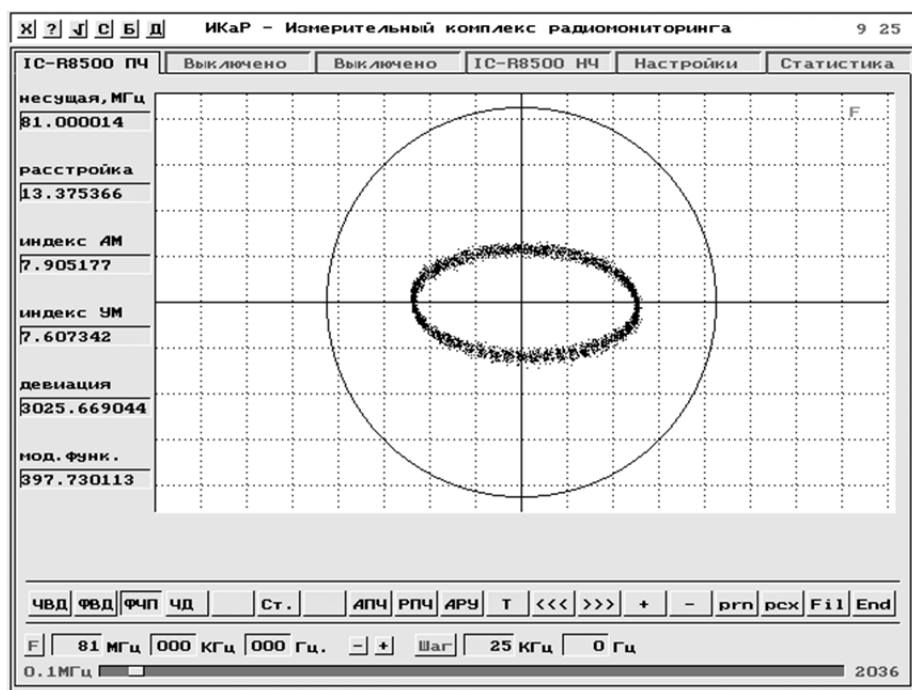


Рисунок 4.4 — Отображение сигнала с ЧМ на экране векторного анализатора в системе координат функций  $\varphi(nT_d)$  и  $\bar{\omega}(nT_d)$

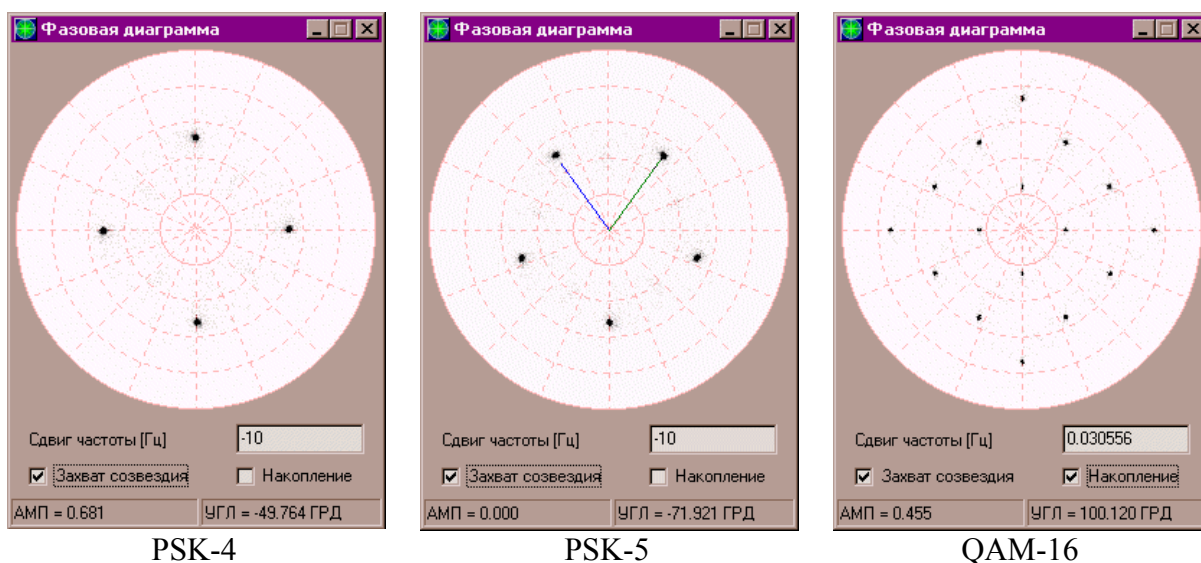


Рисунок 4.5 — Фазовые диаграммы для сигналов с разной модуляцией

Таким образом, анализируя векторные диаграммы одновременно во всех трех режимах, можно получить полную информацию о радиосигнале. Так как для модуляции используют три переменных: амплитуду, частоту и фазу, — для анализа целесообразно использовать три диаграммы, которые связывают между собой все эти величины. Фазовая векторная диаграмма (рис. 4.5) связывает

амплитуду и фазу, частотная векторная диаграмма — амплитуду и частоту, а фазо-частотный портрет — фазу и частоту.

### ***Контрольные вопросы***

1. Что такое векторный анализ радиосигналов и какие параметры радиосигналов он потенциально позволяет измерять?
2. Опишите способ и устройство получения векторной диаграммы реального радиосигнала.
3. Приведите алгоритм измерения амплитуды цифрового сигнала.
4. Приведите алгоритм измерения частоты цифрового сигнала.
5. Приведите алгоритм измерения фазы цифрового сигнала.
6. В системе координат каких функций возможно построение векторных диаграмм радиосигналов?
7. Приведите примеры векторных диаграмм радиосигналов с заданными параметрами.

## 5. ПРИНЦИП РЕКОНФИГУРИРУЕМЫХ РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ СИСТЕМ

Радиотехническая система (РТС) представляет собой совокупность приемо-передающей аппаратуры и канала связи. Большинство существующих инструментов моделирования РТС являются узкоспециализированными, т. е., используя только один инструмент, можно с помощью имитационного моделирования исследовать только один тип систем с теми параметрами аппаратуры, которые жестко заданы разработчиками инструмента, или с небольшими модификациями, не позволяющими исследователю провести моделирование, максимально приближенное к реальной исследуемой РТС. Существуют другие перспективные технологические платформы, которые предоставляют возможность моделирования радиотехнических систем различного назначения и различной конфигурации. Такие устройства строятся на основе структуры АЦП-ПЛИС-ЦАП (ПЛИС — программируемая логическая интегральная схема) и называются системами с нефиксированной конфигурацией (реконфигурируемые системы). Пример такого устройства представлен на рис. 5.1.

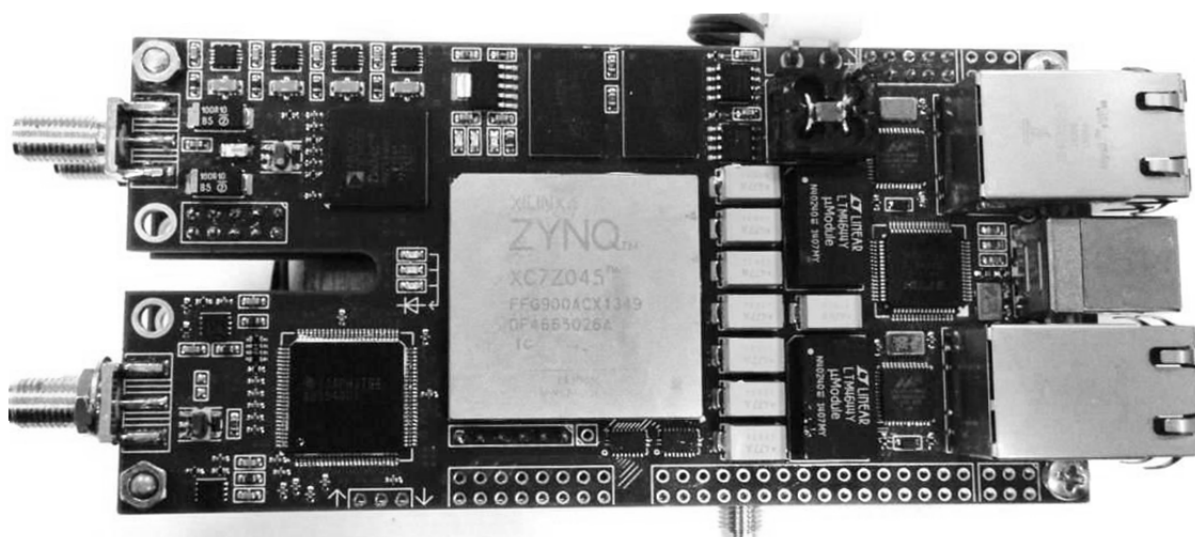


Рисунок 5.1 — Плата ЦОС

Технические характеристики устройства, представленного на рис. 5.1:

Наименование параметра	Значение	Ед. измер.
1. Формирование сигналов		
Число разрядов (ЦАП)	14	–
Тактовая частота	2	ГГц
Мгновенная полоса синтеза	1	ГГц
Минимальная длительность радиоимпульса	4	нс
Дискретность установки длительности радиоимпульса <sup>1</sup>	4	нс
2. Обработка сигналов		
Число разрядов (АЦП)	10	–
Тактовая частота	1	ГГц
Мгновенная полоса анализа	500	МГц
3. ПЛИС Xilinx Kintex7 XC7K325T-1FFG900I		
Тактовая частота	400	МГц
Количество логических элементов	326080	-
Блоков DSP48	840	-
Блоков двухпортовой памяти 36Kbit	445	-
<i>Примечание:</i> 1 — минимальное значение длительности, дискретность установки длительности радиоимпульса определяется тактовой частотой ПЛИС. Дополнительно узел цифровой обработки, синтеза имеет 1 Гб оперативной памяти DDR3-800 и интерфейсы управления: USB 3.0 (4.8 Гбит/с), SerialATA 2.0 Host (3Гбит/с), JTAG, USB 1.1 Serial port, 20 линий ввода-вывода TTL. Напряжение питания — 9..14В, потребление — 70 Вт.		

Системы с нефиксированной конфигурацией позволяют на аппаратном уровне реализовывать практически весь спектр существующих радиотехнических систем в области радиосвязи, радиолокации и радионавигации как минимум в диапазонах их промежуточных частот. Аналоговые узлы и антенные системы РТС могут моделироваться в виде совокупности частотно-пространственных параметров, включая нелинейные эффекты интермодуляции и блокирования.

Наличие заранее подготовленных библиотек прошивок ПЛИС с конкретными конфигурационными структурами и параметрами РТС позволит оперативно, в процессе проведения исследований менять параметры, функции и тип РТС.

Проектирование на ПЛИС позволяет создавать модель устройства с вариативной конфигурацией перепрограммируемой платы.

Реконфигурируемые системы на базе ПЛИС широко используются во многих областях: реконфигурируемая обработка данных; цифровая обработка сигналов; обработка изображений; коммуникации; вычислительные устройства общего назначения; верификация. В том числе возможность обработки и сортировки данных.

Создание радиотехнических систем на основе ПЛИС открывает огромные возможности в области формирования и обработки сигналов.

Рассмотрим реконфигурируемую радиотехническую систему на примере экспериментального импульсного радиолокационного модуля (РЛМ) X диапазона.

Структурная схема РЛМ представлена на рис. 5.2.

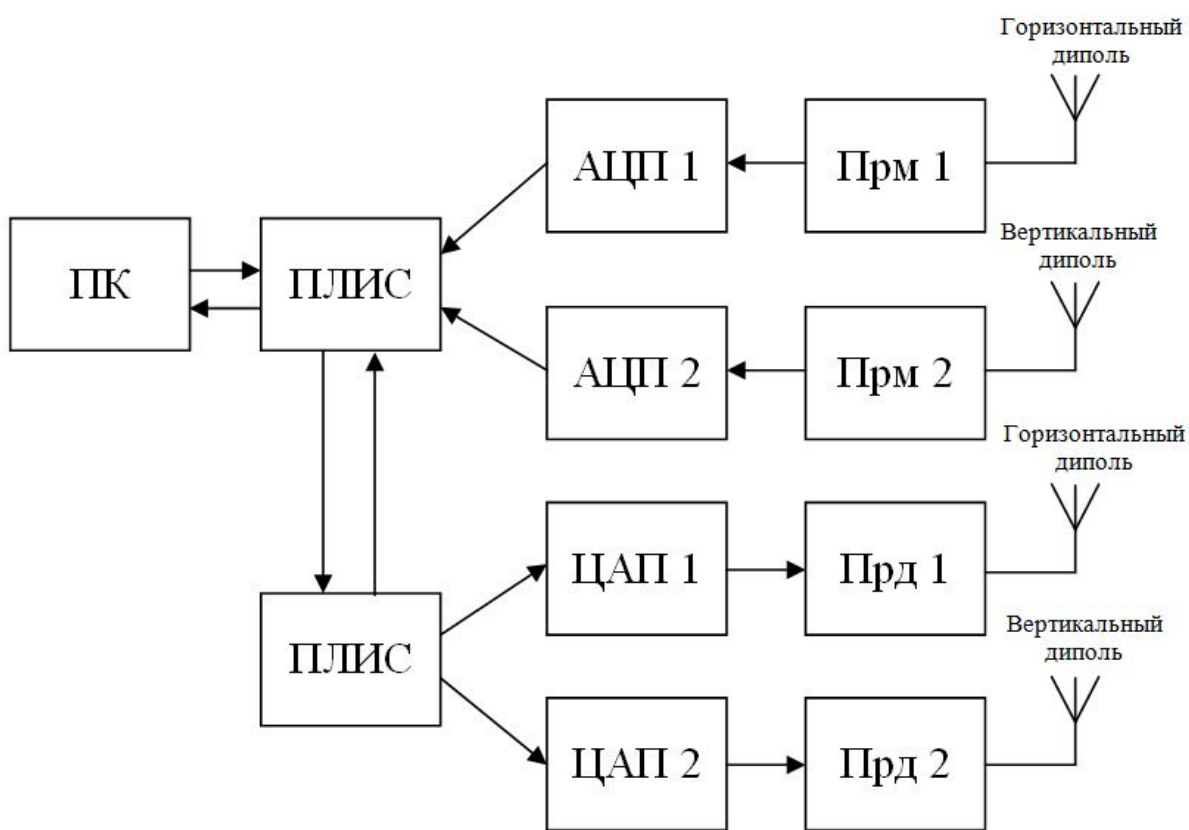


Рисунок 5.2 — Структурная схема РЛМ

На рис. 5.2 приняты следующие обозначения: ПЛИС — программируемая логическая интегральная схема, АЦП — аналого-цифровой преобразователь, ЦАП — цифро-аналоговый преобразователь, ПФ — полосовой фильтр, ФНЧ — фильтр низких ча-

стот, ФВЧ — фильтр высоких частот, Р — разветвитель,  $\Sigma$  — сумматор, СЧ — синтезатор частот, ОКГ — опорный кварцевый генератор, ФВ — фазовращатель.

Фотография РЛМ представлена на рис. 5.3.

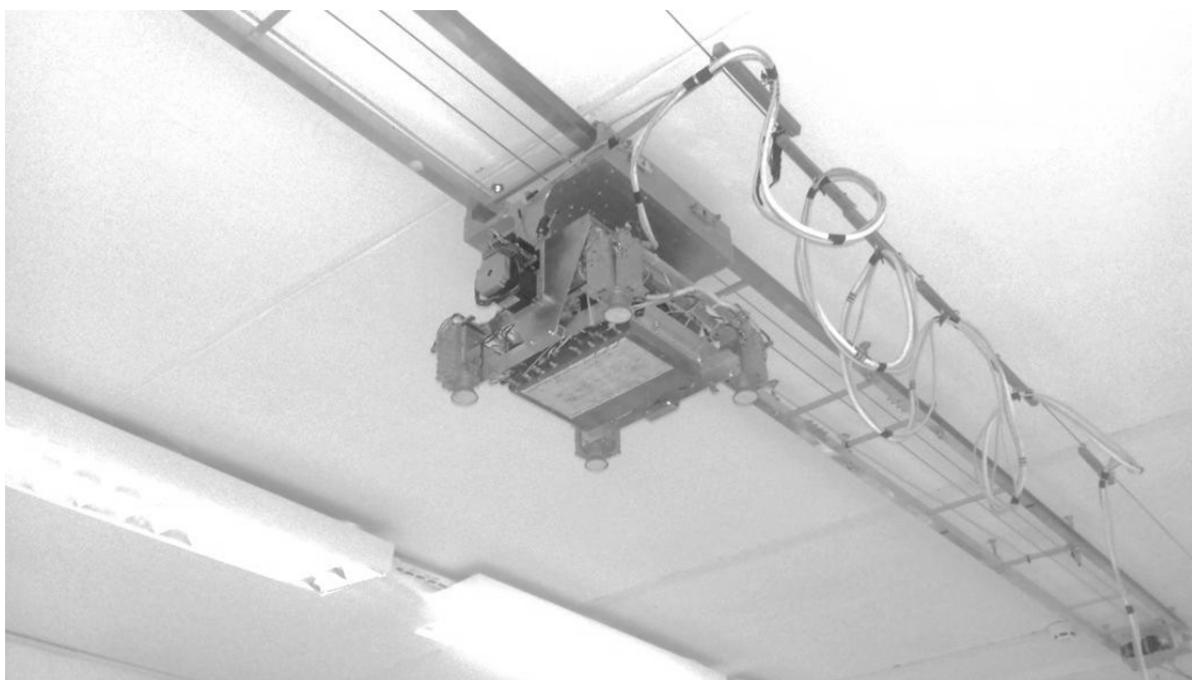


Рисунок 5.3 — Радиолокационный модуль (РЛМ) X-диапазона

РЛМ позволяет осуществить полный поляризационный приём и обработку радиосигналов в X диапазоне длин волн.

РЛМ позволяет зондировать пространство различными видами зондирующих сигналов (ЗС), форма и характеристики которых задаются посредством программирования ПЛИС. Также на ПЛИС возлагается решение задач управления режимами работы РЛМ, управления ключами, аттенюаторами, синхронизации приемников/передатчиков, первичной обработки принимаемых сигналов, запись данных зондирования на карту памяти, передачи данных зондирования на ПК.

Стандартными видами используемых ЗС в РЛМ являются:

- короткий радиоимпульс (КИ);
- импульс с линейной частотной модуляцией (ЛЧМ);
- импульс с фазо-кодовой манипуляцией (ФКМ);
- импульс с поляризационной модуляцией (ПМ);
- импульс с комплексированной модуляцией (ПМ+ЛЧМ, ПМ+ФКМ).



Короткий радиоимпульс имеет длительность  $\tau = 4$  нс. Он обладает высокой разрешающей способностью  $\Delta r = 0,6$  м по дальности, но имеет малую энергию  $E = P\tau$ , что сказывается на дальности действия РЛМ. Пример КИ, сформированный РЛМ, представлен на рис. 5.4.

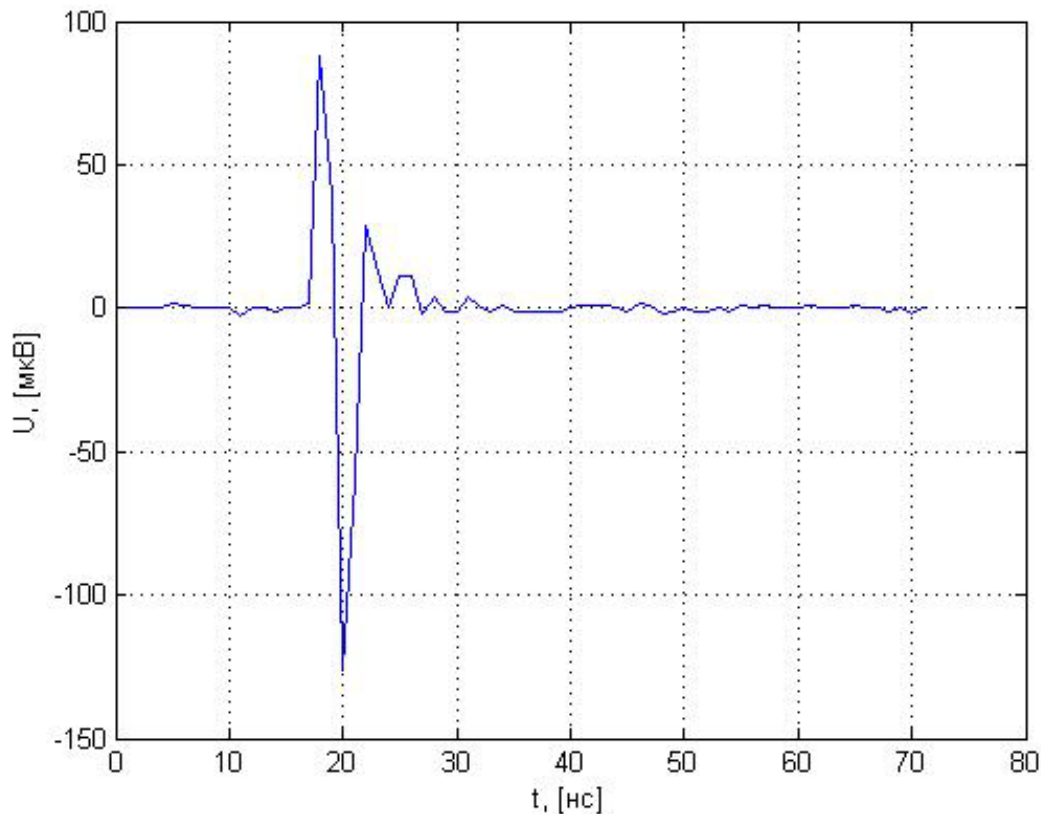


Рисунок 5.4 — Короткий радиоимпульс

Импульс ЛЧМ имеет девиацию частоты  $\Delta f = 250$  МГц, длительность может варьироваться в пределах от 0,1 до 100 мкс. Такой сигнал позволяет добиться после сжатия импульса разрешающей способности, сравнимой с КИ, и увеличить дальность действия за счет большей энергии сигнала. Но есть и недостатки. Форма сжатого импульса совпадает с формой корреляционной функции ЛЧМ сигнала, уровень боковых лепестков которой составляет  $-13$  дБ. Таким образом, боковые лепестки более мощного сигнала маскируют меньшие по мощности сигналы, тем самым вносят дополнительные искажения в результирующее радиолокационное изображение. Пример ЛЧМ сигнала, сформированный РЛМ, представлен на рис. 5.5.

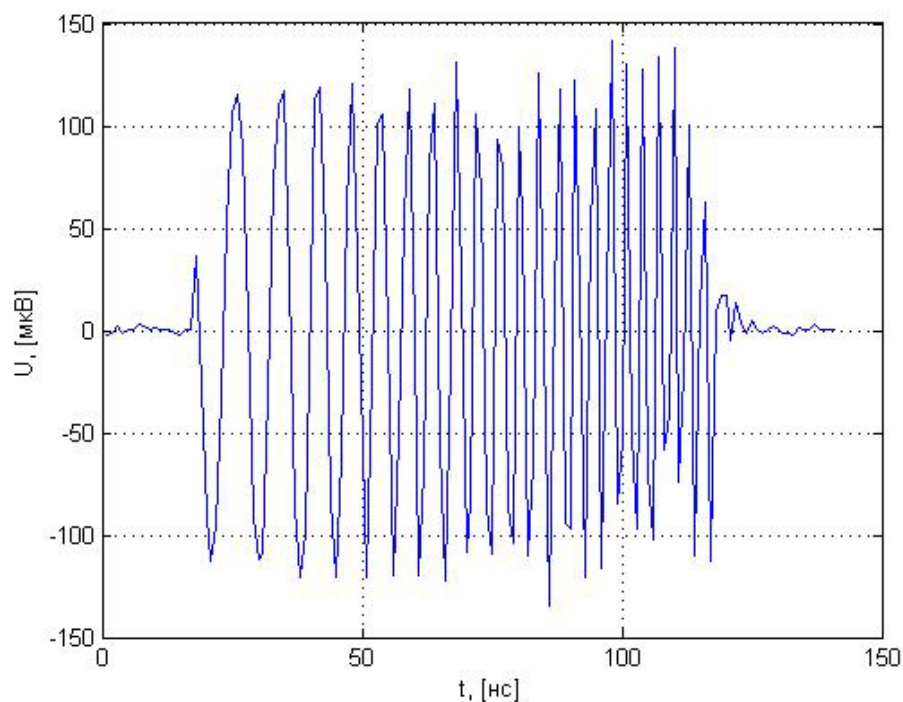


Рисунок 5.5 — Импульс ЛЧМ

Импульс ФЧМ имеет схожие тактические характеристики с импульсом ЛЧМ, но уровень боковых лепестков корреляционной функции значительно ниже, порядка  $-30$  дБ.

Пример ФЧМ сигнала, сформированный РЛМ, представлен на рис. 5.4.

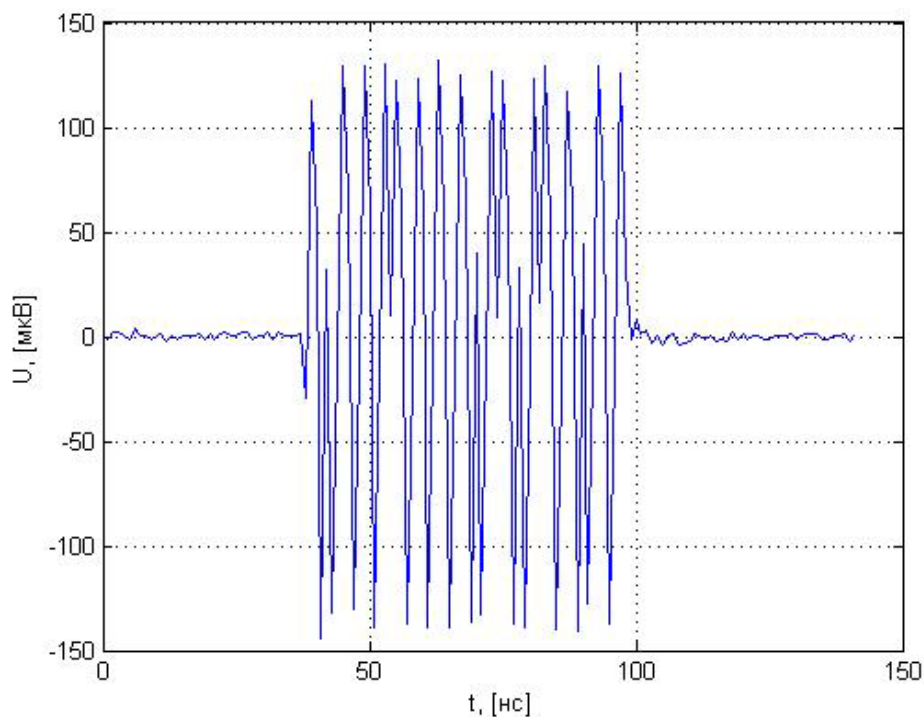


Рисунок 5.6 — Импульс ФЧМ

Сигналы с поляризационной модуляцией обладают большим числом информационных параметров по сравнению с КИ, ЛЧМ, ФКМ, а алгоритмы обработки — высокой помехоустойчивостью. Для формирования сигналов с поляризационной модуляцией необходима двухканальная система. Сигналы с поляризационной модуляцией имеют пространственную структуру и формируются с помощью двух взаимно-перпендикулярных диполей. Прием сигнала такого типа также осуществляется на два взаимно-перпендикулярных диполя. Таким образом, принятый сигнал представляется двумя проекциями, которые формируются в приемниках при воздействии сигнала на антенную систему. Пространственная форма сигнала представлена на рис. 5.7.

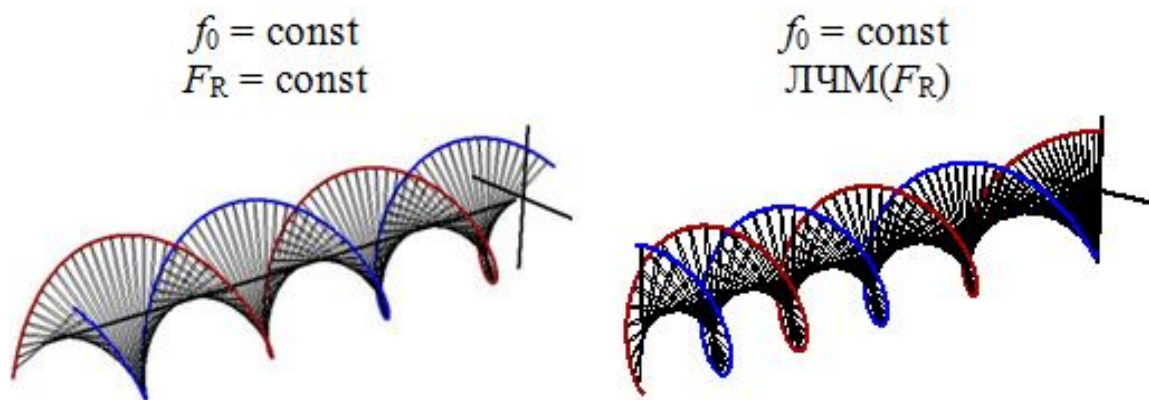


Рисунок 5.7 — Сигнал с поляризационной модуляцией

Пример принятых проекций сигнала с поляризационной модуляцией представлен на рис. 5.8.

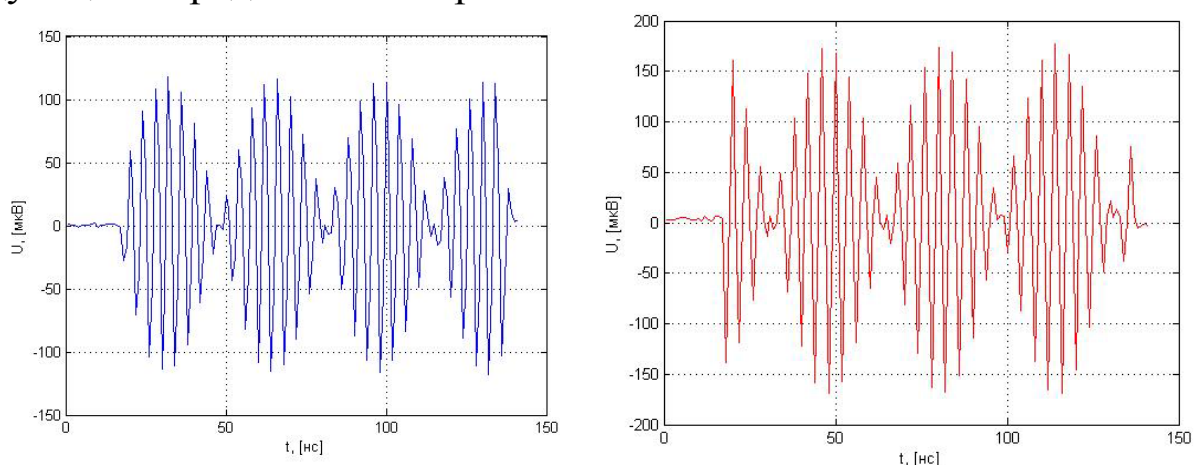


Рисунок 5.8 — Проекция сигнала с ПМ

Цифровая обработка приведенных в пример сигналов будет рассмотрена в следующем разделе настоящего пособия.

Рассмотренный список сигналов далеко не исчерпывающий. Возможности представленной реконфигурируемой системы гораздо шире. Программируя ПЛИС, можно получить какую угодно форму сигнала или адаптировать устройство под решение конкретной задачи, просто сменив прошивку.

Такая технология позволяет значительно снизить трудоемкость, повысить качество исследований и ускорить разработку радиотехнических устройств.

### ***Контрольные вопросы***

1. Что такое реконфигурируемая радиотехническая система?
2. Какими преимуществами и недостатками обладают радиотехнические системы с нефиксированной конфигурацией? Назовите возможные области их применения.
3. Каким образом, в каких функциональных ограничениях возможна реконфигурация РТС за счет изменения прошивки ПЛИС?
4. Приведите примеры современных ПЛИС и их характеристики.
5. Какие существуют языки программирования ПЛИС?
6. Приведите пример структуры реконфигурируемой РТС, построенной на базе ПЛИС, сигнальных процессоров и коммутаторов аналоговых трактов.

## 6. ОБРАБОТКА РАДИОСИГНАЛОВ

На аппаратном уровне задачи ЦОС решаются на специализированных сигнальных процессорах и ПЛИС, на которых реализуется метод параллельной обработки больших потоков данных, чем достигается высокая производительность.

Для решения задач цифровой обработки сигналов сегодня существует большое количество программных средств: Matlab, Octave, Wolfram Mathematica и др. Для иллюстрации приемов цифровой обработки сигналов в данном пособии использовалась система Matlab.

### 6.1. Амплитудное и фазовое детектирование

Амплитудное детектирование может быть выполнено несколькими способами. Простейший способ — это имитация работы двухполупериодного аналогового детектора. Реализуется этот способ следующим образом: сначала вычисляется модуль отсчетов входного сигнала, потом получившаяся последовательность сглаживается ФНЧ. Структурная схема такого преобразования представлена на рис. 6.1.



Рисунок 6.1 — Структурная схема амплитудного детектора

Строка кода в среде Matlab, реализующая данное преобразование выглядит следующим образом:

```
>> Sout = conv(abs(Sin),h,'same');
```

где  $h$  — импульсная характеристика (ИХ) ФНЧ. Фильтрация сигнала заключается в свертке сигнала с ИХ фильтра. Функция *conv* реализует свертку:

$$S_{out}(kT_d) = \sum_n S_{in}(nT_d) h(kT_d - nT_d). \quad (6.1)$$

Результат прохождения сигнала КИ длительностью  $\tau = 4$  нс через такой амплитудный детектор с аппроксимацией отсчетов  $S_{out}(nT_d)$  на континуальную ось  $t$  представлен на рис. 6.2.

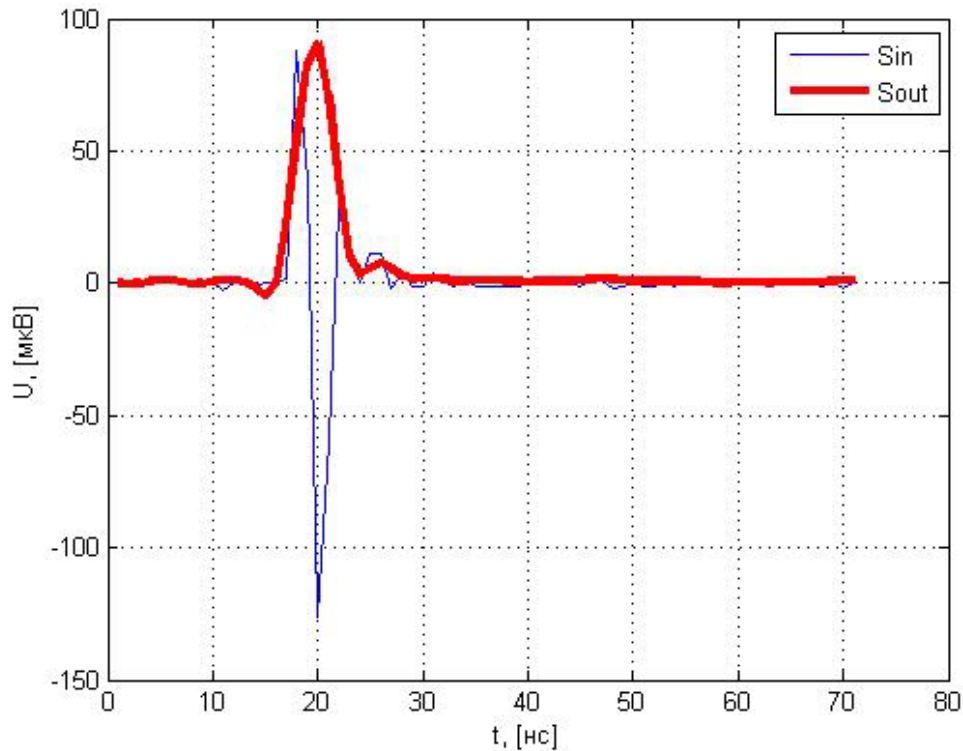


Рисунок 6.2 — Прохождение КИ через амплитудный детектор

Такой тип детектора прост в реализации. Затруднение может вызвать лишь выбор параметров ФНЧ.

Следующий тип детектора, очень часто применяемый в ЦОС, называется *квадратурным*. Суть его работы состоит в предварительном разложении сигнала на синфазную  $S_c(nT_d)$  и квадратурную  $S_s(nT_d)$  составляющие и последующее вычисление модуля получившегося комплексного сигнала. Структурная схема квадратурного детектора представлена на рис. 6.3.

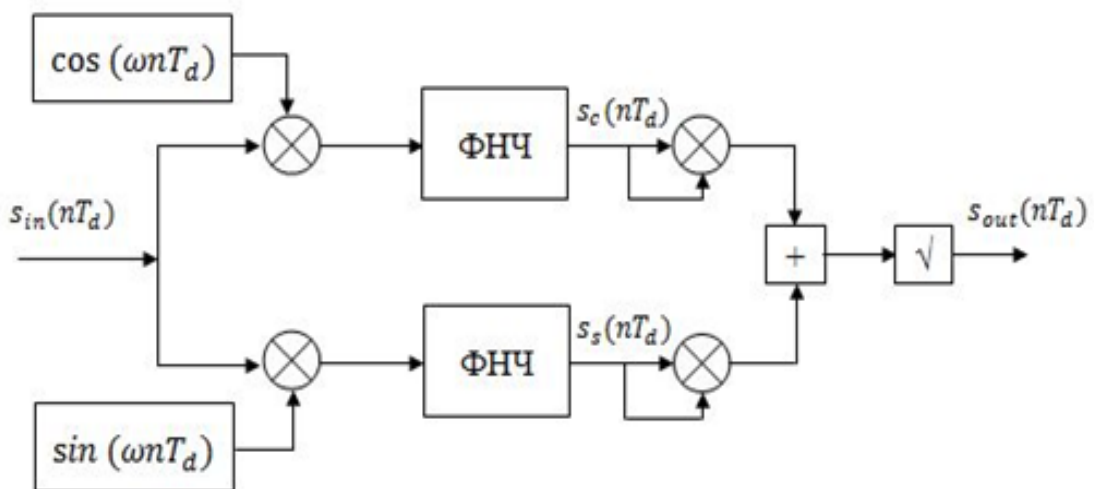


Рисунок 6.3 — Структурная схема квадратурного детектора

Для получения синфазной  $S_c(nT_d)$  и квадратурной  $S_s(nT_d)$  составляющих входной сигнал умножается на опорные сигналы  $\cos(\omega nT_d)$  и  $\sin(\omega nT_d)$ . В результате перемножения получается сигнал, в спектре которого имеются составляющие с суммарной и разностной частотами входного и опорного сигнала. В аналитическом виде это будет выглядеть следующим образом. Допустим, что входной сигнал представлен выражением  $S(nT_d) = A(nT_d)\cos(\omega_0 nT_d + \varphi_0)$ , а опорные сигналы выражениями  $S_{op\_cos}(nT_d) = \cos(\omega_0 nT_d)$  и  $S_{op\_sin}(nT_d) = \sin(\omega_0 nT_d)$ , тогда в результате перемножения получим следующее:

$$\begin{aligned}
 S(nT_d) \cdot S_{op\_cos}(nT_d) &= A(nT_d) \cos(\omega_0 nT_d + \varphi_0) \cos(\omega_0 nT_d) \\
 &= \frac{A(nT_d)}{2} \cos(2\omega_0 nT_d + \varphi_0) + \frac{A(nT_d)}{2} \cos(\varphi_0) \\
 S(nT_d) \cdot S_{op\_sin}(nT_d) &= A(nT_d) \cos(\omega_0 nT_d + \varphi_0) \sin(\omega_0 nT_d) \\
 &= \frac{A(nT_d)}{2} \sin(2\omega_0 nT_d + \varphi_0) + \frac{A(nT_d)}{2} \sin(\varphi_0)
 \end{aligned} \tag{6.2}$$

Если частоты входного и опорного сигнала совпадают, то составляющие в спектре будут находиться на нулевой и удвоенной частотах. Для удаления суммарной составляющей результат умножения пропускают через ФНЧ. Получается:

$$\begin{aligned}
 S_c(nT_d) &= \frac{A(nT_d)}{2} \cos(\varphi_0) \\
 S_s(nT_d) &= \frac{A(nT_d)}{2} \sin(\varphi_0)
 \end{aligned} \tag{6.3}$$

Амплитуда в таком случае рассчитывается по следующей формуле:

$$\begin{aligned}
 2 \cdot \sqrt{S_c(nT_d)^2 + S_s(nT_d)^2} &= 2 \cdot \sqrt{\frac{A^2(nT_d)}{4} (\cos^2(\varphi_0) + \sin^2(\varphi_0))} \\
 &= 2 \cdot \sqrt{\frac{A^2(nT_d)}{4}} = A(nT_d)
 \end{aligned} \tag{6.4}$$

Имея синфазную и квадратурную составляющие, можно вычислить и начальную фазу сигнала  $\varphi_0$ :

$$\arctan\left(\frac{S_s(nT_d)}{S_c(nT_d)}\right) = \arctan\left(\frac{\frac{A(nT_d)}{2}\sin(\varphi_0)}{\frac{A(nT_d)}{2}\cos(\varphi_0)}\right) = \arctan(\tan(\varphi_0)) = \varphi_0. \quad (6.5)$$

Программа в среде Matlab, реализующая данное преобразование выглядит следующим образом:

```
w0 = 2*pi*f0;
nTd = (0:N-1).*Td;
Sop_cos = cos(w0*nTd);
Sop_sin = sin(w0*nTd);
Ss= filtfilt(h,1,Sin.*Sop_cos);
Sc= filtfilt(h,1,Sin.*Sop_sin);
Sout = 2.*sqrt(Ss.^2 + Sc.^2);
```

где  $f_0$  — частота опорного колебания,  $w_0$  — круговая частота опорного колебания,  $nTd$  — дискретное время,  $h$  — ИХ ФНЧ, `filtfilt` — функция, реализующая алгоритм фильтрации, `sqrt` — функция, реализующая извлечение квадратного корня.

Результат прохождения КИ сигнала через квадратурный детектор с аппроксимацией отсчетов  $S_{out}(nT_d)$  на непрерывную ось  $t$  представлен на рис. 6.4.

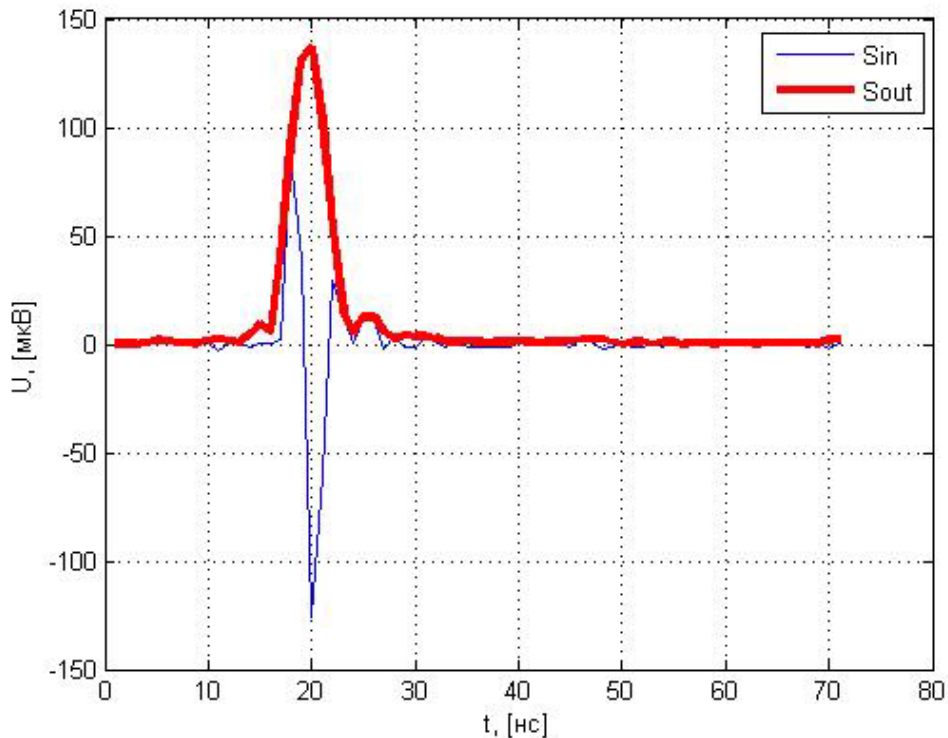


Рисунок 6.4 — Прохождение КИ через квадратурный амплитудный детектор



## 6.2. Согласованная фильтрация ЛЧМ и ФКМ радиосигналов

Обработка сигналов с линейной частотной модуляцией и фазокодовой манипуляцией начинается с процедуры сжатия импульса. Процедура сжатия импульса осуществляется с помощью согласованного фильтра (СФ). Импульсной характеристикой  $h(nT_d)$  СФ является зеркальная копия принимаемого сигнала. Сигнал на выходе СФ представляет собой свертку входного сигнала с ИХ СФ.

$$S_{out}(kT_d) = \sum_n S_{in}(nT_d) h(kT_d - nT_d). \quad (6.6)$$

Так как ИХ — это зеркальная копия сигнала, то выражение (6.6) есть не что иное, как выражение для автокорреляционной функции входного сигнала. Таким образом, форма сжатого импульса совпадает с формой автокорреляционной функции (АКФ). Максимум АКФ пропорционален энергии сигнала, а ширина главного лепестка АКФ обратно пропорциональна полосе сигнала. СФ является оптимальным с точки зрения максимума отношения с/ш на выходе фильтра.

Для примера возьмем ЛЧМ сигнал с параметрами:  $\tau = 100$  нс,  $\Delta f = 300$  МГц (рис. 5.3). Результатом согласованной фильтрации будет сигнал, представленный на рис. 6.5 б.

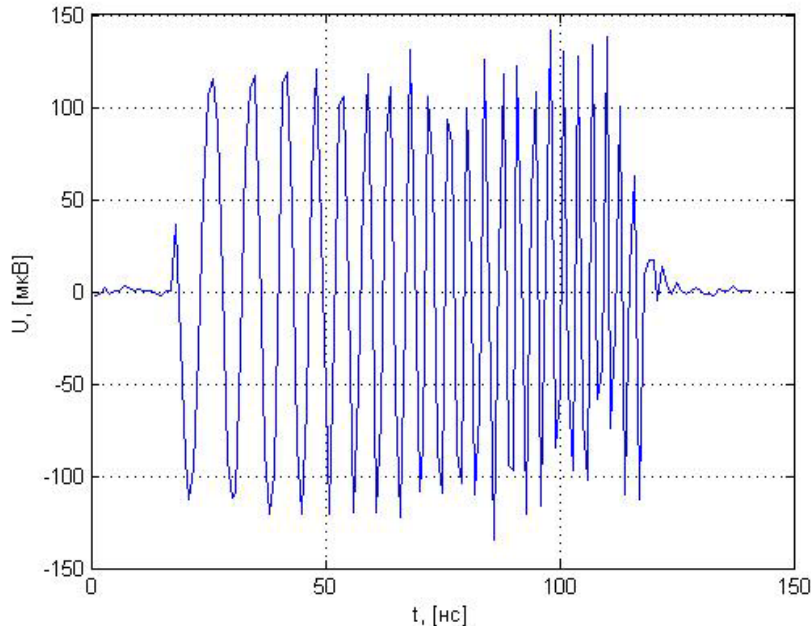


Рисунок 6.5 а — Входной сигнал

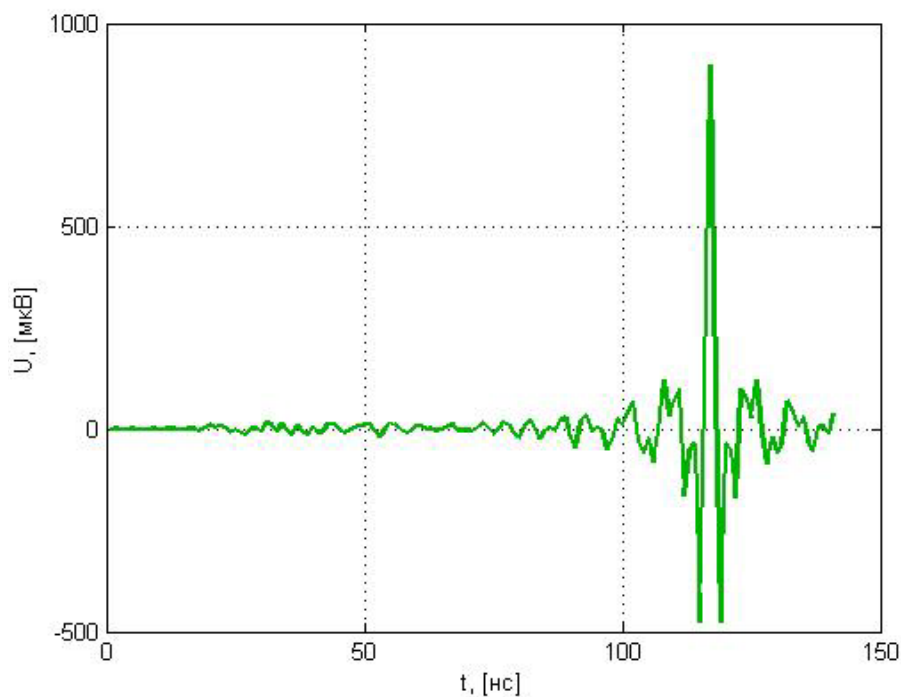


Рисунок 6.5 б — Сигнал на выходе СФ

Как видно из графика, максимум сжатого импульса появляется в момент окончания входного импульса.

Для получения огибающей сжатого импульса применяется амплитудный детектор. Огибающая сигнала, прошедшего через СФ, представлена на рис. 6.5.в.

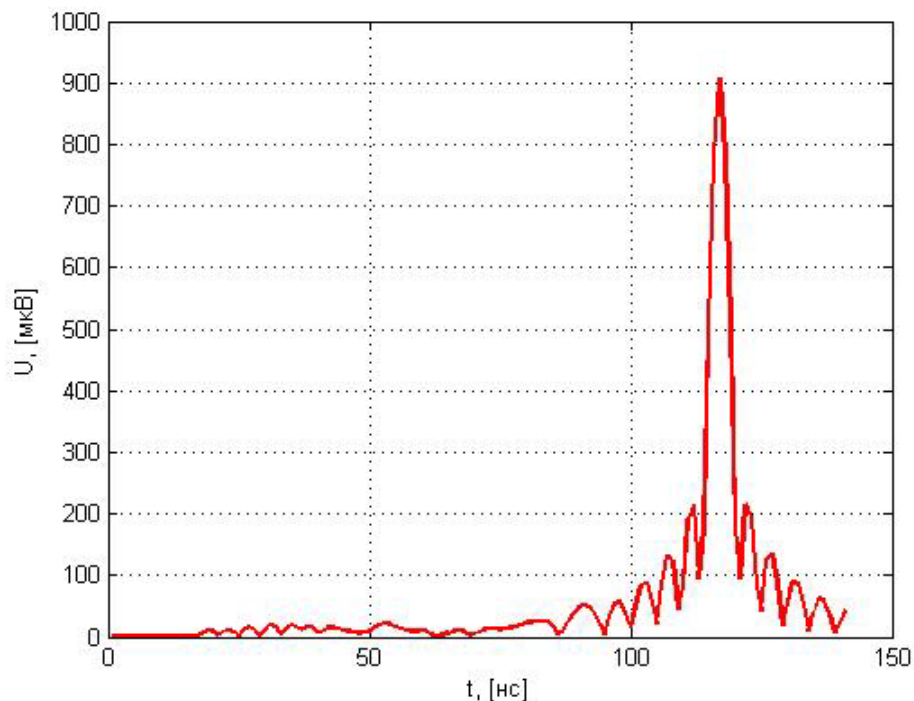


Рисунок 6.5 в — Сигнал на выходе амплитудного детектора

Если полученный результат отнормировать на максимальное значение и представить в логарифмическом масштабе, то получим:

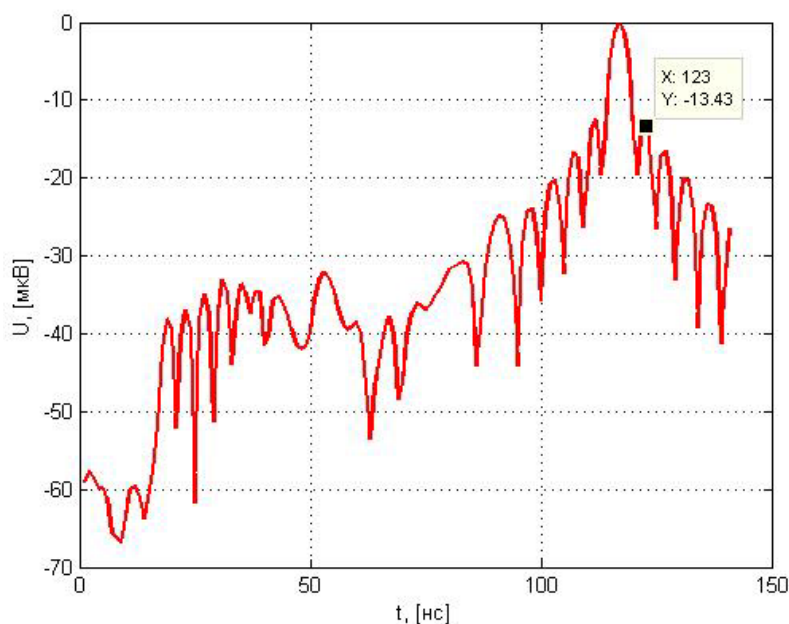


Рисунок 6.6 — Сигнал после нормировки в логарифмическом масштабе

На рис. 6.6 видно, что уровень боковых лепестков составляет  $-13,43$  дБ, а ширина основного лепестка по уровню  $-3$  дБ составляет  $3,3$  нс.

Сигналы ФКМ обрабатываются аналогично сигналам ЛЧМ. Отличие состоит в форме сжатого импульса. Сигналы ФКМ имеют преимущество по сравнению с сигналами ЛЧМ в меньшем уровне боковых лепестков автокорреляционной функции. Возьмем в качестве примера ФКМ сигнал с параметрами:  $\tau = 1.024$  мкс, количество элементов  $N = 256$ , длительность одного элемента  $\tau_э = 4$  нс.

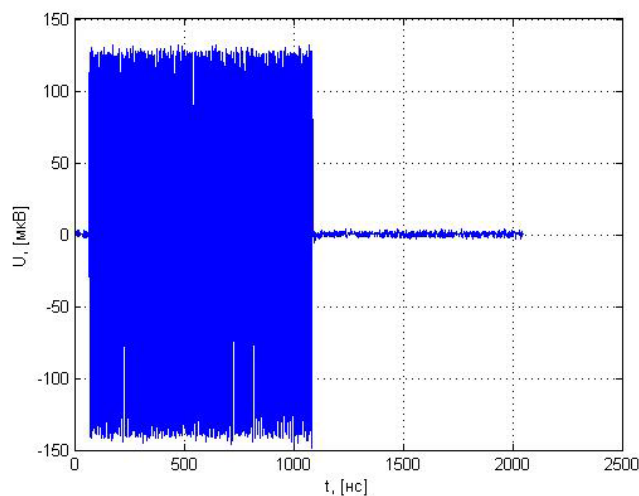


Рисунок 6.7 а — Входной сигнал

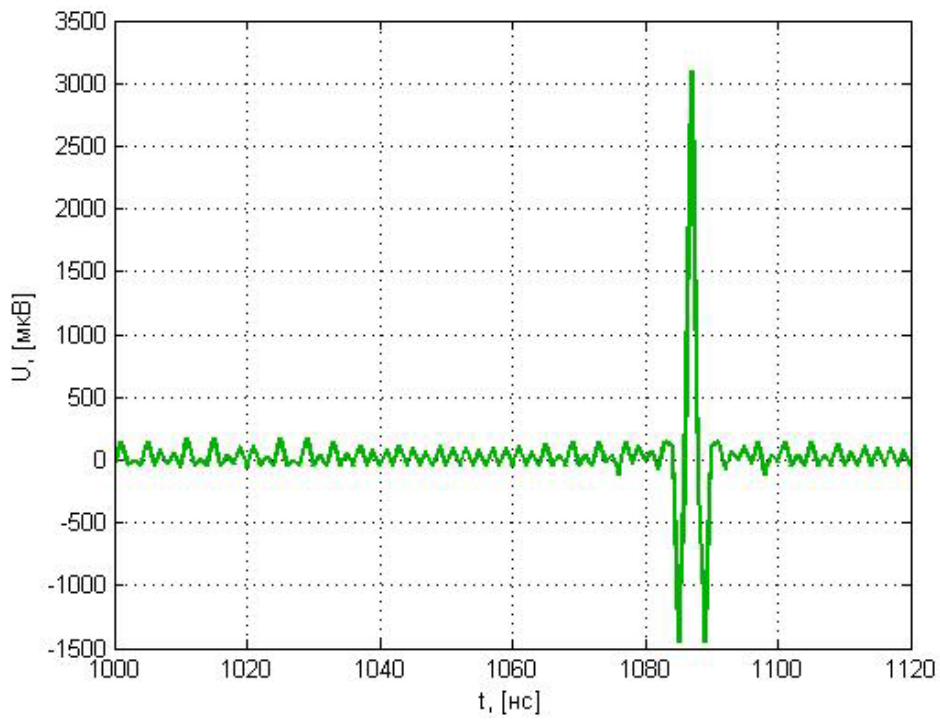


Рисунок 6.7 б — Сигнал на выходе СФ

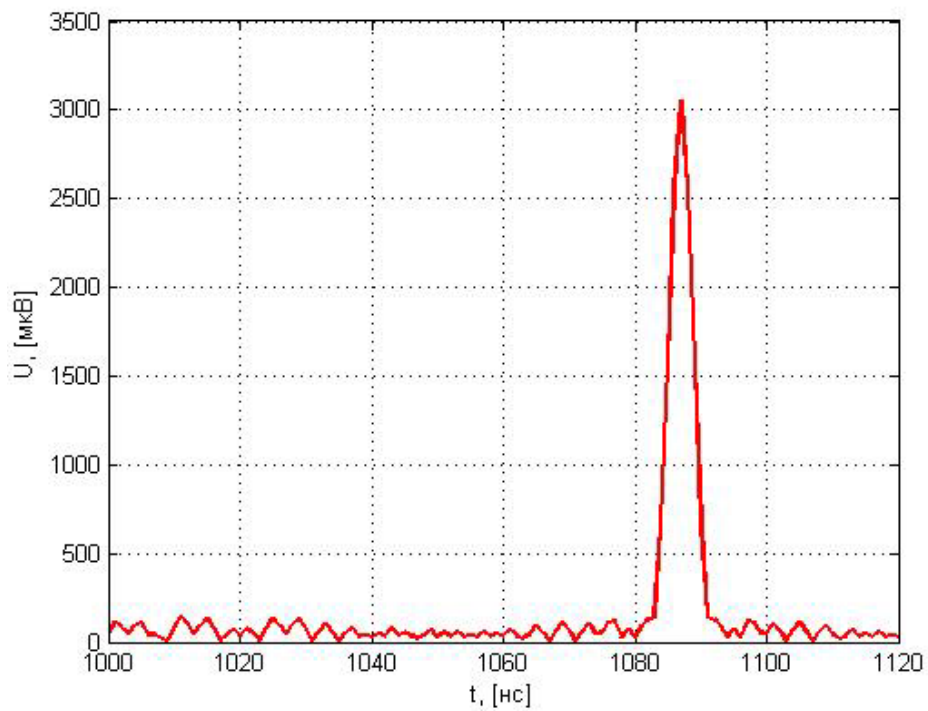


Рисунок 6.7 в — Сигнал на выходе амплитудного детектора

Если полученный результат отнормировать на максимальное значение и представить в логарифмическом масштабе, то получим:

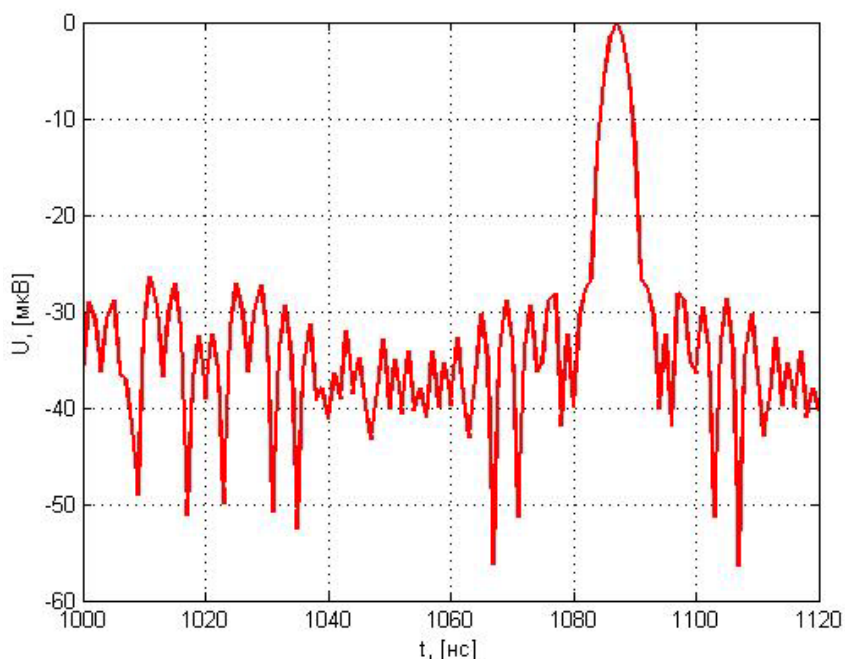


Рисунок 6.8 — Сигнал после нормировки  
в логарифмическом масштабе

На рис. 6.8 видно, что уровень боковых лепестков не превышает  $-25$  дБ, а ширина основного лепестка по уровню  $-3$  дБ составляет  $4,5$  нс.

### **6.3. Обработка радиосигналов с дополнительной поляризационной модуляцией**

Сигнал с поляризационной модуляцией отличается от рассмотренных ранее сигналов тем, что он при приеме антенной системой раскладывается на две проекции — вертикальную и горизонтальную (рис. 5.8). Поляризационной модуляции можно подвергнуть как не модулированное несущее колебание, так и модулированное по частоте или фазе. Имея на приемной стороне проекции принимаемого сигнала, можно восстановить законы модуляции поляризации и частоты/фазы несущего колебания, т. е. произвести независимую демодуляцию по поляризации и аргументу несущей.

Рассмотрим процесс демодуляции на примере для простейшего случая, когда частоты несущего колебания и вращения вектора поляризации постоянны ( $\omega_0 = const$ ,  $\Omega = const$ ). Проекция такого сигнала, принятые приемником, будут описываться следующими уравнениями (сигнал, принятый горизонтальным ди-

полем антенной системы, условно обозначен X, вертикальным диполем — Y):

$$X(nT_d) = A \cdot \sin(\Omega nT_d + \varphi) \cdot \cos(\omega_0 nT_d + \varphi_0) \quad (6.7)$$

$$Y(nT_d) = A \cdot \cos(\Omega nT_d + \varphi) \cdot \cos(\omega_0 nT_d + \varphi_0)$$

Обработка этих сигналов начинается с преобразования их в аналитический сигнал. Для этого для каждого из них вычисляется сопряженный по Гильберту сигнал. В аналитическом виде сигналы будут описываться выражениями:

$$\begin{aligned} \dot{X}(nT_d) &= A \cdot \sin(\Omega nT_d + \varphi) \cdot \cos(\omega_0 nT_d + \varphi_0) + \\ &+ i \cdot A \cdot \sin(\Omega nT_d + \varphi) \cdot \sin(\omega_0 nT_d + \varphi_0); \end{aligned} \quad (6.8)$$

$$\begin{aligned} \dot{Y}(nT_d) &= A \cdot \cos(\Omega nT_d + \varphi) \cdot \cos(\omega_0 nT_d + \varphi_0) + \\ &+ i \cdot A \cdot \cos(\Omega nT_d + \varphi) \cdot \sin(\omega_0 nT_d + \varphi_0). \end{aligned}$$

Затем осуществляется демодуляция поляризационной составляющей принятого сигнала.

$$\dot{P}(nT_d) = \dot{X}(nT_d) \cdot \dot{Y}(nT_d)^*. \quad (6.9)$$

В формуле (6.9) звездочкой обозначается комплексное сопряжение. Подставив выражения (6.8) в выражение (6.9), получим:

$$\begin{aligned} \dot{P}(nT_d) &= (A \cdot \sin(\Omega nT_d + \varphi) \cdot \cos(\omega_0 nT_d + \varphi_0) + \\ &+ i \cdot A \cdot \sin(\Omega nT_d + \varphi) \cdot \sin(\omega_0 nT_d + \varphi_0)) \cdot \\ &(A \cdot \cos(\Omega nT_d + \varphi) \cdot \cos(\omega_0 nT_d + \varphi_0) - \\ &- i \cdot A \cdot \cos(\Omega nT_d + \varphi) \cdot \sin(\omega_0 nT_d + \varphi_0)) \end{aligned} \quad (6.10)$$

Рассчитаем действительную и мнимую части поляризационной компоненты отдельно.

Действительная часть:

$$\begin{aligned}
\operatorname{Re}[\dot{P}(nT_d)] &= A \cdot \sin(\Omega nT_d + \varphi) \cdot \cos(\omega_0 nT_d + \varphi_0) \cdot A \cdot \cos(\Omega nT_d + \varphi) \\
&\cdot \cos(\omega_0 nT_d + \varphi_0) + A \cdot \sin(\Omega nT_d + \varphi) \cdot \sin(\omega_0 nT_d + \varphi_0) \cdot A \\
&\cdot \cos(\Omega nT_d + \varphi) \cdot \sin(\omega_0 nT_d + \varphi_0) = A^2 \cdot \cos^2(\omega_0 nT_d + \varphi_0) \\
&\cdot [\sin(\Omega nT_d + \varphi) \cdot \cos(\Omega nT_d + \varphi)] + A^2 \cdot \sin^2(\omega_0 nT_d + \varphi_0) \\
&\cdot [\sin(\Omega nT_d + \varphi) \cdot \cos(\Omega nT_d + \varphi)] = A^2 \\
&\cdot [\sin(\Omega nT_d + \varphi) \cdot \cos(\Omega nT_d + \varphi)] \\
&\cdot [\cos^2(\omega_0 nT_d + \varphi_0) + \sin^2(\omega_0 nT_d + \varphi_0)] \\
&= A^2 \cdot [\sin(\Omega nT_d + \varphi) \cdot \cos(\Omega nT_d + \varphi)] \\
&= \frac{A^2}{2} \cdot \sin(\Omega nT_d + \varphi - \Omega nT_d - \varphi) + \frac{A^2}{2} \\
&\cdot \sin(\Omega nT_d + \varphi + \Omega nT_d + \varphi) = \frac{A^2}{2} \cdot \sin(2\Omega nT_d + 2\varphi)
\end{aligned} \tag{6.11}$$

Мнимая часть:

$$\begin{aligned}
\operatorname{Im}[\dot{P}(nT_d)] &= A \cdot \sin(\Omega nT_d + \varphi) \cdot \sin(\omega_0 nT_d + \varphi_0) \cdot A \cdot \cos(\Omega nT_d + \varphi) \\
&\cdot \cos(\omega_0 nT_d + \varphi_0) - A \cdot \sin(\Omega nT_d + \varphi) \cdot \cos(\omega_0 nT_d + \varphi_0) \cdot A \\
&\cdot \cos(\Omega nT_d + \varphi) \cdot \sin(\omega_0 nT_d + \varphi_0) = 0
\end{aligned} \tag{6.12}$$

Выделение несущего колебания, то есть снятие поляризационной модуляции с принятого сигнала осуществляется по формуле (6.13).

$$\begin{aligned}
\dot{U}(t) &= \dot{X}^2(t) + \dot{Y}^2(t) = [A \cdot \cos(\omega_0 t + \varphi_0) + i \cdot \sin(\omega_0 t + \varphi_0)]^2 = \\
&= A \cdot \cos(2\omega_0 t + 2\varphi_0) + i \cdot A \cdot \sin(2\omega_0 t + 2\varphi_0).
\end{aligned} \tag{6.13}$$

В формулах (6.9) и (6.11) результат демодуляции отличается от оригинала удвоенным аргументом, что должно быть учтено при согласованной фильтрации.

Спектры сигналов после демодуляции, полученные в результате математического моделирования алгоритмов разделения (демодуляции), представлены на рис. 6.9.

Для примера представлены три случая.

Случай первый: рис. 6.9 а. На вход приемника поступает сигнал, несущая частота которого  $f_n = 50$  МГц, а частота вращения вектора поляризации  $f_r = 25$  МГц. Сигнал подвергается демодуляции описанным выше способом. На выходе имеем два сигнала: Р (поляризационное колебание) и U (несущее колебание), спектры которых представлены на рис. 6.9 а. Частоты полученных сигналов отличаются от оригиналов в два раза.

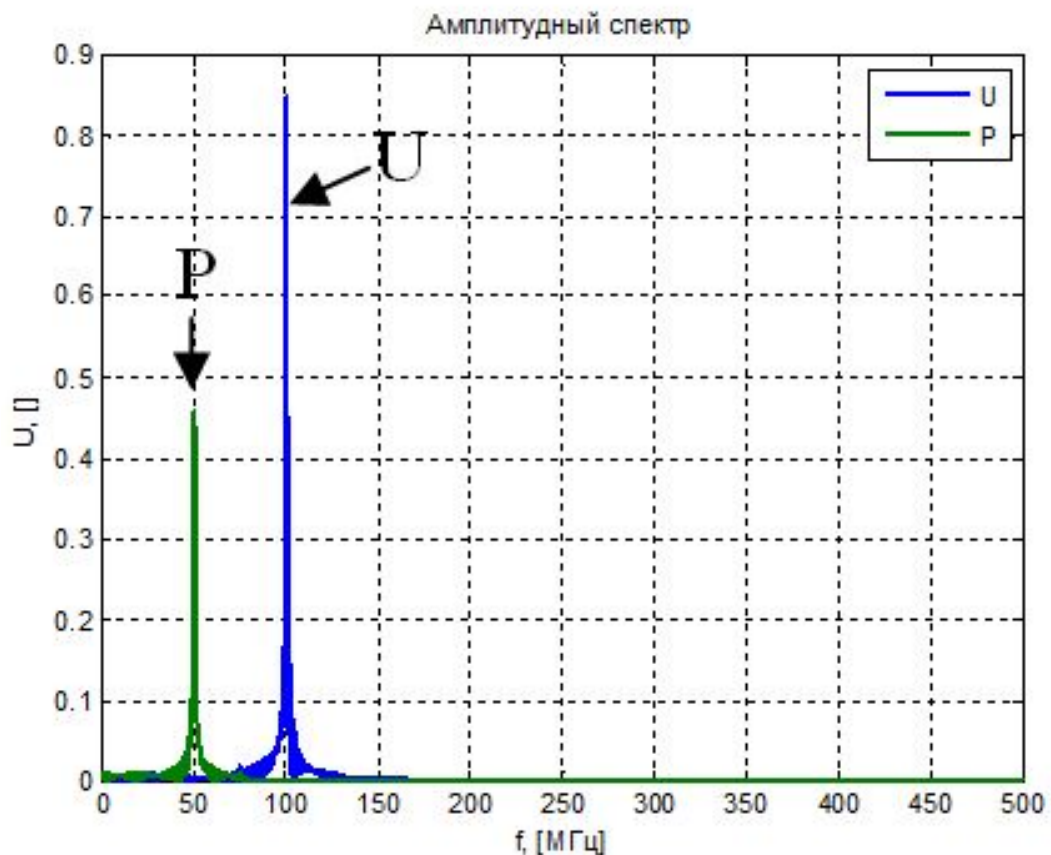


Рисунок 6.9 а

Случай второй: рис. 6.9 б. На вход приемника поступает сигнал, несущая частота которого изменяется по закону ЛЧМ  $f_n = 50\text{--}100$  МГц, а частота вращения вектора поляризации постоянна  $f_r = 25$  МГц. Сигнал подвергается демодуляции. На выходе имеем два сигнала: P (поляризационное колебание) и U (несущее колебание), спектры которых представлены на рис. 6.9 б. Частоты полученных сигналов отличаются от оригиналов в два раза. Рисунок наглядно показывает независимое разделение несущего и поляризационного колебания. Это означает, что можно осуществлять одновременную модуляцию аргумента и поляризации несущего колебания и независимо разделять их на приемной стороне. Это иллюстрирует третий случай.

Случай третий: рис. 6.9 в. На вход приемника поступает сигнал, несущая частота которого изменяется по закону ЛЧМ  $f_n = 50\text{--}100$  МГц, и частота вращения вектора поляризации тоже изменяется по закону ЛЧМ  $f_r = 15\text{--}30$  МГц. Сигнал подвергается демодуляции. На выходе имеем два сигнала: P (поляризационное колебание) и U (несущее колебание), спектры которых представ-



лены на рис. 6.9 в. Частоты полученных сигналов отличаются от оригиналов в два раза. Рисунок наглядно показывает независимое разделение несущего и поляризационного колебания.

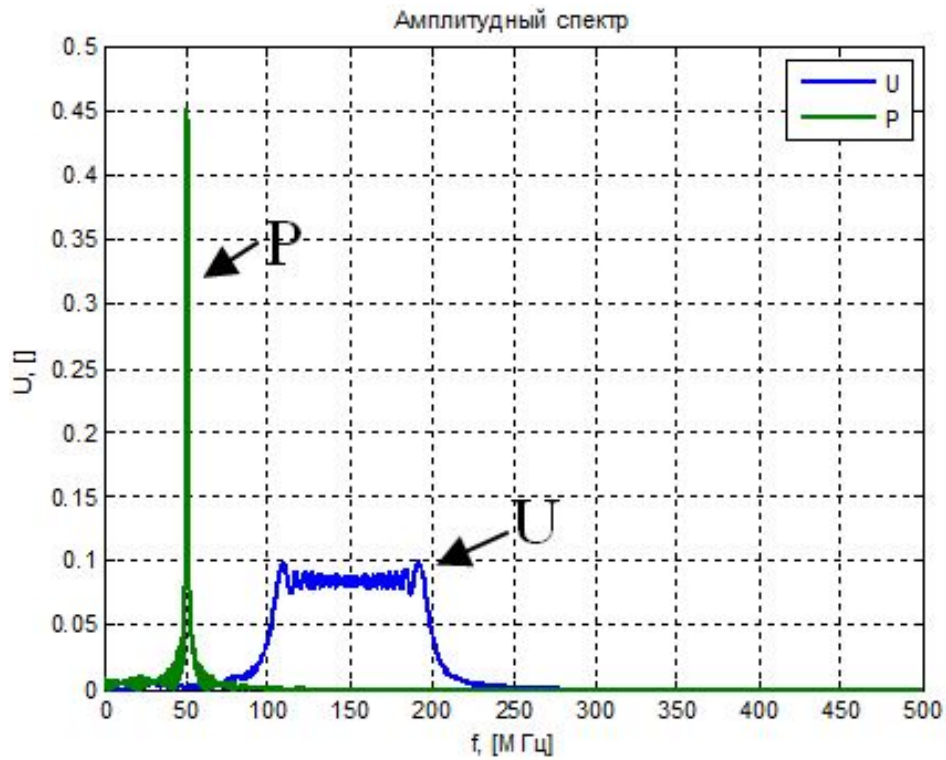


Рисунок 6.9 б

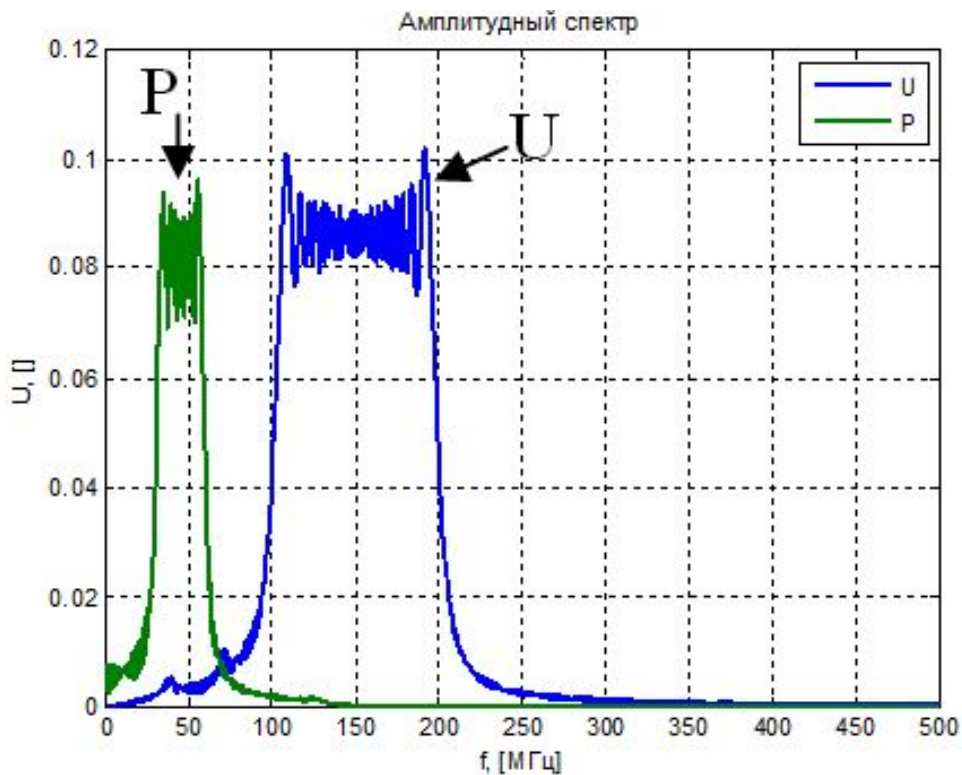


Рисунок 6.9 в

Результат экспериментальной проверки работы данного алгоритма проведенный с помощью РЛМ представлен на рис. 6.10.

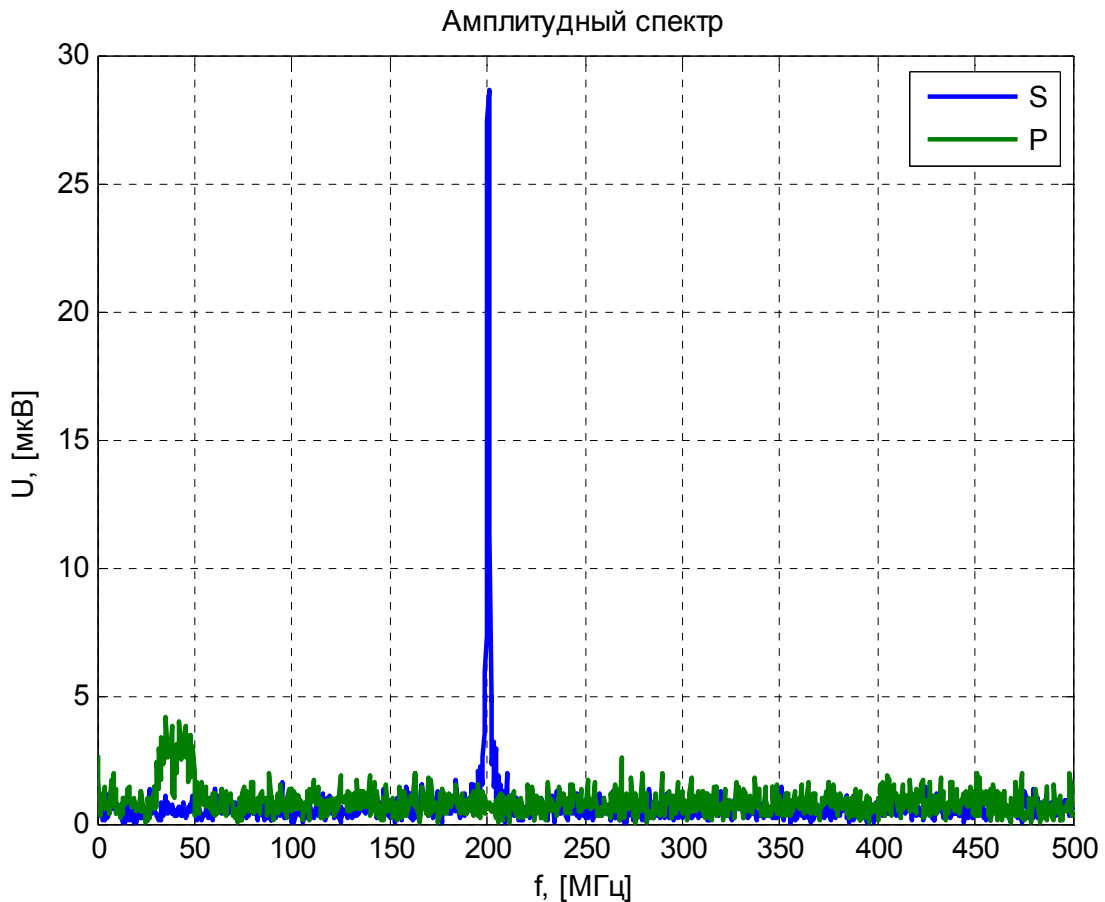


Рисунок 6.10 — Экспериментальная проверка работы алгоритма на РЛМ

После рассмотренного этапа разделения поляризационной и несущей составляющих принятого сигнала каждая из них подается на свой согласованный фильтр СФ, после СФ на амплитудный детектор, а далее результаты обработки объединяются. Одним из вариантов объединения может быть перемножение результатов.

#### ***6.4. Метод вычитания фона в радиолокационных измерениях***

Проведение исследований радиолокационных характеристик различных объектов в обычном помещении сильно затруднено из-за наложения на полезный сигнал мешающих отражений от стен и местных предметов. Для решения таких задач исполь-

зуются безэховые камеры, которые являются сложными и дорогостоящими инженерными сооружениями.

Некоторые радиолокационные исследовательские задачи в необорудованном помещении можно решать, используя алгоритм когерентного вычитания фона. Рассмотрим работу алгоритма на примере.

В качестве зондирующего сигнала (ЗС) используется КИ сигнал. РЛМ располагается на поворотной платформе, которая позволяет зондировать пространство в азимутальной плоскости. На расстоянии 3 м от РЛМ располагается уголкового отражателя (УО) (рис. 6.11).



Рисунок 6.11 — Уголкового отражатель

Результат зондирования данной сцены при вертикальной и горизонтальной поляризациях ЗС представлен на рис. 6.12. Сигнал от УО, расположенного от РЛМ на расстоянии 3 м, сильно изрезан за счет наложения на него мешающих отражений от местных предметов и интермодуляции суммарных сигналов.

Алгоритм когерентного вычитания фона реализуется в два этапа. Сначала производится зондирование радиолокационной сцены (фона). Результат зондирования запоминается в виде матрицы  $M_0$ . Затем на сцену помещается исследуемый объект и производится повторное зондирование с теми же параметрами, что и в первом случае, результат запоминается в матрицу  $M_1$ .

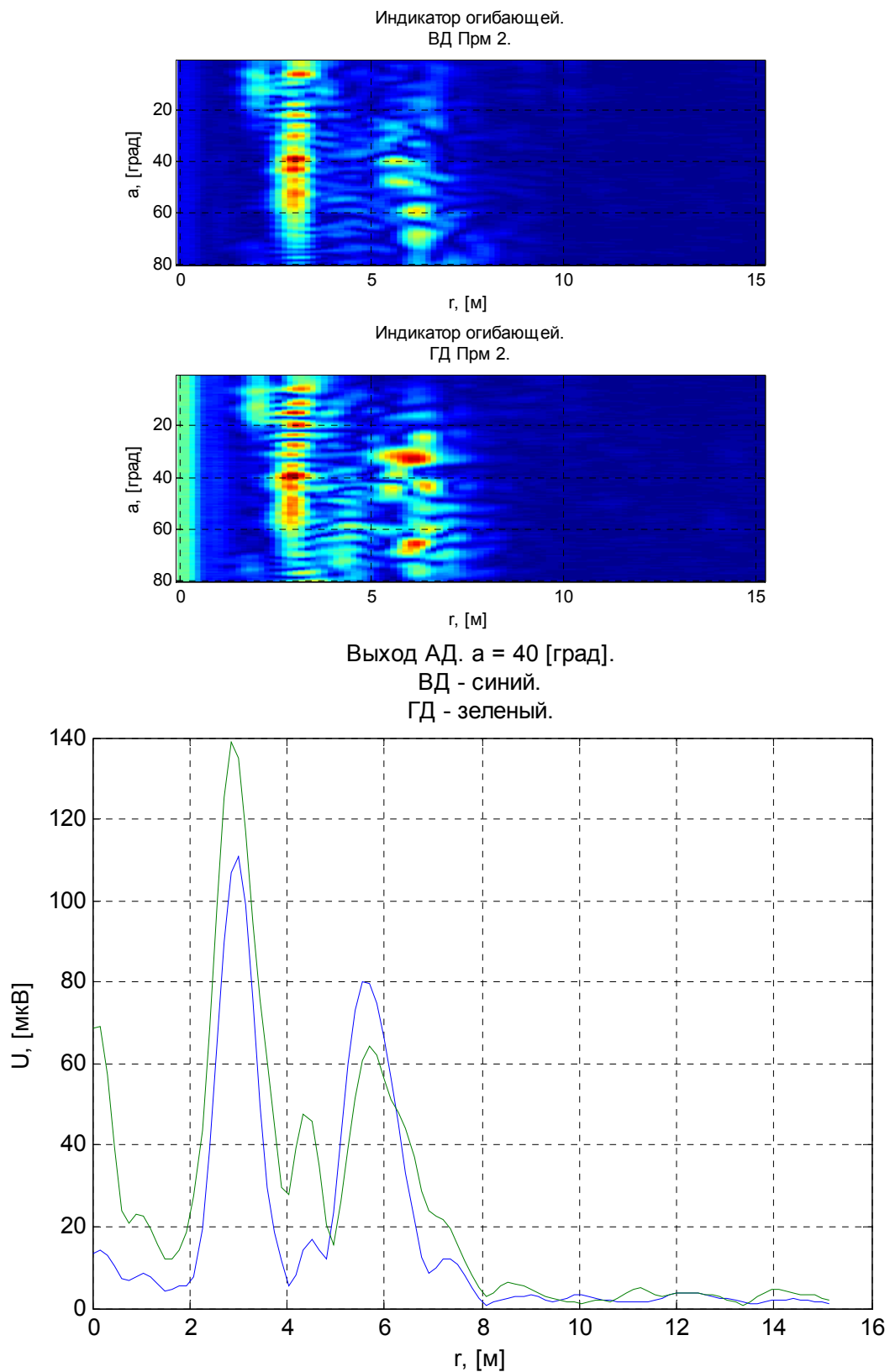


Рисунок 6.12 — Результат зондирования в помещении

Алгоритм когерентного вычитания фона реализуется поэлементным вычитанием матрицы  $M_0$  из матрицы  $M_1$ .

$$M_2 = M_1 - M_0. \quad (6.14)$$

Результат такого преобразования представлен на рис. 6.13.

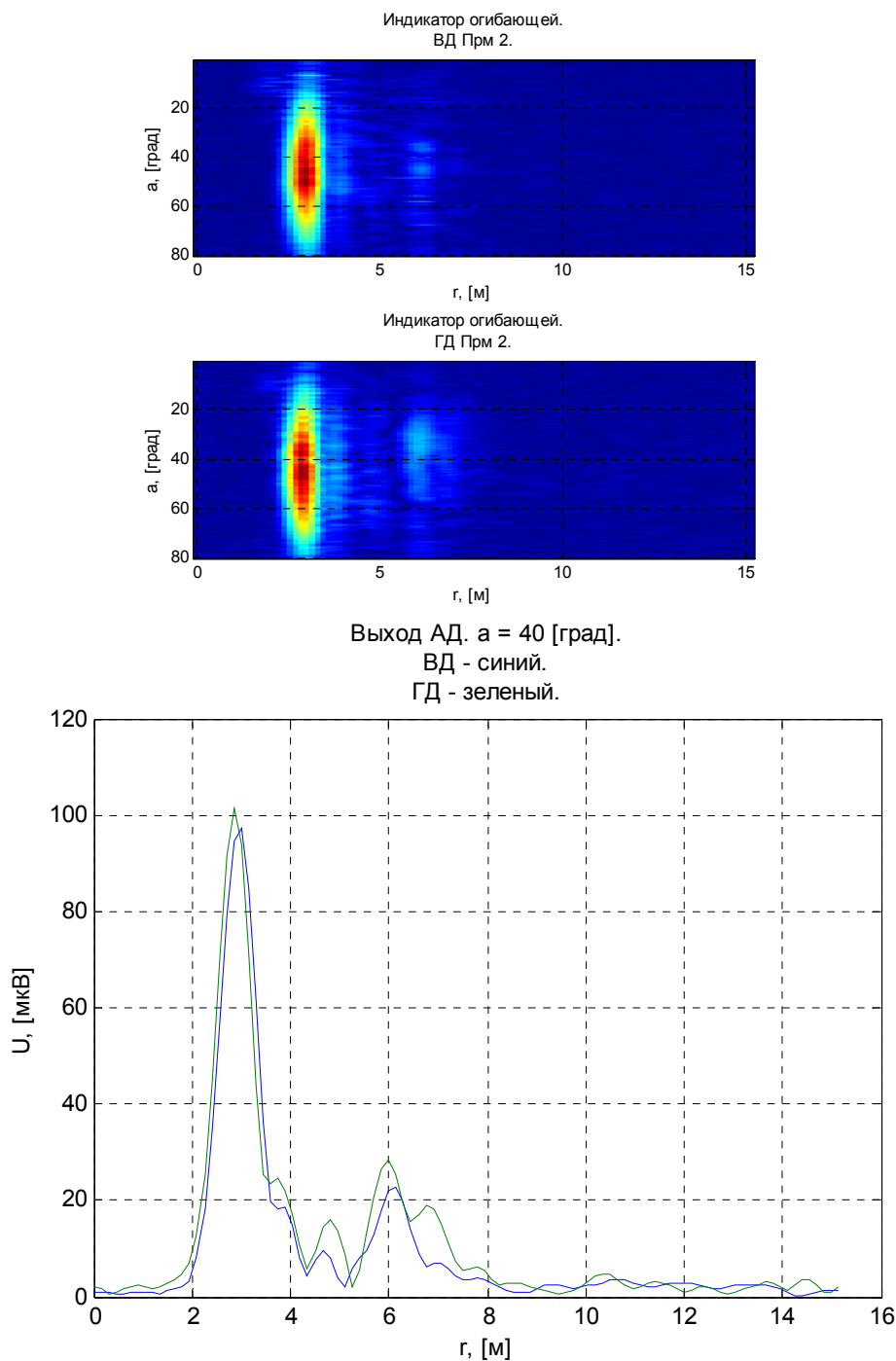


Рисунок 6.13 — Результат вычитания фона

В результате вычитания получаем сигнал от исследуемого объекта. Также на рис. 6.13 видны сигналы, которые получаются вследствие затенения УО других объектов сцены. Величина подавления мешающих эхо-сигналов сцены может достигать 40 дБ.

## 6.5. Метод фокусировки радиолокационного изображения

На радиолокационном изображении сигнал от УО имеется практически во всем секторе сканирования (рис. 6.13). Это обусловлено широкой диаграммой направленности антенной (ДНА) системы РЛМ и определяет разрешающую способность по азимуту. В рассматриваемом случае ширина ДНА по уровню половинной мощности составляет  $60^\circ$ . Для повышения разрешающей способности по азимуту используется алгоритм фокусировки радиолокационного изображения.

При сканировании фаза сигнала, отраженного от объекта локации, меняется. Причинами изменения фазы отраженного сигнала могут быть изменение расстояния между объектом и радиолокатором, фазовая характеристика ДНА, взаимное расположение фазовых центров приемных и передающих антенн в пространстве. Принятый сигнал подается на фазовый детектор (ФД). На выходе ФД имеем сигнал пропорциональный разности фаз опорного и принятого сигнала. Пример результата фазового детектирования представлен на рис. 6.14.

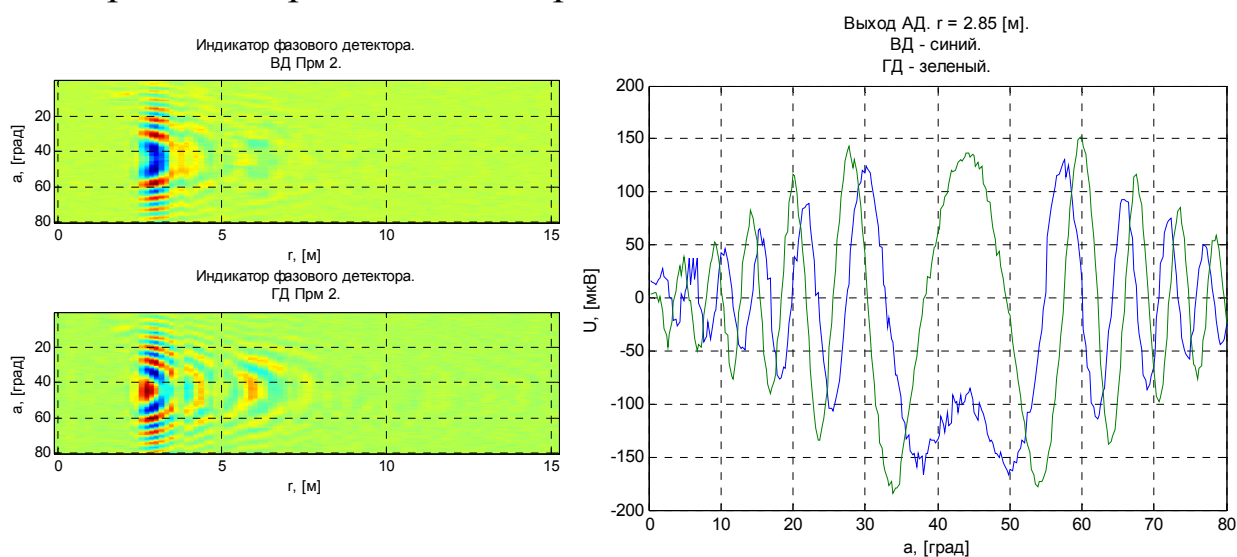


Рисунок 6.14 — Результат фазового детектирования

Зная закон изменения фазы, можно применить корреляционный метод для фокусировки радиолокационного изображения.

Для рассматриваемого случая закон изменения фазы хорошо аппроксимируется квадратичной функцией, поэтому опорные

функции для корреляционной обработки можно описать следующими выражениями:

$$\begin{aligned} H_s &= \sin(x^2); \\ H_c &= \cos(x^2); \\ x &= \{-\alpha: \alpha\}; \end{aligned} \quad (6.15)$$

где  $\alpha$  — половина ширины ДНА.

На рис. 6.15 представлен результат фокусировки радиолокационного изображения. Размеры получившегося пятна на радиолокационном изображении по уровню 0,707 составляют 30 см на  $3^\circ$ . Таким образом, коэффициент сжатия ДНА при выбранных параметрах исходной антенной системы и режима сканирования составляет  $60^\circ/3^\circ = 20$ .

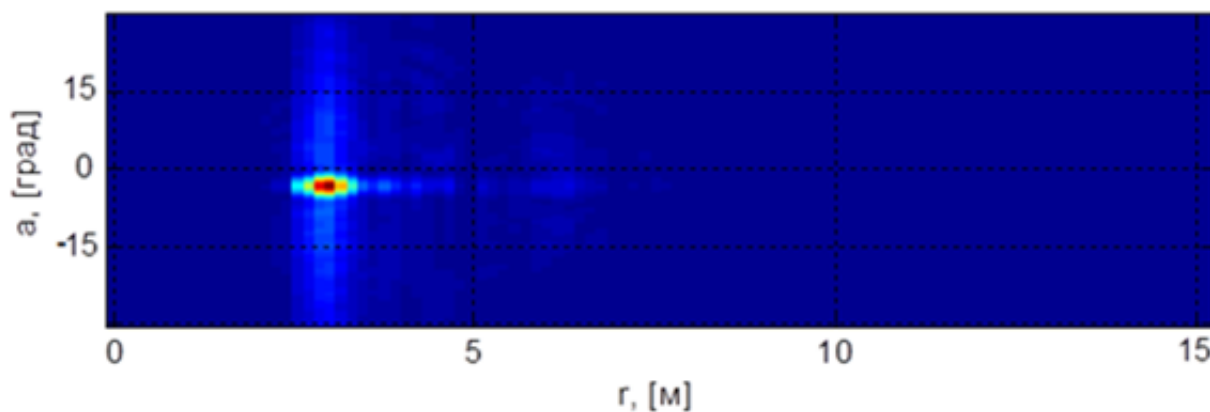


Рисунок 6.15 — Результат фокусировки радиолокационного изображения

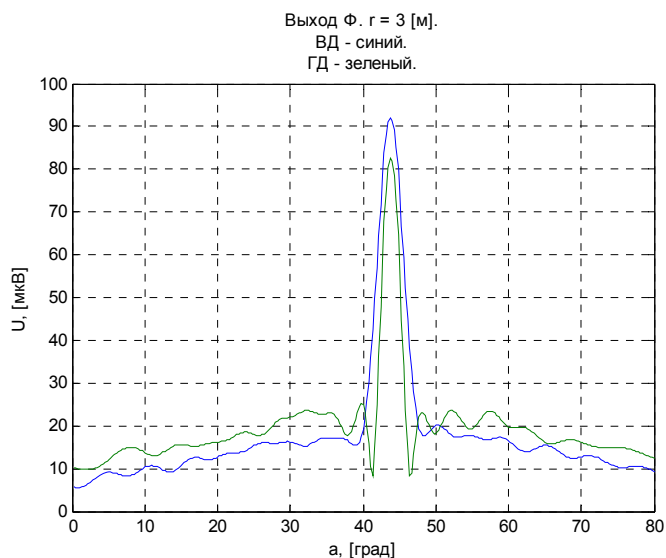


Рисунок 6.16 а — Сечение радиолокационного изображения по азимуту

Выход  $\Phi$ .  $\alpha = 44$  [град].

ВД - синий.

ГД - зеленый.

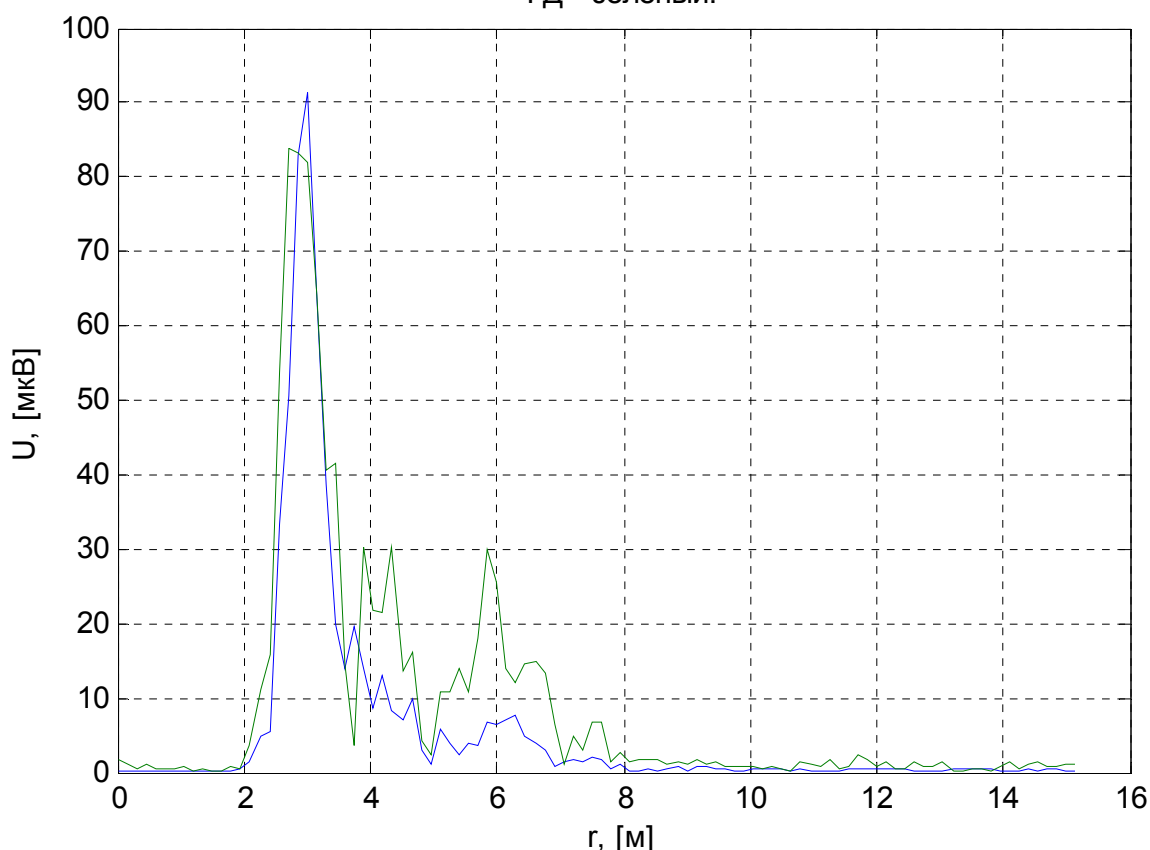


Рисунок 6.16 б — Сечение радиолокационного изображения по дальности

### **6.6. Алгоритм обнаружения локальных максимумов**

После фокусировки производится обнаружение локальных максимумов, превышающих порог обнаружения, и по их положению определяется дальность до цели.

Один из алгоритмов обнаружения локальных максимумов следующий. Пусть имеем цифровой сигнал  $S$  (рис. 6.17), который имеет  $n$  отсчетов и в котором необходимо обнаружить и измерить положение локальных максимумов.

Разбиваем этот сигнал на 3 вектора. Первый вектор будет состоять из элементов с 1 по  $n - 2$  входного сигнала  $V_1 = S(1:n - 2)$ , второй из элементов со 2 по  $n - 1$  входного сигнала  $V_2 = S(2:n - 1)$ , третий из элементов с 3 по  $n$  входного сигнала  $V_3 = S(3:n)$ . Теперь, при наличии этих трех векторов, локальным максимумом будет яв-



латься отсчет  $V_2(m)$ , для которого выполняется условие ( $V_2(m) > V_1(m)$ , и  $V_2(m) > V_3(m)$ ), номер отсчета во входном сигнале, для которого выполняется это условие, определяется выражением  $k = m + 1$ .

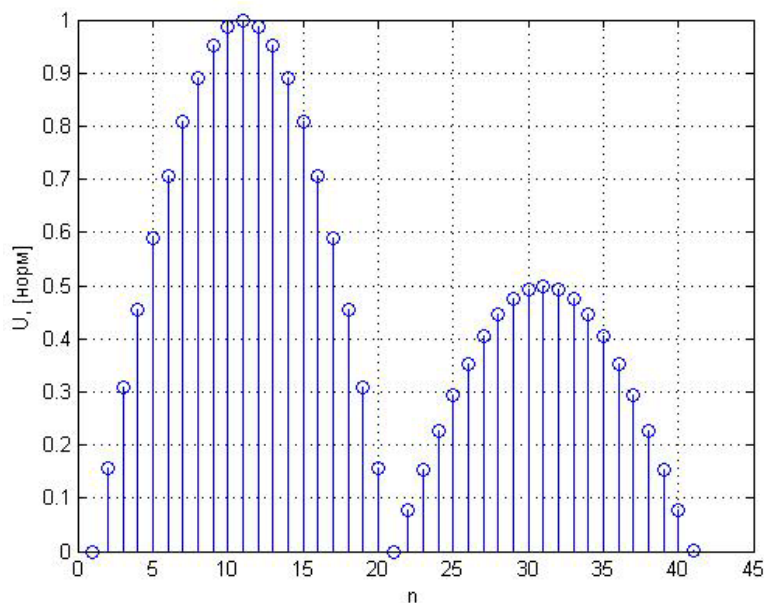


Рисунок 6.17 — Сигнал, в котором производится поиск локальных максимумов

Результат поиска локальных максимумов представлен на рис. 6.18.

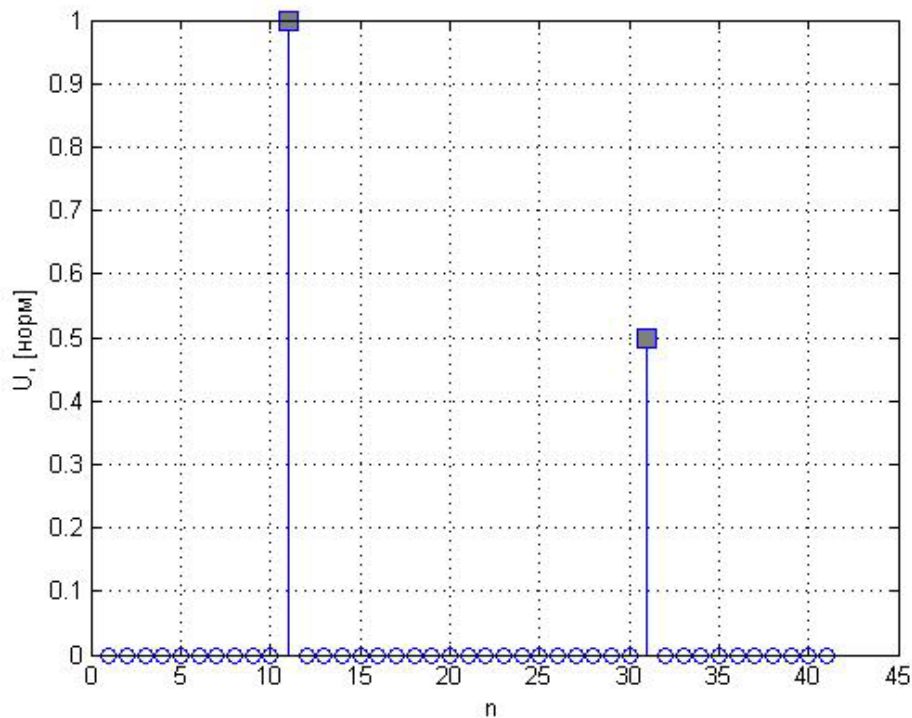


Рисунок 6.18 — Результат поиска локальных максимумов

Данный алгоритм является одним из самых простых алгоритмов поиска локальных максимумов дискретного сигнала.

### ***Контрольные вопросы***

1. Перечислите основные базовые алгоритмы ЦОС.
2. Опишите алгоритм дискретной свертки, его реализацию на функциональном аппаратном и программном уровне.
3. Опишите алгоритм БПФ по основанию 2 с прореживанием по времени.
4. Приведите общую структуру цифрового фильтра и объясните принцип его работы.
5. Приведите структуру КИХ фильтра, пример его аппаратной реализации на функциональном уровне, и программной реализации.
6. Приведите структуру БИХ фильтра, пример его аппаратной реализации на функциональном уровне и программной реализации.
7. Что такое импульсная характеристика (ИХ) цифрового фильтра? Приведите примеры КИХ и БИХ фильтров и их импульсных характеристик.
8. Какие вам известны методы расчета цифровых фильтров?
9. Что такое комплексная частотная характеристика цифрового фильтра? Как она связана с ИХ? Приведите конкретный пример.
10. Какие существуют способы амплитудного детектирования цифровых сигналов? Приведите пример функциональной аппаратной и программной реализации амплитудного детектора.
11. Дайте определение согласованного фильтра. Как определяется его импульсная характеристика? При каких условиях согласованный фильтр является оптимальным? Приведите пример функциональной аппаратной и программной реализации СФ для заданного сигнала.
12. Какие существуют способы излучения и приема радиосигналов с произвольной поляризацией и поляризационной модуляцией?

## 7. МЕТОД ПОЛЯРИЗАЦИОННОГО АНАЛИЗА РАДИОСИГНАЛОВ

Поляризационная обработка при радиоимпульсном зондировании сводится к разложению принятых сигналов на множество мгновенных поляризационных диаграмм. В случае использования зондирующих сигналов с постоянной несущей частотой  $\omega_0$  такое поляризационное разложение базируется на следующих представлениях.

Эхо-сигналы, принимаемые 2-компонентной антенной системой, которая ориентирована по пространственным ортогональным осям ( $x$  и  $y$ ), можно записать в следующем виде:

$$\begin{aligned} \mathbf{S}_x(t) &= A_x(t) e^{i[\omega_0 t + \psi_x(t)]} \\ \mathbf{S}_y(t) &= A_y(t) e^{i[\omega_0 t + \psi_y(t)]}, \end{aligned} \quad (7.1)$$

где  $\omega_0$  — частота несущего колебания,  $A_x(t)$ ,  $A_y(t)$  — функции амплитуды сигналов компонент,  $\psi_x(t)$ ,  $\psi_y(t)$  — функции фазы.

При анализе эхо-сигналов представляет интерес в основном поведение их амплитудно-фазовых характеристик  $A(t)$  и  $\psi(t)$ , для чего следует исключить в экспериментальных данных осциллирующую составляющую, т. е. произвести демодуляцию сигнала. Для этого каждый из сигналов (7.1) должен быть умножен на опорный монохроматический (с известным значением несущей частоты  $\omega_0$  зондирующего импульса) сигнал с единичной амплитудой:

$$s_0(t) = e^{-i(\omega_0 t + \psi_0)}, \quad (7.2)$$

комплексно сопряженный по отношению к колебательной составляющей эхо-сигнала. Начальная фаза  $\psi_0$  введена в (7.2) из соображений общности определения опорного сигнала, а ее величина может быть выбрана произвольной.

В результате такой демодуляции получим комплексные сигналы:

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{S}}_x(t) &= A_x(t) e^{i[\psi_x(t) - \psi_0]} \\ \tilde{\mathbf{S}}_y(t) &= A_y(t) e^{i[\psi_y(t) - \psi_0]}. \end{aligned} \quad (7.3)$$

Желаемые функции амплитуды (оггибающие) и фазы каждой из компонент исходного сигнала есть:

$$\begin{aligned} A_{x,y}(t) &= \text{abs}[\tilde{\mathbf{S}}_{x,y}(t)]; \\ \tilde{\psi}_{x,y}(t) &= \text{arg}[\tilde{\mathbf{S}}_{x,y}(t)] = (\psi_{x,y}(t) - \psi_0). \end{aligned} \quad (7.4)$$

Отметим, что фазовые функции наследовали от опорного сигнала фиксированное смещение  $(-\psi_0)$ . Эту особенность процедуры демодуляции следует учитывать при интерпретации получаемых фазовых функций.

При наличии медленно меняющихся функций амплитуд сигналов с 2-компонентной антенной системы  $A_x(t)$  и  $A_y(t)$  может быть построена вещественная функция времени полной амплитуды сигнала

$$A_{full}^2(t) = A_x^2 + A_y^2, \quad (7.5)$$

которая характеризует поведение во времени мощности (уровня) эхо-сигнала в пространстве.

Без потери общности представления об эхо-сигналах зондирования в исходных данных (7.1) можно произвести нормировку амплитуд на  $A_x$ :  $D_{yx} = A_y/A_x$ ,  $D_{xx} = A_x/A_x \equiv 1$ , а также ввести разность фаз  $\Delta\psi_{yx} = \psi_y - \psi_x$ . Тогда выражения (7.1) можно переписать в виде:

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{S}}_x(t) &= D_{xx}(t) e^{i\omega_0 t} \\ \hat{\mathbf{S}}_y(t) &= D_{yx}(t) e^{i[\omega_0 t + \Delta\psi_{yx}(t)]} \end{aligned} \quad (7.6)$$

Можно показать, что такая нормировка амплитуд и фаз может быть произведена путем деления исходных комплексных сигналов (7.1):

$$\mathbf{D}_{nx}(t) = \frac{\mathbf{S}_n(t)}{\mathbf{S}_x(t)} = \frac{\mathbf{S}_n(t) \mathbf{S}_x^*(t)}{A_x^2(t)} = D_{nx}(t) e^{i\Delta\psi_{nx}(t)}, \quad (7.7)$$

где  $n = \{x, y\}$ .

В результате получим вещественные функции  $D_{yx}(t)$ ,  $\Delta\psi_{yx}(t)$ , а также очевидные тривиальные значения  $D_{xx} \equiv 1$  и  $\Delta\psi_{xx} = 0$ , введенные в выражениях (7.6).

Заметим, что тот же результат можно получить, используя в (7.7) демодулированные функции  $\tilde{S}_{x,y}(t)$  (7.3), при этом наследованное ими от опорного сигнала фиксированное фазовое смещение  $(-\psi_0)$  автоматически исключается из результата нормировки — разности фаз  $\Delta\psi_{yx}$ .

Поляризация принятого сигнала является его пространственно-временной характеристикой и определяется видом поляризационной диаграммы — траектории, которую описывает конец вектора  $\hat{S}_{xy}$  в случае монохроматической волны в фиксированной точке пространства, т. е. годографом волны [14], имеющим форму эллипса.

Если компоненты поля имеют разность фаз  $\Delta\psi_{yx} = 0$ , электромагнитная волна имеет линейную поляризацию, ориентация которой определяется соотношением амплитуд компонент. При разности фаз компонент  $\Delta\psi_{yx} = \pm\pi/2$  и одинаковых амплитудах, т. е. при  $D_{yx} = 1$ , поляризация волны круговая. В общем случае при неравных амплитудах и других произвольных значениях разности фаз  $\pm\Delta\psi_{yx}$  поляризация волны эллиптическая с правым (+) или левым (–) вращением во времени вектора поля волны.

Известны выражения [14; 15], в которых характеристики  $D_{yx}$  и  $\Delta\psi_{yx}$  позволяют вычислить неэнергетические (угловые) параметры поляризации — угол ориентации  $\theta_e$  и угол эллиптичности  $\varphi_e$ , (см. рис. 7.1):

Угол ориентации эллипса поляризации определяется выражением:

$$\theta_e = \frac{1}{2} \operatorname{arctg} \left( \frac{2D_{yx}}{1-D_{yx}^2} \cdot \cos(\Delta\psi_{yx}) \right), \quad (7.8)$$

а при равенстве амплитуд пространственных компонент ( $D_{yx} = 1$ ), в зависимости от величины их фазовой разницы, углу  $\theta_e$  условно присваиваются следующие значения:

$$\theta_e = \begin{cases} +\pi/4 & \text{при } |\Delta\psi| < \pi/2 \\ 0 & \text{при } |\Delta\psi| = \pi/2 \\ -\pi/4 & \text{при } |\Delta\psi| > \pi/2 \end{cases}. \quad (7.9)$$

В данном случае угол  $\theta_e$  отсчитывается от горизонтальной оси координат  $x$  в пределах  $\pm \pi/2$  и определяет ориентацию в пространстве большой полуоси  $a$  поляризационного эллипса.

Значения угла эллиптичности  $\varphi_e$  вычисляются по формуле:

$$\varphi_e = \frac{1}{2} \arcsin \left( \frac{2D_{yx}}{1 + D_{yx}^2} \cdot \sin(-\Delta\psi_{yx}) \right), \quad (7.10)$$

при этом знак угла указывает на направление вращения вектора напряженности  $\mathbf{E}$  распространяющейся радиоволны:

$\varphi_e > 0$  — правое вращение,

$\varphi_e < 0$  — левое вращение,

$\varphi_e = 0$  — соответствует линейной поляризации.

Угол эллиптичности  $\varphi_e$  отсчитывается в пределах  $\pm \pi/4$  от большой полуоси  $a$  поляризационного эллипса, ближайшей к положительному направлению координатной оси  $x$ .

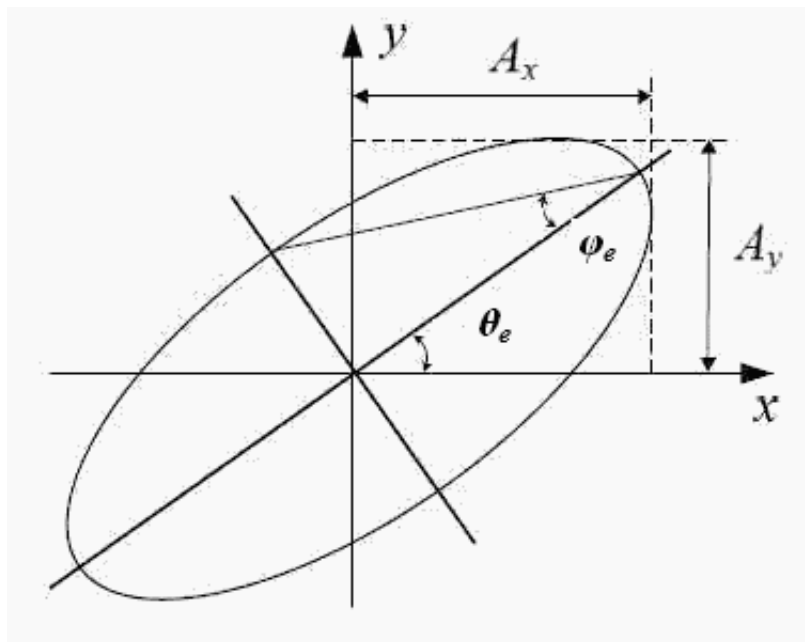


Рисунок 7.1 — Углы ориентации  $\theta_e$  и эллиптичности  $\varphi_e$  поляризационного эллипса

Часто вместо угловой характеристики эллиптичности волны  $\varphi_e$  используется соответствующая безразмерная величина — коэффициент эллиптичности:

$$\varepsilon = \operatorname{tg}(\varphi_e) = b_{\pm}/a, \quad (7.11)$$

где  $a$ ,  $b_{\pm}$  — большая и малая полуось поляризационного эллипса, значение которой условно наследует знак угла  $\varphi_e$ , что позволяет различать направления вращения поляризации волны.

Таким образом, полученные в (7.8–7.11) параметры представляют собой результат поляризационного разложения анализируемого физического сигнала и полностью характеризуют его поляризацию. Отметим также, что эти неэнергетические параметры являются функциями времени  $\theta_e(t)$ ,  $\varphi_e(t)$  и  $\varepsilon(t)$ , значения которых в любой фиксированный момент времени однозначно определяют форму и ориентацию поляризационной диаграммы сигнала (рис. 7.1) и позволяют построить так называемый его мгновенный поляризационный эллипс. Для ряда дискретных данных эхо-сигнала радиолокационного зондирования можно построить множество мгновенных (парциальных) эллипсов, соответствующих каждому из отсчетов сигнала.

Собственно построение каждой  $k$ -й элементарной поляризационной диаграммы, соответствующей паре значений ее характеристик  $\varepsilon_k$  и  $\theta_k$ , сводится к созданию графического объекта эллипса с радиусами  $r_x = 1$  (большой диаметр вдоль оси  $x$ ) и  $r_y = \varepsilon_k$ , который затем поворачивается на угол  $\theta_k$  (в сторону оси  $y$  с учетом его знака). При необходимости такой безразмерный геометрический образ, соединивший в себе оба поляризационных параметра, можно связать с энергетической характеристикой эхо-сигнала, если отображать каждый мгновенный эллипс с размерами, пропорциональными полной пространственной амплитуде сигнала  $A_{full}(t_k)$  в тот же момент времени.

Данные экспериментов, полученные с помощью макетного образца радиолокатора с полно-поляризационным режимом зондирования в виде эхо-сигналов в дискретной форме, после ряда различных способов их первичной обработки и преобразований подвергались описанной процедуре поляризационного разложения.

Объектом тестового исследования в качестве эталонного отражателя являлась металлическая сфера (с зеркальной поверхностью диаметром 0,3 м), равномерно перемещающаяся в направлении от локатора по линии прицеливания (оси) его антенной системы. Длина пути движения сферы составила 4,12 м с начальным удалением от локатора  $\approx 0,45$  м, на протяжении которого произведено 600 актов зондирования с шагом  $\approx 6,7$  мм.

Первичная обработка принятых эхо-сигналов заключалась в преобразовании их в комплексную (квадратурную по Гильберту) форму, а также в фильтрации (с АЧХ фильтра вида  $\cos^2$ ) в полосе частот 250 МГц, равной половине полосы анализа дискретных данных. Фильтрация позволила подавить уровни посторонних сигналов с частотами вне полосы пропускания, которые оказывают негативное влияние на устойчивость результатов последующего поляризационного разложения.

На рис. 7.2 показаны исходные сигналы (после первичной обработки), принятые в режимах с согласованной поляризацией передачи-приема (YY и XX) локатора, которые представлены в виде двумерных распределений (карт) их амплитудных и фазовых величин на плоскости с осями «Позиции сканирования (зондирования)» и «Время» запаздывания эхо-сигнала. Ось времени (с шагом 1 нс) отсчитывается от момента «0» начала излучения зондирующего радиоимпульса. Используемые условные обозначения пространственной ориентации Y и X соответствуют координатным осям, принятым в (7.1) и последующих выражениях.

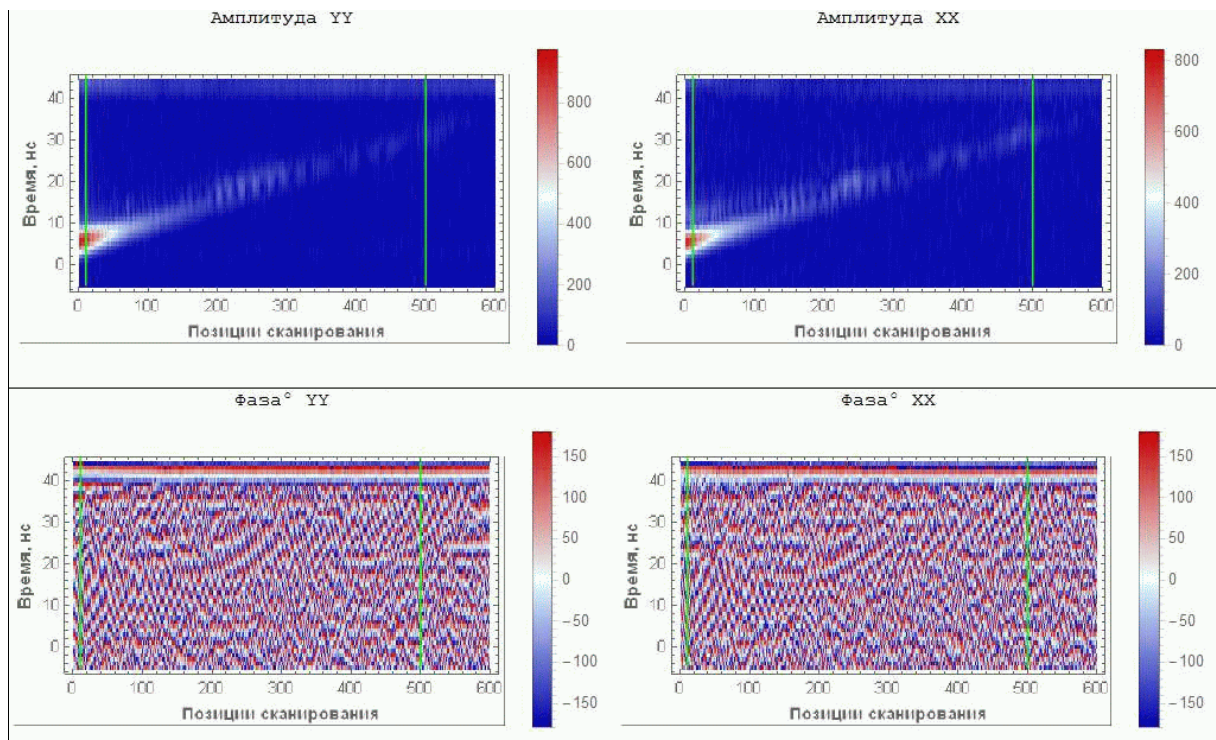


Рисунок 7.2 — Распределения амплитуд и фаз Y и X компонент сигнала зондирования



Линейный характер локационного следа от объекта на картах амплитуд соответствует его движению с постоянной скоростью. Отметим, что на фазовых картах аналогичный след практически не прослеживается.

На рис. 7.3 вверху показаны карты полной пространственной амплитуды  $A_{full}$  (30) сигнала зондирования и разности фаз его компонент сигнала  $\Delta\psi_{yx}$  как аргумент функции (7.7). На амплитудном распределении пунктиром помечена осевая линия траектории движения (следа) объекта в координатах представленных карт. В нижней части рисунка приведены распределения его поляризационных характеристик — значений угла ориентации  $\theta_e$  (в градусах) и коэффициента эллиптичности  $\varepsilon$ , рассчитанные по (7.9)–(7.12) для каждой из 30600 пар значений  $D_{yx}$  и  $\Delta\psi_{yx}$ , т. е. для каждой узловой позиции карт.

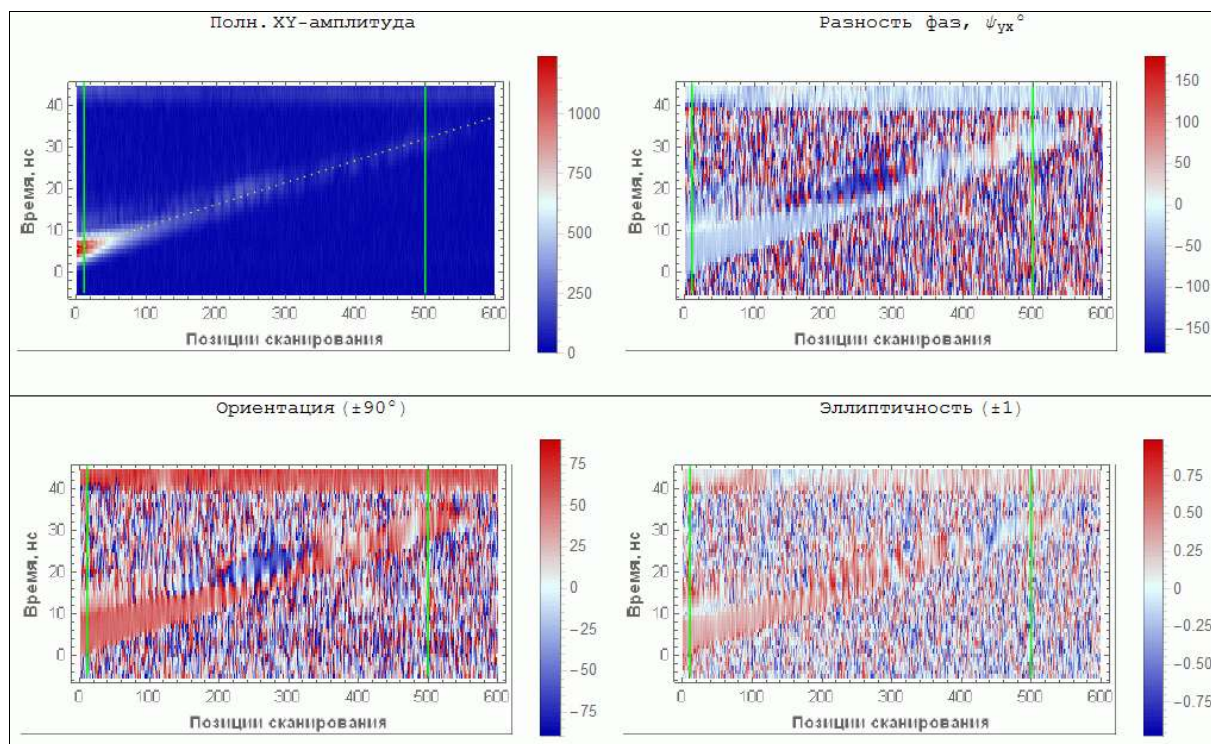


Рисунок 7.3 — Распределения полной амплитуды, разности фаз компонент сигнала зондирования и его поляризационных характеристик — ориентации и эллиптичности

Следует отметить, что след от объекта отчетливо проявляется не только на карте разности фаз, но и на картах поляризационных характеристик  $\theta_e$  и  $\varepsilon$  в виде наклонных полосовых областей, образованных значениями с небольшим разбросом от средней вели-

чины соответствующего параметра, определенной вдоль осевой линии траектории движения объекта. Примечательно, что область эхо-сигнала с достаточно устойчивыми значениями характеристик поляризации имеет увеличенную протяженность по расстоянию до объекта по сравнению с дальностью его обнаружения по монотонно убывающему уровню амплитуды сигнала.

На рис. 7.4 показаны результаты разложения на парциальные поляризационные диаграммы, соответствующие двум фрагментам данных ( $\pm 10$ ;  $\pm 10$ ) в окрестности точек пересечения осевой пунктирной линии на карте полной амплитуды (рис. 7.3) и двух сплошных вертикальных (зеленых) линий. Координаты (скан; время) этих центральных точек обоих фрагментов на картах имеют значения: (12; 6) и (500; 32) — и соответствуют удалению объекта от локатора 0,53 и 3,88 м.

Парциальные эллипсы построены в ортогональных пространственных координатах с условно вертикальной ориентацией оси X. Линейные размеры эллипсов пропорциональны полной пространственной амплитуде эхо-сигнала, но изображенные там же векторы главной полуоси каждого из них имеют фиксированную длину.

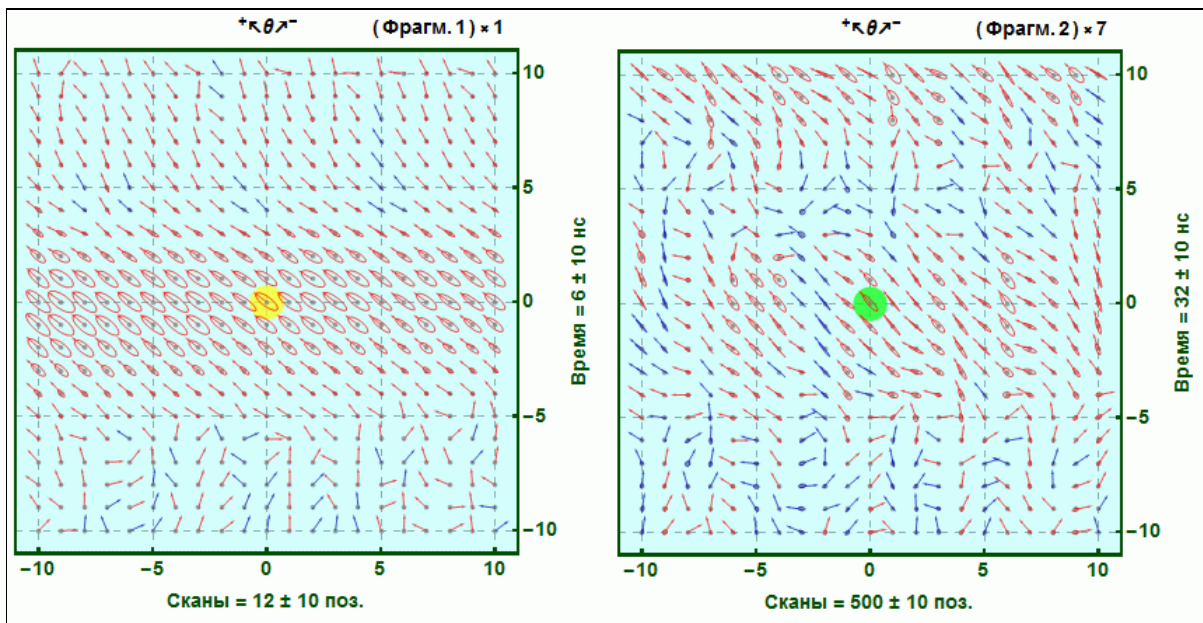


Рисунок 7.4 — Поляризационное разложение фрагментов экспериментальных данных зондирования в окрестности точек, соответствующих расстоянию до объекта локации 0,53 и 3,88 м (размеры эллипсов второго фрагмента 7-кратно увеличены из-за малости амплитуды его сигналов)

Таким образом, введение в радиосигнал дополнительной поляризационной модуляции позволяет на единицу увеличить количество независимых информационных параметров.

### ***Контрольные вопросы***

1. Что такое поляризационный анализ радиосигналов?
2. Какие существуют способы представления сигналов с поляризационной модуляцией?
3. Какими характеристиками описывается сигнал с поляризационной модуляцией?
4. Что такое эллипс поляризации?
6. Что называется полным поляризационным приемом?
7. Какими преимуществами обладает полный поляризационный прием?

## 8. СПЕКТРАЛЬНЫЕ ИЗМЕРЕНИЯ

Спектральный анализ радиосигналов является мощным инструментом для оценки их параметров. Особую значимость спектральный анализ получил за последнее десятилетие благодаря развитию методов цифровой обработки сигналов. Наиболее полно теоретические основы цифрового спектрального анализа (ЦСА) изложены в монографии [27]. ЦСА применяется не только для непосредственного исследования спектров сигналов, но и как часть в более сложных алгоритмах обработки (например, в радиопеленгации, измерении напряженности поля и др.).

В практических приложениях ЦСА наибольшее распространение получили методы быстрого преобразования Фурье (БПФ) с наложением гладких окон во временной области и последующей периодограммной обработкой.

Спектр одной реализации (периодограмма  $p$ ) дискретного сигнала  $S_p(nT_d)$ , состоящего из  $N$  выборок, взвешенного окном  $w(nT_d)$ , при его разложении по дискретной комплексно-экспоненциальной системе базисных функций  $\left\{ e^{j\frac{2\pi}{N}knT_d} \right\}$  определяется выражением:

$$\dot{S}_p(k) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} w(nT_d) S_p(nT_d) e^{j\frac{2\pi}{N}knT_d}. \quad (8.1)$$

Полученный спектр  $\dot{S}_p(k)$  является комплексным, содержащим действительную и мнимую части:

$$\begin{aligned} \dot{S}_p(k) &= \frac{1}{N} \left[ \sum_{n=0}^{N-1} w(nT_d) S_p(nT_d) \cos \frac{2\pi}{N} knT_d + j \sum_{n=0}^{N-1} w(nT_d) S_p(nT_d) \sin \frac{2\pi}{N} knT_d \right], \\ &= \text{Re}(\dot{S}_p(k)) + j \text{Im}(\dot{S}_p(k)) \end{aligned} \quad (8.2)$$

откуда получим выражение для амплитудного спектра  $\dot{S}_p(k)$  периодограммы  $p$ :

$$S_p(k) = \sqrt{\text{Re}(\dot{S}_p(k))^2 + \text{Im}(\dot{S}_p(k))^2}. \quad (8.3)$$

И окончательно усредненный по  $p$  периодограммам амплитудный спектр определяется по формуле:

$$\bar{S}(k) = \frac{1}{P} \sum_{p=0}^{P-1} S_p(k). \quad (8.4)$$

$\bar{S}(k)$  является оценкой  $S(k)$ . Для стационарного процесса  $S(n)$   $\bar{S}(k) \rightarrow S(k)$  при  $P \rightarrow \infty$ . Для случайного процесса, например речевого сигнала,  $\bar{S}(k)$  имеет смысл текущего спектра.

Для оценки мощности сигнала по результатам спектрального анализа можно воспользоваться равенством Парсеваля:

$$P = \sum_{k=0}^{\infty} S^2(k). \quad (8.5)$$

Применение специальных окон, а также корректное использование нормировок и алгоритмов преобразования частотно-временных шкал позволяет получать результаты ЦСА, идентичные результатам классического анализа Фурье с погрешностью не более долей дБ.

На точность проводимых измерений в первую очередь влияют следующие параметры спектроанализатора:

- разрешающая способность по частоте;
- разрешающая способность по амплитуде;
- динамический диапазон анализа.

Разрешающая способность по частоте  $\Delta f_p$  цифрового спектроанализатора определяется выражением:

$$\Delta f_p = \left( \frac{1}{NT_d} \right) K_0 = \left( \frac{1}{T_a} \right) K_0, \quad (8.7)$$

где  $N$  — количество отсчетов в дискретном сигнале;

$T_d$  — интервал дискретизации непрерывного сигнала;

$T_a$  — интервал анализа;

$K_0$  — коэффициент, учитывающий ухудшение разрешающей способности в зависимости от типа временного окна.

Изменение разрешающей способности происходит из-за изменения амплитудно-частотных характеристик анализирующих фильтров. Применение гладких окон приводит к расширению полосы пропускания этих фильтров и, как следствие, — ухудшению

разрешающей способности спектроанализатора. При этом полоса частот анализа  $F_a$ , определяемая выражением  $F_a = (N/2T_d)$ , остается без изменений.

Значения коэффициента  $K_0$  для некоторых наиболее распространенных окон:

Окно	Прямоугольное	Хемминга	Гаусса	Ханна	Наттолла ( $r=3$ )
$K_0$	1,00	1,36	1,39	1,50	1,80

Информативность результатов цифрового спектрального анализа во много зависит от их представления. Так, если мы введем в анализ временной параметр, то получим следующие результаты, представленные на рис. 8.1–8.3. На рис. 8.1 представлен спектр сигнала, полученный в результате периодогоммного анализа по формуле (8.4), т. е. текущий спектр.

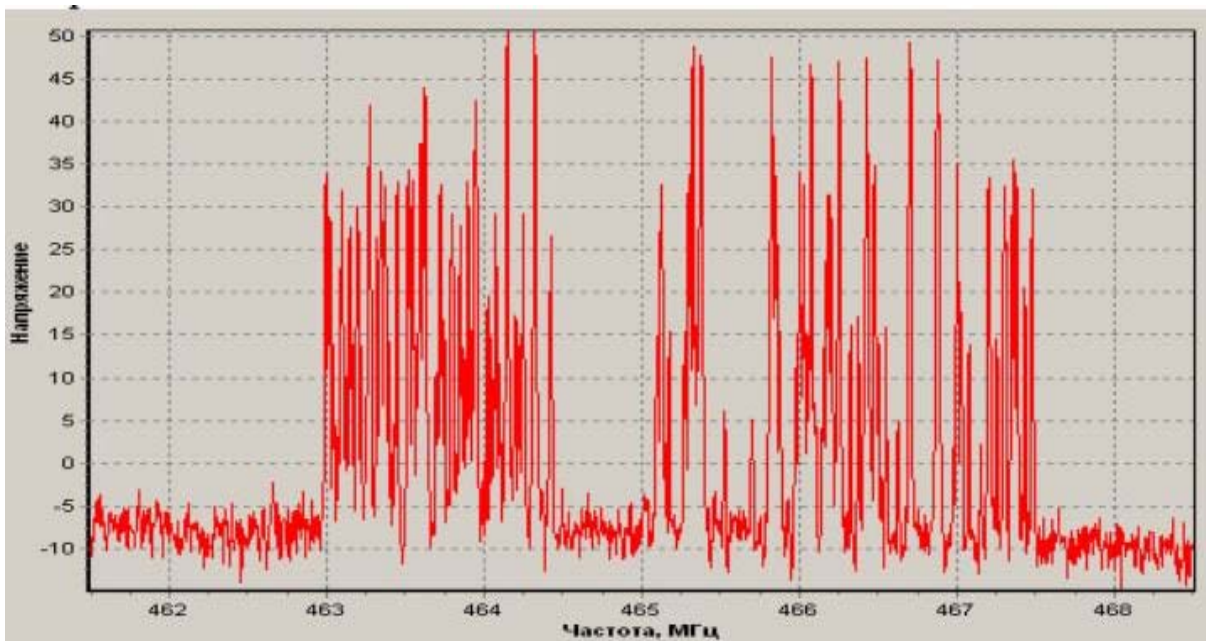


Рисунок 8.1 — Мгновенный амплитудный спектр радиосигналов в диапазоне частот

На рис. 8.2 — набор огибающих текущих спектров, полученных на некотором интервале времени. На рис. 8.3. — «спектральная поверхность», полученная в результате 2-мерной аппроксимации набора огибающих мгновенных амплитудных спектров в координатах «частота — время — амплитуда». Амплитуда представлена в градациях яркости.

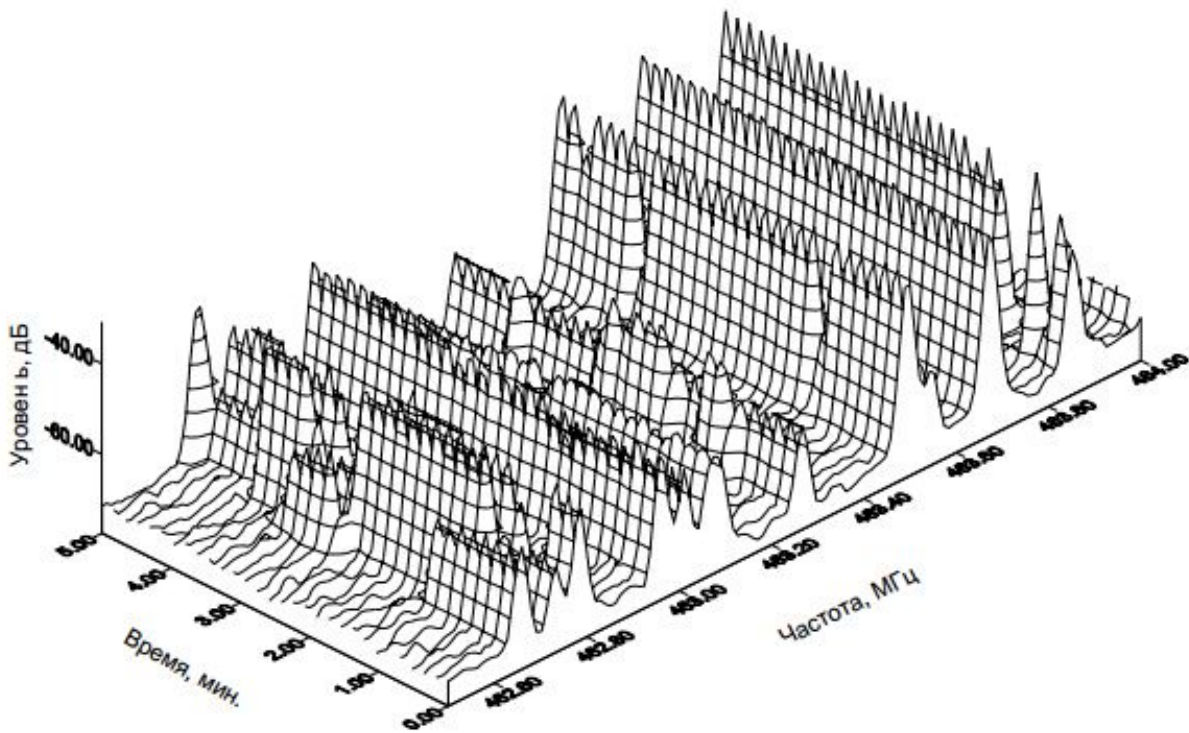


Рисунок 8.2 — Набор огибающих мгновенных спектров на интервале времени анализа

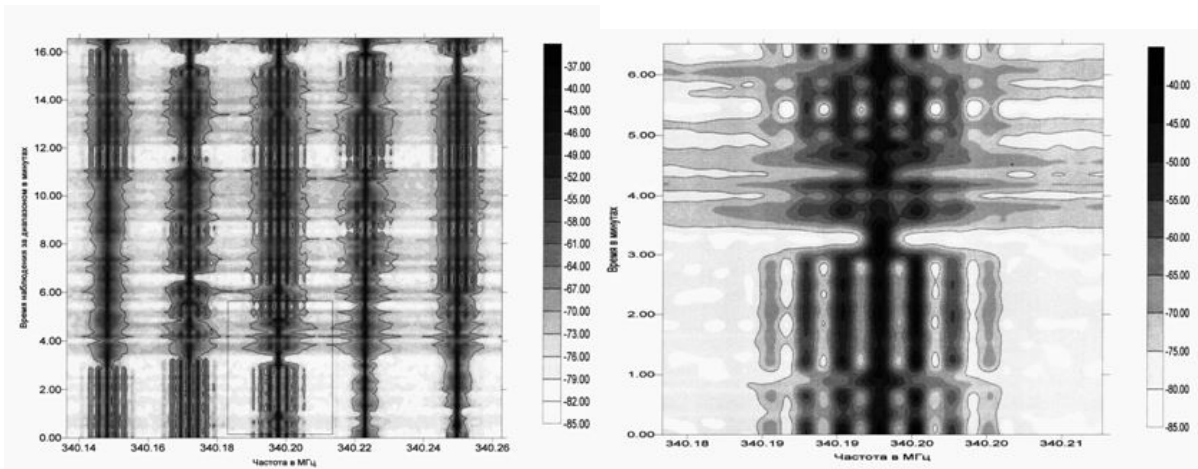


Рисунок 8.3 — Спектральная поверхность в координатах «частота — время — амплитуда»

Определение порога является необходимым условием корректной работы алгоритмов обнаружения сигналов в спектральной области. Следует заметить, что задача определения порога в спектральной области имеет некоторые особенности.

Из теории обнаружения сигналов следует, что для принятия решения о наличии или отсутствии сигнала необходимо использовать процедуру сравнения принятой реализации случайного

процесса с некоторым порогом, который определяется согласно выбранному критерию.

Для использования процедуры сравнения в спектральной области получим формулу для порога обнаружения.

В качестве критерия оптимальности алгоритма выберем критерий Неймана — Пирсона. Алгоритм называется оптимальным по критерию Неймана — Пирсона, если при его использовании достигается максимальное значение вероятности правильного обнаружения при заданной вероятности ложной тревоги. Тогда формулу порога обнаружения можно вывести из выражения, определяющего вероятность ложной тревоги, и априорно известного закона распределения спектральных составляющих шума.

Пусть на вход цифрового спектроанализатора воздействует суперпозиция полезного сигнала и шума, имеющего нормальный закон распределения. Тогда значения реальной —  $\text{Re}(S(k))$  — и мнимой —  $\text{Im}(S(k))$  — части комплексного спектра шума будут распределены по нормальному закону с дисперсией  $\sigma$ . После преобразования комплексного спектра в амплитудный  $|\dot{S}(k)| = \sqrt{\text{Re}(\dot{S}(k))^2 + \text{Im}(\dot{S}(k))^2}$  закон распределения спектральных составляющих станет рэлеевским (рис. 8.4)

$$W_{|S(k)|}(x) = \frac{x}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{x^2}{2\sigma^2}\right), x > 0 \quad (8.8)$$

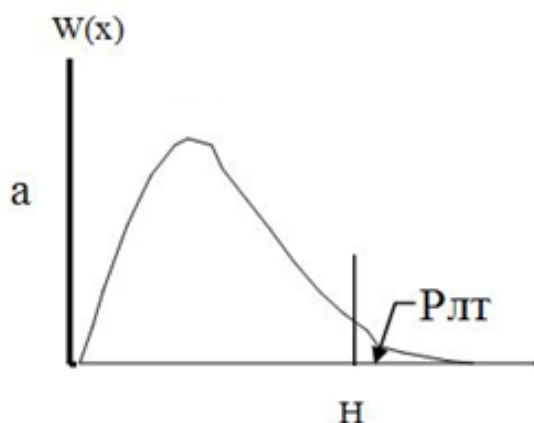


Рисунок 8.4 — Функция распределения спектральных составляющих шума

На рис. 8.4 площадь под кривой, лежащая правее порога  $H$ , есть вероятность ложной тревоги, которая равна вероятности



превышения порога спектральными составляющими спектра шума (выражение (8.9)).

$$P\left(\sum_{k=1}^N A_k\right) = \varepsilon, \quad (8.9)$$

где  $A_k$  есть следующее событие:  $A_k = \{|S(k)|^2 > H\}$ ,  $k \in [0, N]$ .

Формула (8.9) является основной для нахождения порога обнаружения.

Перепишем выражение (8.9) следующим образом:

$$P\left(\sum_{k=1}^N A_k\right) = 1 - P\left(\prod_{k=1}^N \overline{A_k}\right), \quad (8.10)$$

где  $\overline{A_k} = \{|S(k)|^2 \leq H\}$  есть событие, противоположное событию  $A_k$ .

Так как величины спектральных составляющих независимы и одинаково распределены, то:

$$P\left(\prod_{r=1}^N \overline{A_r}\right) = \prod_{k=1}^N P(\overline{A_k}) = P^N(\overline{A_k}). \quad (8.11)$$

и, учитывая, что случайные значения распределены по закону Рэлея:

$$W_{|S(k)|}(x) = \frac{x}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{x^2}{2\sigma^2}\right), \quad (8.12)$$

получим, что:

$$P(|S(k)|^2 \leq H) = \sqrt[2]{1 - \varepsilon}. \quad (8.13)$$

Вероятность  $P(|S(k)|^2 \leq H)$  есть площадь под кривой, лежащей левее порога  $H$  (рис. 8.4)

$$P(|S(k)|^2 \leq H) = \int_0^H W(x) dx = \frac{1}{2\sigma^2} \int_0^H \exp\left(-\frac{x^2}{2\sigma^2}\right) dx = 1 - \exp\left(-\frac{H}{2\sigma^2}\right). \quad (8.14)$$

Из выражений (8.14) и (8.13) следует  $\exp(-\frac{H}{2\sigma^2})=1-\sqrt[N]{1-\varepsilon}$ ,  
отсюда найдём порог:

$$H = -2\sigma^2 \ln(1 - \sqrt[N]{1 - \varepsilon}). \quad (8.15)$$

Таким образом, мы получили формулу, позволяющую вычислять порог обнаружения по исходному спектру мощности сигнала. Величина порога зависит от дисперсии спектральных составляющих шума, вероятности ложной тревоги и числа ячеек частотного разрешения.

Сделаем некоторые предположения:

1.  $S / N \gg 1$  (отношение «сигнал/шум» много больше единицы).

2.  $\tau_{\text{коор.}N} \ll T_a$  (интервал анализа много больше интервала корреляции шума).

3. Шумовой процесс является стационарным и эргодическим на интервале анализа.

Для оценки дисперсии спектра воспользуемся следующим итерационным алгоритмом, исключая из оценки спектральные составляющие обнаруживаемых сигналов.

1. Вычисляется дисперсия процесса согласно формуле:

$$\sigma^2 = \langle S^2(k) \rangle - \langle S(k) \rangle^2 \quad (8.16)$$

$$\langle S(k) \rangle = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{k=N-1} S(k) \quad (8.17)$$

2. Определяется номер максимальной составляющей в исследуемом спектре.

3. Составляющая с максимальной амплитудой исключается из анализа, вычисляется дисперсия модернизированного процесса.

4. Вычисляется относительное изменение дисперсии, если относительное изменение дисперсии меньше некоторой наперёд заданной величины  $\varepsilon$ , то вычисленная дисперсия есть дисперсия шума, в противном случае переходим к п. 2.

Ниже показан результат работы алгоритма для  $\varepsilon = 0.01$ .

На рис. 8.5 изображён исходный спектр, а на рис. 8.6 — спектр, из которого удалены посредством описанного алгоритма спектральные составляющие сигнала.

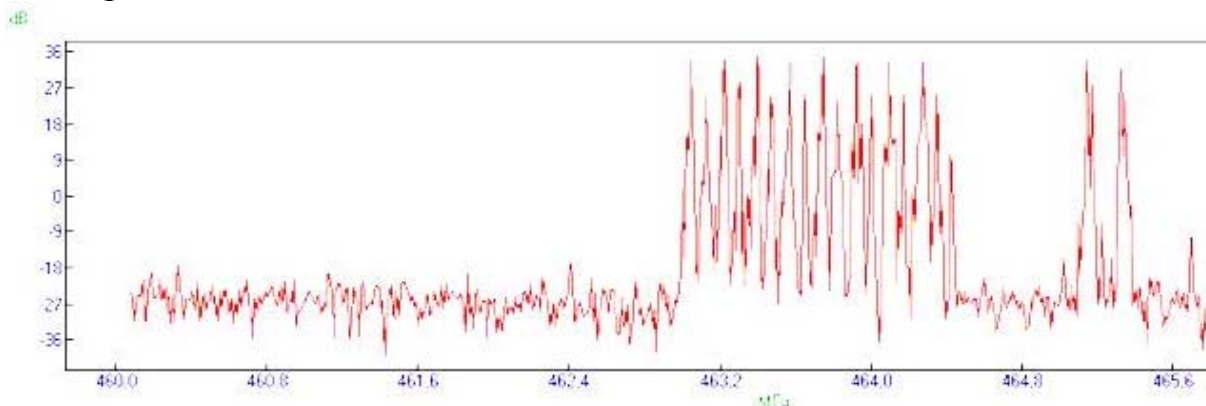


Рисунок 8.5 — Исходный спектр сигнала

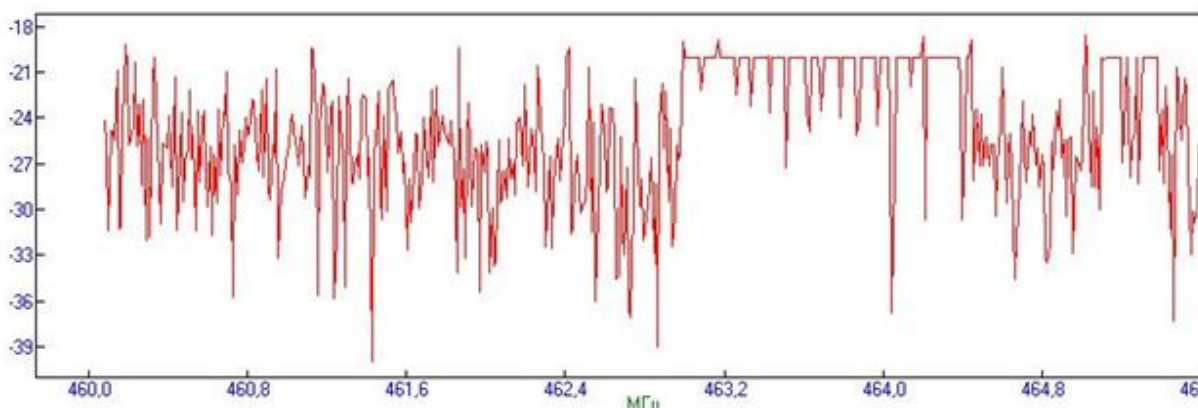


Рисунок 8.6 — Спектр с удаленными спектральными составляющими

Надо отметить, что решение о наличии или отсутствии полезного сигнала можно принять на основе нескольких критериев. Целесообразность применения того или иного критерия определяется характером задачи, а также зависит от того, известны или неизвестны априорные вероятности наличия и отсутствия сигнала. Поскольку априорно мы не знаем вероятность появления полезного сигнала, целесообразнее воспользоваться критерием Неймана — Пирсона.

Единственным его параметром является величина  $\sigma$ . Можно вычислить этот параметр, как было предложено выше, а можно и другим способом, учитывая предположение о рэлеевском характере распределения амплитуд спектральных составляющих шума: свяжем эту величину со средним значением величины спектральных составляющих шума.

$$W_{|S(k)|^2}(x) = \frac{1}{2\sigma^2} \exp\left(-\frac{x}{2\sigma^2}\right), x > 0 \quad (8.18)$$

в качестве переменной здесь выступает значение спектральной составляющей.

$$\langle x \rangle = \int_0^{\infty} \frac{x}{2\sigma^2} e^{-\frac{x}{2\sigma^2}} dx = \int_0^{\infty} e^{-\frac{x}{2\sigma^2}} dx = 2\sigma^2. \quad (8.19)$$

Таким образом, величина  $\sigma$  связана следующим соотношением со средним значением величины спектральных составляющих:

$$\sigma = \sqrt{\frac{\langle x \rangle}{2}}. \quad (8.20)$$

И выражение для порога принимает следующий вид:

$$H = -2 \frac{\langle x \rangle}{2} \ln(1 - \sqrt[N]{1 - \varepsilon}). \quad (8.21)$$

Если значение спектральной составляющей выше порога, то принимается решение о наличии полезного сигнала.

Для амплитудного спектра порог равен

$$H = \sqrt{-2\sigma^2 \ln(1 - \sqrt[N]{1 - \varepsilon})}. \quad (8.22)$$

Практическое использование порога шума выглядит следующим образом. После определения адаптивного уровня на спектральной поверхности отсчетам спектра ниже уровня присваивается значение нижнего порога анализа. Таким образом, остаются отсчеты только сигнала. На рис. 8.7 и 8.8 представлена картина спектральной поверхности, обработанная таким образом.

На рисунке видно, что после сечения спектральной поверхности порогом стали четко прослеживаться каналы связи, появилась возможность определения их количества, начального и конечного времени включения передатчиков, ширины спектра сигнала по уровню порога.

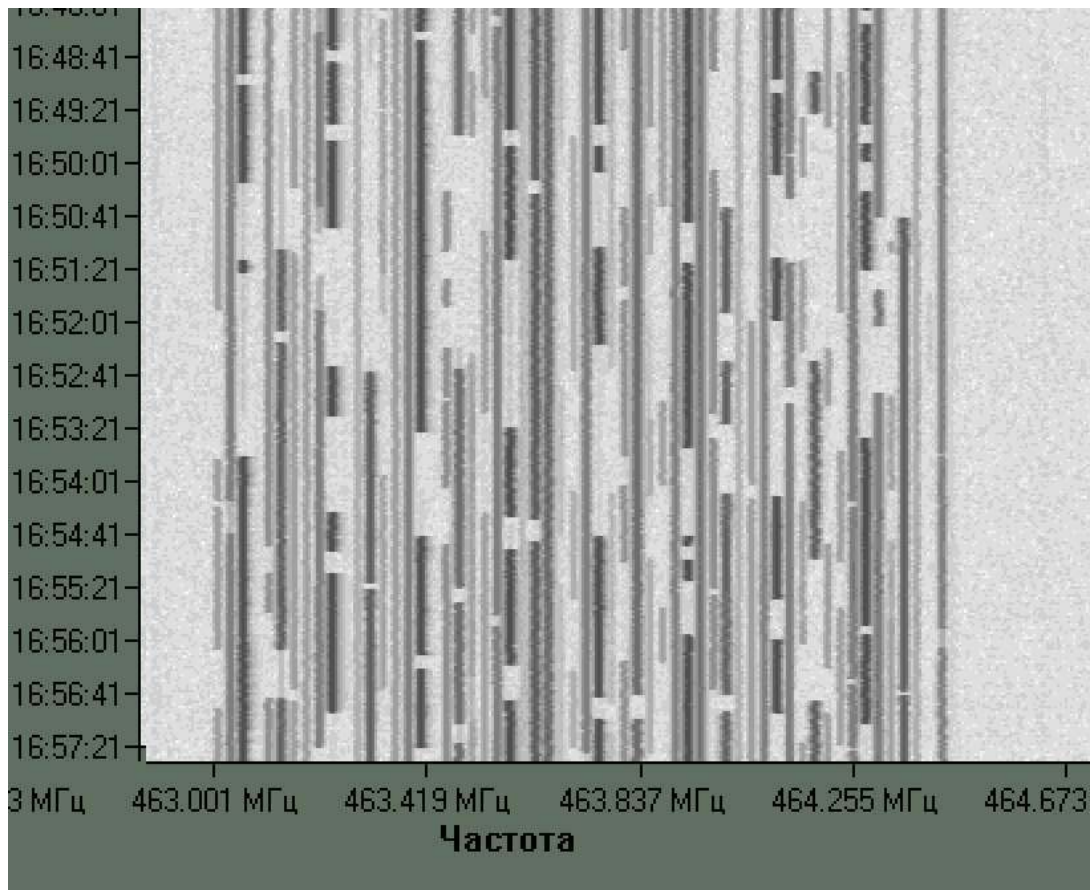


Рисунок 8.7 — До сечения спектральной поверхности порогом

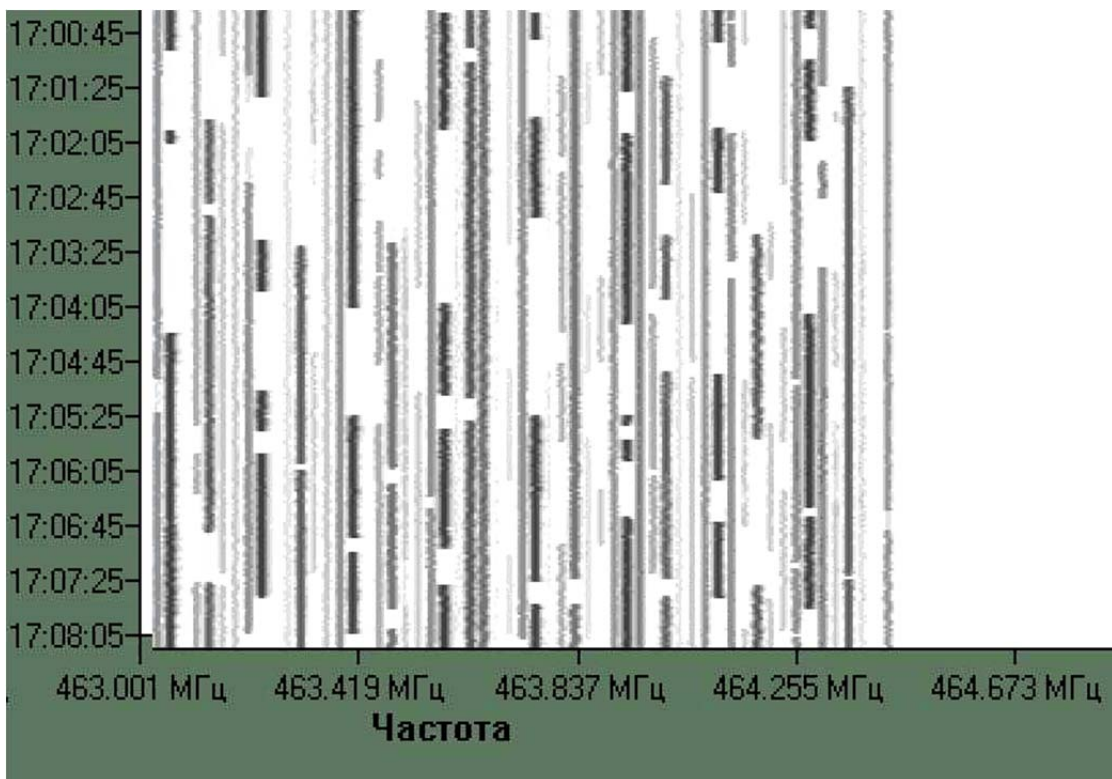


Рисунок 8.8 — После сечения адаптивным порогом с вероятностью ложной тревоги  $\varepsilon = 0,01$

## ***Контрольные вопросы***

1. Для решения каких практических задач используется цифровой спектральный анализ?
2. Какие существуют проблемы при цифровом спектральном анализе реальных не периодических сигналов и как они минимизируются?
3. Для решения каких практических задач используются спектральные поверхности? Как они формируются?
4. Опишите алгоритм обнаружения радиосигналов в спектральной области.
5. Приведите алгоритм измерения мощности обнаруженного радиосигнала.
6. Для чего используются оконные функции в цифровом спектральном анализе? Какие оконные функции используются? На какие характеристики спектрального анализа влияет использование оконных функций?
7. Какие существуют критерии выбора порога обнаружения?
8. Сформулируйте критерий обнаружения Неймана — Пирсона.
9. Каким законом распределения обладают спектральные составляющие амплитудного спектра в цифровом спектроанализаторе?

## 9. МЕТОД ЦИФРОВОЙ ФАЗОВОЙ ИНТЕРФЕРОМЕТРИИ В РАДИОПЕЛЕНГАЦИИ

Цифровые методы обработки радиосигналов получили большое распространение в задачах радиомониторинга и радиопеленгации [19–26]. Рассмотрим базовые алгоритмы цифровой фазовой интерферометрии. Датчиком электромагнитного поля является антенная система с пространственно распределенными элементами — диполями. Минимальное количество диполей, необходимое для однозначного пеленгования в азимутальной плоскости, равно трем. Антенную решетку такого типа схематично можно представить так, как показано на рис. 9.1 [19].

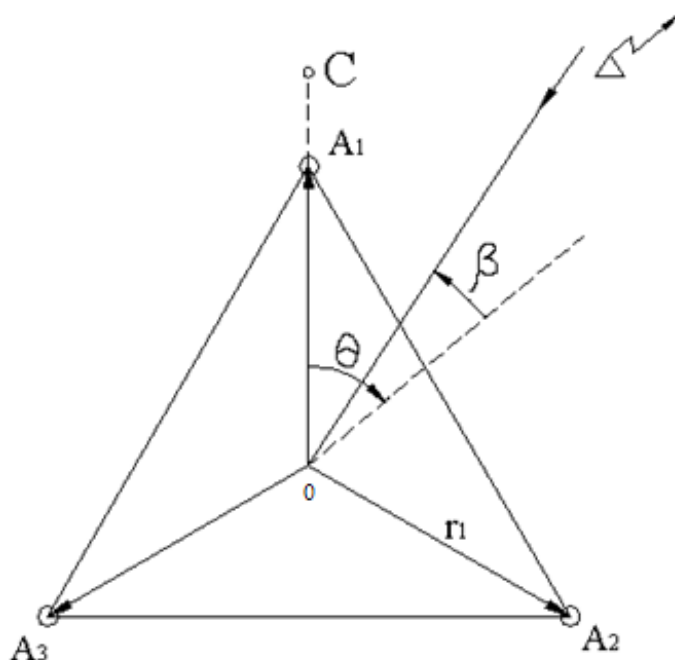


Рисунок 9.1 — Схема расположения антенн однокольцевой эквидистантной антенной решетки с минимальным нечетным количеством антенн на кольце, равным трем:

$A_1, A_2, A_3$  — первая, вторая и третья антенны решетки,  $O$  — центр решетки,  $OC$  — опорное направление,  $r_1$  — радиус однокольцевой антенной решетки

Прием радиосигналов осуществляется в широкой мгновенной полосе частот, в ней осуществляется спектральный анализ, обнаружение радиосигналов и выделение частотных каналов, в каждом из которых решается пеленгационная задача.

Получение пеленга в каждом из радиоканалов происходит по оценке разности между фазами сигнала, приходящего на каждый из элементов антенной решетки. Разность фаз радиосигналов, принимаемая любой парой антенн, определяется выражением:

$$\Delta\Phi_{n_1, n_2} = \Phi_{n_1}(t) - \Phi_{n_2}(t), \quad (9.1)$$

где  $n_1 = 1, 2, 3$ ;  $n_2 = 1, 2, 3$ ;  $n_1 \neq n_2$ ;

$\Phi_{n_{1(2)}}(t)$  — фаза спектральной составляющей сигнала, принимаемого  $n_{1(2)}$  антенной.

$$\Phi_{n_{1(2)}}(t) = \omega_k t + \varphi_k(t) + \varphi_{k0} + \frac{2\pi}{\lambda} r_{n_{1(2)}} \cos(\beta) \cos(\theta - \alpha_{n_{1(2)}}), \quad (9.2)$$

где  $\omega_k$  — круговая частота радиосигнала в  $k$ -м радиоканале;

$t$  — время;

$\varphi_k(t)$  — закон изменения фазы, обусловленный угловой модуляцией принимаемого радиосигнала в  $k$ -м канале;

$\varphi_{k0}$  — начальная фаза сигнала  $k$ -го канала в центре антенной решетки;

$\lambda$  — длина волны;

$\beta$  — угол наклона фронта волны;

$\theta$  — азимут.

При приеме радиосигнала, характеризуемого азимутом и углом наклона фронта волны, величины  $\Delta\Phi$  зависят как от угла ориентации относительно опорного направления, так и от расстояния между антеннами (диполями).

Структура корреляционно-интерферометрического радиопеленгатора представлена на рис. 9.2.

Аппаратная часть данного комплекса состоит из пеленгационной антенны, коммутатора, который пропускает из всей совокупности выходов решетки пару сигналов на соответствующую пару входов двуканального приемника, и блока аналого-цифрового преобразователя.

С выхода коммутатора один сигнал поступает на сигнальный канал, а второй — на опорный канал приемника. Далее во времени на сигнальный канал пропускается сигнал со следующего элемента решетки. Пусть в нашем случае к сигнальному входу последовательно подключаются антенны  $A_1$  и  $A_2$ , тогда на опорном входе — сигнал от антенны  $A_3$ .



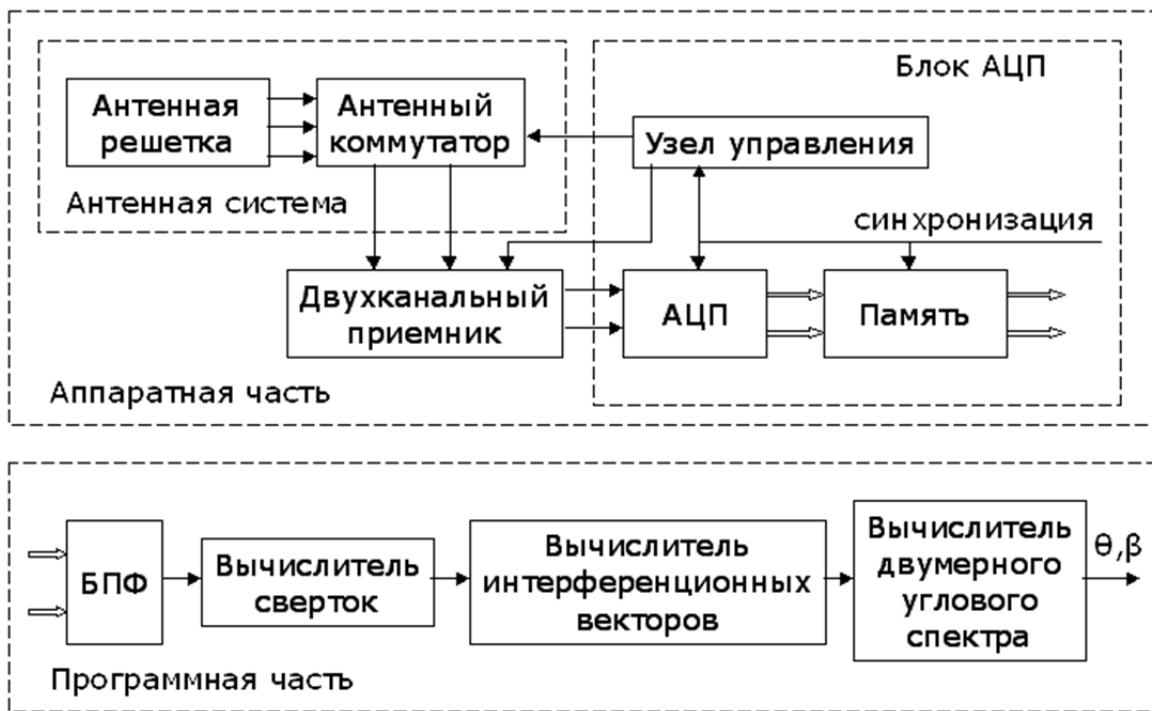


Рисунок 9.2 — Структура корреляционно-интерферометрического радиопеленгатора

Алгоритм получения пеленга в программной части комплекса отражен на рис. 9.3.

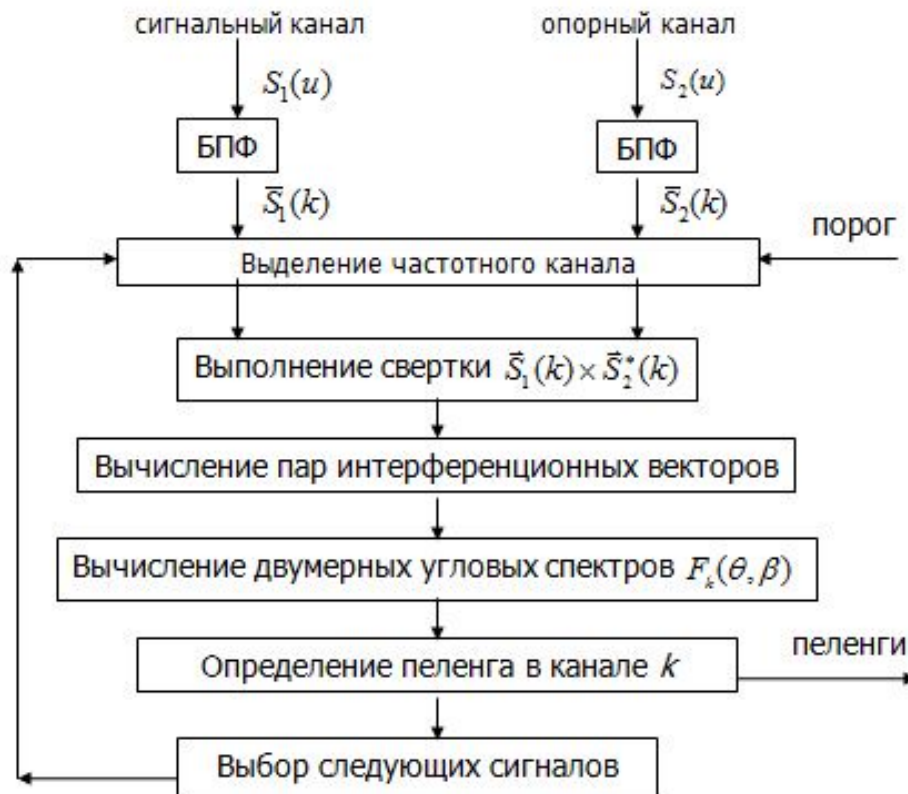


Рисунок 9.3 — Алгоритм получения пеленга

После оцифровки сигнала с выхода приемника происходит вычисление БПФ, в результате которого формируются спектры сигналов в сигнальном и опорном трактах, их можно представить в следующем виде:

$$\begin{aligned}\dot{S}_c(k, n_{1(2)}, t) &= U_{1k} \exp\{j(\Phi_{n_{1(2)}}(t) + \varphi_{np1}(k))\} \\ \dot{S}_o(k, n_3, t) &= U_{2k} \exp\{j(\Phi_{n_3}(t) + \varphi_{np2}(k))\},\end{aligned}\tag{9.3}$$

где  $U_{1k}$  и  $U_{2k}$  — амплитуды принятого радиосигнала в сигнальном и опорном  $k$ -х каналах;

$\varphi_{np1}(k)$  и  $\varphi_{np2}(k)$  — фазовая задержка сигнала в сигнальном (первом) и опорном (втором) каналах.

Далее для каждого радиоканала, в котором обнаружен сигнал, производится операция свертки спектра радиосигнала сигнального тракта с комплексно сопряженным спектром сигнала опорного тракта.

$$\dot{S}_{cs}(k, n_{1(2)}, n_3) = \sum_i \dot{S}_c(k, i, n_{1(2)}) \cdot \dot{S}_o^*(k, i, n_3),\tag{9.4}$$

где  $k$  — номер радиоканала с сигналом;

$i$  — текущий индекс при суммировании по элементарным частотным фильтрам.

Операция свертки спектров позволяет выделить спектральную составляющую, соответствующую немодулированной несущей пеленгуемого сигнала. Данная операция соответствует перемножению сигналов сигнального и опорного трактов во временной области и приводит к снятию модуляции в принятом радиосигнале.

$$\begin{aligned}\dot{S}(k, n_{1(2)}, n_3) &= \dot{S}_c(k, n_{1(2)}, t) \cdot \dot{S}_o^*(k, n_3, t) = \\ &= U_{1k} U_{2k} \exp\{j(\Phi'_{n_{1(2)}} - \Phi'_{n_3} + \varphi_{np1}(k) - \varphi_{np2}(k))\},\end{aligned}\tag{9.5}$$

где

$$\begin{aligned}\Phi'_{n_{1(2)}} &= \frac{2\pi}{\lambda} \cdot r_{n_{1(2)}} \cdot \cos \beta \cdot \cos(\theta - \alpha_{n_{1(2)}}) \\ \Phi'_{n_3} &= \frac{2\pi}{\lambda} \cdot r_{n_3} \cdot \cos \beta \cdot \cos(\theta - \alpha_{n_3}).\end{aligned}\tag{9.6}$$

В результате выполнения операции свертки получаются комплексные амплитуды сигнала с элементов антенной решетки, находящихся в сигнальном тракте, отсчитанные относительно сигнала, являющегося общим. Эти амплитуды несут в себе информацию о пеленге и неидентичности фазовых сдвигов сигнала в каналах приема:

$$\begin{aligned} \dot{U}(k, n_{1(2)}, n_3) &= \dot{S}_{ce}(k, n_{1(2)}, n_3) / \left| \dot{S}_{ce}(k, n_{1(2)}, n_3) \right| = \\ &= \exp \{j(\Phi'_{n1(2)} - \Phi'_{n3} + \varphi_{np1}(k) - \varphi_{np2}(k))\} \end{aligned} \quad (9.7)$$

Указанные цифровые сигналы поступают на вход вычислителя интерференционных векторов пар сигналов, реализующего выполнение операции свертки комплексных амплитуд пар сигналов с элементов решетки в соответствии с выражением:

$$\dot{A}(k, n_1, n_2) = \dot{U}(k, n_1, n_3) \cdot \dot{U}^*(k, n_2, n_3) = \exp \{j(\Phi'_{n1} - \Phi'_{n2})\}, \quad (9.8)$$

где  $\dot{A}(k, n_1, n_2)$  — интерференционный вектор пары сигналов с  $n_1$ -го и  $n_2$ -го элементов решетки.

В результате выполнения операции свертки над комплексными амплитудами получаются интерференционные векторы пар сигналов, зависящие только от координат антенной решетки и пеленга радиосигнала и не зависящие от неидентичности фазовых сдвигов сигнала в каналах приема. Далее в блоке дискретного преобразования Фурье вычисляются  $P$  двумерных угловых спектров сигнала по следующему правилу:

$$\dot{F}_{k,p}(L_\theta d\theta, L_\beta d\beta) = \sum_{l_p} \dot{A}(k, n_1, n_2) \cdot \exp(-j(\Phi_{l_p}(L_\theta, L_\beta))), \quad (9.9)$$

где  $p = 1, \dots, P$  — порядковый номер углового спектра сигнала, полученного по всем  $N_p$  парам сигналов, принятых  $n_1$ -ми и  $n_2$ -ми антеннами решетки;

$l_p = 1, \dots, N_p$  — порядковый номер пары антенных элементов, удовлетворяющих указанному выше условию;

$L_\theta d\theta$  — аргумент азимута углового спектра,  $d\theta$  — шаг вычисления азимута;

$L_\beta d\beta$  — аргумент угла наклона фронта волны углового спектра,  $d\beta$  — шаг вычисления угла наклона фронта волны;

$\Phi_{lp}(L_\theta, L_\beta)$  — сдвиг фаз между сигналами, принимаемыми антеннами решетки, определяемый выражением:

$$\Phi_{lp}(L_\theta, L_\beta) = \frac{2\pi}{\lambda} \cos(L_\beta d\beta) \cdot (r_{n1} \cos(L_\theta d\theta - \alpha_{n1}) - r_{n2} \cos(L_\theta d\theta - \alpha_{n2})). \quad (9.10)$$

Сигналы, соответствующие  $P$  двумерным угловым спектрам, поступают на перемножитель, где производится операция перемножения всех двумерных угловых спектров:

$$F_k(L_\theta d\theta, L_\beta d\beta) = \prod_p \dot{F}_{k,p}(L_\theta d\theta, L_\beta d\beta). \quad (9.11)$$

Затем производится определение значений азимута и угла наклона фронта волны, соответствующих наибольшему значению модуля компоненты двумерного углового спектра.

Результатом вычислений является пространственная диаграмма направленности антенны, максимум которой определяет пеленг:

$$Q_{\max}(L_\theta d\theta, L_\beta d\beta) = \left| \operatorname{Re} \dot{F}_k(L_\theta d\theta, L_\beta d\beta) \right|_{\max}, \quad (9.12)$$

где  $\dot{F}_k$  — произведение двумерных угловых векторов от каждой пары антенн;

$L_\theta$  — аргумент азимута углового спектра;

$L_\beta$  — аргумент угла наклона фронта волны углового спектра.

Погрешности определения пеленга зависят от многих факторов: применяемого метода пеленгации (методическая составляющая погрешности), отношения «сигнал/шум» (флуктуационная составляющая погрешности), характеристик антенно-фидерной системы и точности реализации её геометрических параметров (систематические ошибки, зависящие от частоты и ракурса). Кроме перечисленных, зависящих непосредственно от пеленгатора, существуют ошибки, обусловленные характеристиками канала распространения радиосигнала, условий размещения пеленгационной антенны и внешней электромагнитной обстановки [21].

В настоящем разделе проведем анализ погрешностей фазоинтерферометрического радиопеленгатора, зависящих от точности реализации сконструированной антенны, алгоритма усреднения одиночных пеленгов, оценим влияние переотражения сигналов от соседних элементов и влияние помех интермодуляции

на результирующий пеленг. Результирующая погрешность пеленга может быть определена выражением:

$$\Delta Q = \delta_1(f, \gamma) + \delta_2(f, \Delta_{1,2}) + \overline{\Delta Q}(h) + \Delta + \delta_{инт} + \delta_{нр}, \quad (9.13)$$

где  $\delta_1(f, \gamma)$  — ошибка, возникающая при неточной установке диполей (зависит от частоты  $f$  и угла отклонения диполей  $\gamma$ );

$\delta_2(f, \Delta_{1,2})$  — погрешность, вызванная различностью фидеров (зависит от частоты и разности длин фидеров);

$\overline{\Delta Q}(h)$  — флуктуационная составляющая погрешности, зависящая от отношения «сигнал/шум»;

$\Delta$  — ошибка, вызванная переотражением сигнала от элементов антенны [8] (зависит от частоты и азимута);

$\delta_{инт}$  — интерференционные помехи (зависит от параметров помехового сигнала);

$\delta_{нр}$  — интермодуляционная погрешность, вызванная нелинейностью приемников.

Первые три составляющие можно охарактеризовать как инструментальную погрешность, предельно достижимую для идеальных условий распространения сигнала и при идеальном размещении пеленгационной антенны. В соответствии с рекомендациями МСЭ-R [21] наложим требование на допустимую величину инструментальной ошибки в  $1^\circ$ .

В реальном пеленгаторе наличие всякого рода шумов приводит к появлению ошибок пеленгации. Для уменьшения флуктуационной составляющей ошибки решение о выборе направления на источник принимается не по одному измерению. В итоге получается массив максимальных значений угловых спектров, среднее значение которого и определяет пеленг:

$$\overline{Q_{\max}}(\theta, \beta) = \frac{1}{N} \sum_1^N Q_{\max_i}(\theta, \beta). \quad (9.14)$$

Рассмотренный способ усреднения работает только при положительном и достаточно высоком отношении «сигнал/шум». В условиях города, где высок уровень промышленных помех, встает задача измерения пеленгов на источники, сигналы которых замаскированы шумом. Решить эту задачу можно путем суммирования получаемых при работе пеленгатора последова-

тельно во времени интерференционных векторов. Рассмотрим ситуацию воздействия на пеленгационную антенну полезного сигнала совместно с шумом. Тогда выражение (9.4) будет иметь вид:

$$S_{ce}(n_{1(2)}, n_3) = \sum_i \left[ \dot{S}_{sc}(k, i, n_{1(2)}) + \dot{S}_{uc}(k, i, n_3) \right] * \left[ \dot{S}_{so}^*(k, i, n_{1(2)}) + S_{uo}^*(k, i, n_3) \right] =$$

$$= \sum_i \left[ \dot{S}_{sc}(k, i, n_{1(2)}) * \dot{S}_{so}^*(k, i, n_{1(2)}) + \dot{S}_{uc}(k, i, n_3) * \dot{S}_{so}^*(k, i, n_{1(2)}) + \right.$$

$$\left. + \dot{S}_{sc}(k, i, n_{1(2)}) * S_{uo}^*(k, i, n_3) + \dot{S}_{uc}(k, i, n_3) * S_{uo}^*(k, i, n_3) \right],$$

где  $\dot{S}_{sc}(k, i, n_{1(2)})$  —  $i$ -я спектральная составляющая сигнала в сигнальном канале;

$\dot{S}_{uc}(k, i, n_3)$  —  $i$ -я спектральная составляющая шума в сигнальном канале;

$\dot{S}_{so}(k, i, n_{1(2)})$  —  $i$ -я спектральная составляющая сигнала в опорном канале;

$S_{uo}(k, i, n_3)$  —  $i$ -я спектральная составляющая шума в опорном канале.

Результатом является суперпозиция четырёх произведений.

$\dot{S}_{sc}(k, i, n_{1(2)}) * \dot{S}_{so}^*(k, i, n_{1(2)})$  — произведение векторов сигнала в сигнальном и опорном канале;

$\dot{S}_{uc}(k, i, n_3) * \dot{S}_{so}^*(k, i, n_{1(2)})$  — произведение шума в сигнальном и сигнала в опорном канале;

$\dot{S}_{sc}(k, i, n_{1(2)}) * S_{uo}^*(k, i, n_3)$  — произведение сигнала в сигнальном и шума в опорном канале;

$\dot{S}_{uc}(k, i, n_3) * S_{uo}^*(k, i, n_3)$  — произведение шума в сигнальном и опорном каналах.

При суммировании векторов шумовые составляющие сигнала, распределенные равномерно, будут компенсировать друг друга, а полезная составляющая расти, и при достаточно большом количестве усреднений сигнал может быть обнаружен, а пеленг определен.

Алгоритм усреднения интерференционных векторов следующий:

$$\overline{\dot{A}(k, n_i, n_j)} = \frac{1}{N} \sum_k^N \dot{A}_k(k, n_i, n_j), \quad (9.15)$$

где  $n_i, n_j$  — антенные элементы, между которыми вычисляются разности фаз,  $i = 1, 2, 3; j = 1, 2, 3; i \neq j$ .

По полученным усреднённым векторам рассчитывается пеленг.

Как видно из (9.14), полученный интерференционный вектор представляет собой не среднее значение векторов  $A_i$ , а их суммарное значение. Именно это накопление позволяет выделить сигнал из-под уровня шумов.

Результат математического моделирования при  $N=32$  в сравнении с экспериментом и базовым алгоритмом без накопления интерференционных векторов для диапазона 140 МГц приведен на рис. 9.4.

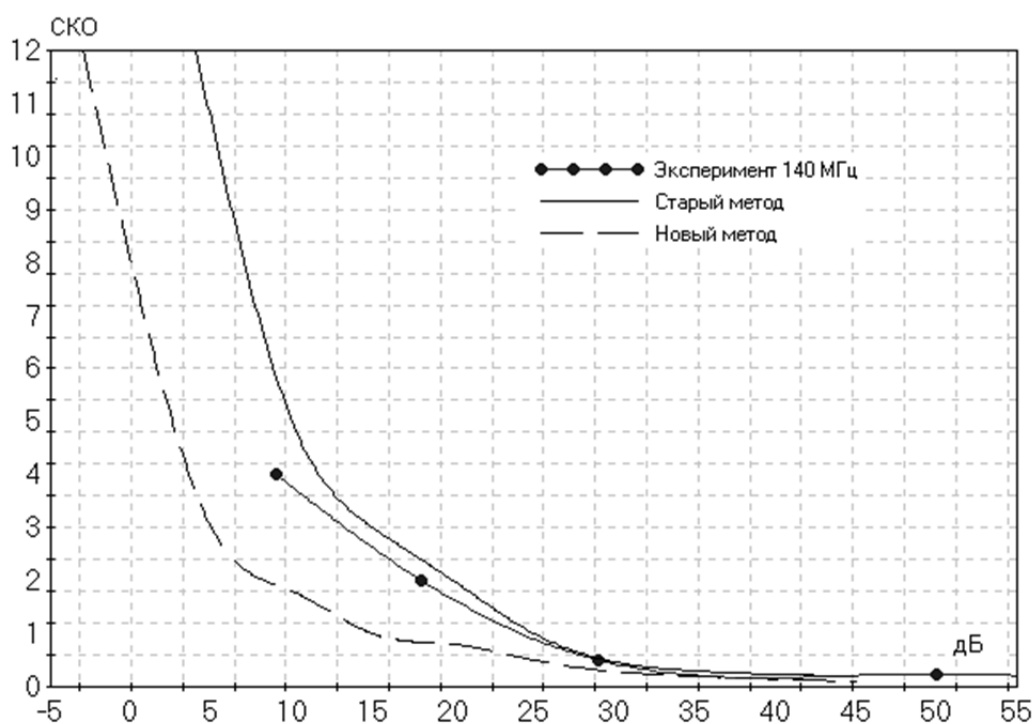
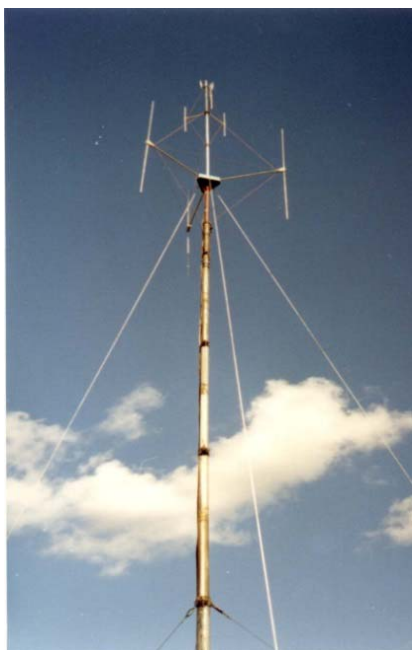


Рисунок 9.4 — Результаты моделирования и экспериментальных исследований для среднего яруса

Анализируя полученные результаты, можно сделать вывод, что алгоритм усреднения интерференционных векторов более предпочтителен и позволяет на 10–12 дБ увеличить чувстви-

ность пеленгатора при прочих равных условиях по сравнению с методом усреднения результатов пеленгации.



На рис. 9.5 приведена антенная система разработанного в ООО «ЯР» и ЯрГУ радиопеленгатора, установленного на радиоконтрольном пункте г. Архангельска.

Рисунок 9.5 — Антенная система радиопеленгатора

Отображение процесса и результатов пеленгации выполнено в виде линейной и круговой диаграммы пеленгов. Окно линейного индикатора пеленгатора (рис. 9.6) состоит из спектральной диаграммы сигналов в когерентных каналах приема и расположенной над ним соответствующей линейной диаграммы пеленгов. На все диаграммы наложена информация о зарегистрированных РЭС (белыми метками).

Основные технические характеристики пеленгатора:

Диапазон частот	26,5–1000 МГц
Методическая ошибка пеленгования	$<\pm 1^\circ$
Принцип работы	интерферометрический
Полоса мгновенного пеленгования	200 кГц и 7 МГц
Частотное разрешение в полосе	200 кГц — 678 Гц
Частотное разрешение в полосе	7 МГц — 19,7 кГц
Минимальное время существования сигнала для оценки пеленга	
в полосе 7МГц	250мкс
в полосе 200кГц	7мс
Чувствительность	не хуже 30 мкВ/м



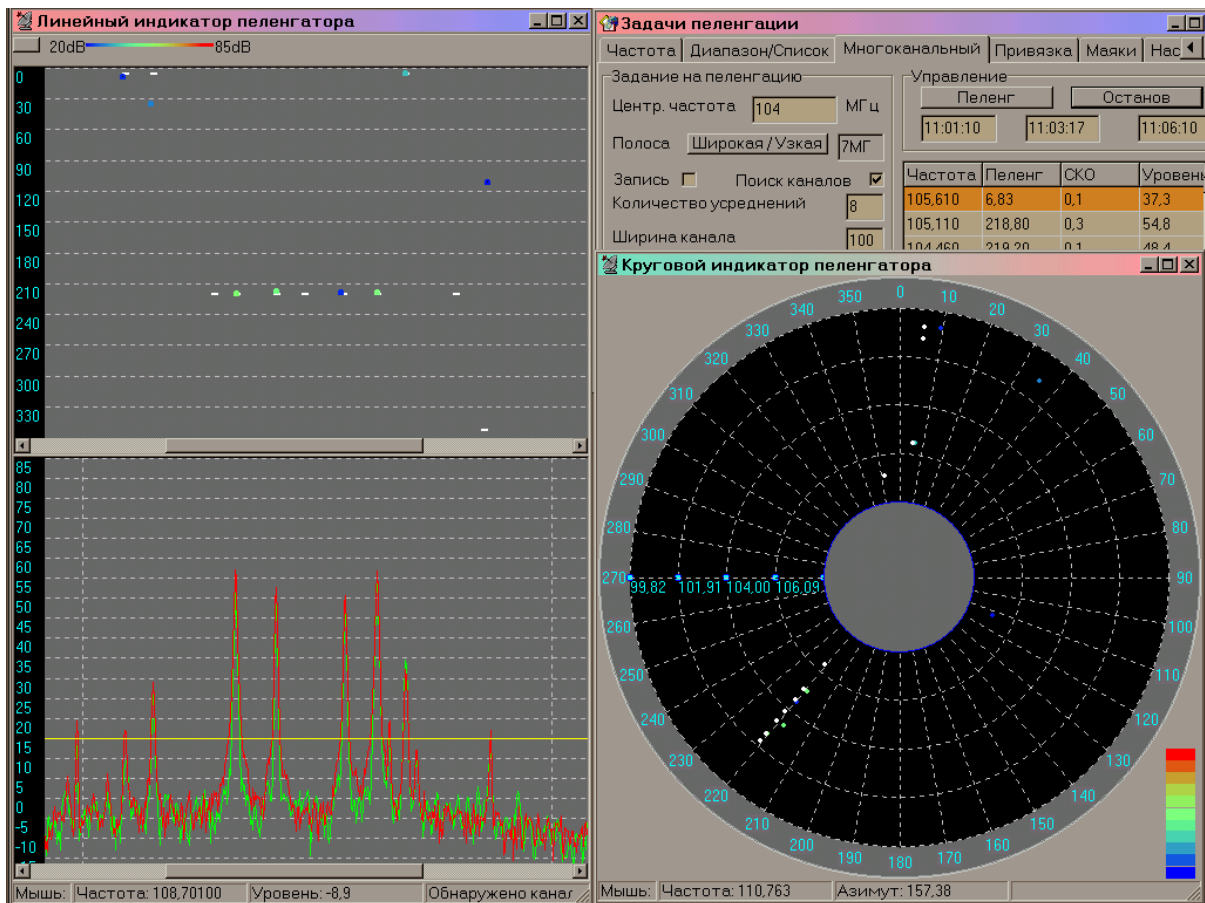


Рисунок 9.6 — Линейный и круговой индикаторы стационарного пеленгатора

В качестве примера на рис. 9.6 приведен результат пеленгования радиостанций в диапазоне  $104 \pm 3,5$  МГц. Обнаружение каналов с последующим пеленгованием производилось автоматически по превышении заданного порога 15дБ над шумом в спектральной области. Там же приведена круговая форма отображения пеленгационной информации, где пеленги для удобства ориентирования расположены по азимуту, а радиус определяется частотой канала пеленгуемого радиосигнала. Цветовой гаммой отображается уровень сигнала.

### ***Контрольные вопросы***

1. Поясните физический принцип работы цифрового фазо-корреляционного интерферометра в задаче радиопеленгации.
2. Приведите структурную схему аппаратной части такого радиопеленгатора.

3. Приведите алгоритм обработки комплексных спектров радиосигнала на элементах антенной решетки и получения интерференционных векторов, несущих информацию о направлении прихода электромагнитной волны.

4. Поясните принцип повышения чувствительности фазо-интерферометрического радиопеленгатора за счет усреднения интерференционных векторов.

5. Поясните алгоритм определения результирующего пеленга в фазо-интерферометрическом радиопеленгаторе.

## ЛИТЕРАТУРА

1. Сергиенко, А. Б. Цифровая обработка сигналов / А. Б. Сергиенко. — СПб. : Питер, 2003. — 608 с.: ил.
2. Гоноровский, И. С. Радиотехнические цепи и сигналы : учебник для вузов / И. С. Гоноровский. — М. : Советское радио, 1977. — 608 с.
3. Заездный, А. М. Гармонический синтез в радиотехнике и электросвязи / А. М. Заездный. — М. ; Л. : ГЭИ, 1961. — 536 с.
4. Кренев, А. Н. Шум квантования при аналого-цифровом преобразовании / А. Н. Кренев // Гибридные вычислительные машины и комплексы : сб. науч. ст. Вып. 11. — Киев : Наукова думка, 1988.
5. Гоноровский, И. С. Радиотехнические цепи и сигналы : учебник для вузов / И. С. Гоноровский. — М. : Советское радио, 1977. — 608 с.
6. Трахтман, А. М. Введение в обобщенную спектральную теорию сигналов / А. М. Трахтман. — М. : Советское радио, 1972. — 352 с.
7. Кренев, А. Н. Цифровой спектральный анализ : учебное пособие / А. Н. Кренев, Т. К. Артемова. — Ярославль : ЯрГУ, 2003. — 114 с.
8. Брюханов, Ю. А. Теория дискретных и цифровых сигналов и цепей : учебное пособие / Ю. А. Брюханов, А. Н. Кренев. — Ярославль : ЯрГУ, 1991. — 113 с.
9. Брюханов, Ю. А. Спектральная теория сигналов : учебное пособие / Ю. А. Брюханов, А. Н. Кренев. — Ярославль : ЯрГУ, 2010. — 104 с.
10. Gozski-Popied, J. Frequency Synteheis : techniques and application / J. Gozski-Popied. — IEEE Pres. — 1975. — № 5.
11. Кренев, А. Н. Повышение точности цифровой обработки квадратурных огибающих сигнала / А. Н. Кренев, Н. И. Лашков, Н. И. Овченков // Методы и микроэлектронные средства цифрового преобразования и обработки сигналов : тез. докл. Всесоюз. науч. конф. — Рига, 1989.
12. Кренев, А. Н. Коррекция выходных сигналов квадратурного смесителя итерационным методом / А. Н. Кренев,

Н. И. Лашков, Н. И. Овченков // Вопросы аналого-цифровой обработки и формирования сигналов : сб. науч. ст. — Ярославль : ЯрГУ, 1992.

13. Ян Банга. Понижение частоты дискретизации и некоторые возможности её использования в цифровых системах, предназначенные для анализа и обработки сигналов / Ян Банга // *Slaborodny obzor*. — 1980. — № 11. — С. 524–529.

14. Канарейкин, Д. Б. Поляризация радиолокационных сигналов / Д. Б. Канарейкин, Н. Ф. Павлов, И. Ф. Потехин. — М. : Советское радио, 1966. — 440 с.

15. Громов, В. А. Оценка мгновенного угла эллиптичности сигналов РЛС / В. А. Громов, А. С. Аникин // *Электроника, измерительная техника, радиотехника и связь : доклады ТУСУРа*. — 2013. — № 3 (29).

16. Исследование ортогональности сигналов с вращением вектора поляризации / Ю. Е. Боровков, А. Н. Кренин, В. Н. Муравьев, А. П. Омельчук // *Моделирование и анализ информ. систем*. — 2013. — Т. 20. № 4. — С. 104–109.

17. Боровков, Ю. Е. Исследование условий обеспечения ортогональности радиосигналов с вращением вектора поляризации / Ю. Е. Боровков, А. Н. Кренин, Д. С. Кабачев, В. Н. Муравьев // *Вестник ЯрГУ им. П. Г. Демидова. Серия : Естественные и технические науки*. — 2014. — № 3. — С. 54–61.

18. Гусев, К. Г. Поляризационная модуляция / К. Г. Гусев, Ф. Д. Филатов, А. П. Сополев. — М. : Советское радио, 1974. — 288 с.

19. Современные корреляционно-интерференционные измерители пеленга и напряженности электромагнитного поля / А. Д. Виноградов, А. В. Ашихмин, В. Н. Кондращенко, А. М. Рембовский // *Специальная техника : специальный выпуск журнала*. М., 2003.

20. Кукес, И. С. Основы радиопеленгации / И. С. Кукес, М. Е. Старик. — М. : Советское радио, 1964.

21. Справочник по радиоконтролю / Международный союз электросвязи. — М., 1995.

22. Уидроу, Б. Адаптивная обработка сигналов / Б. Уидроу, С. Стирнз. — М. : Радио и связь, 1989.

23. Виноградов, А. Д. Исследование возможностей уменьшения систематических погрешностей редиопеленгатора с малой базой / А. Д. Виноградов // Антенны. — 1999. — Вып. 2(43).

24. Крачковский, А. Б. Исследование пеленгационных характеристик кольцевых антенных решеток с учетом взаимного влияния антенных элементов / А. Б. Крачковский, А. Д. Виноградов, Г. В. Подшивалова // Радиотехника. — 2002. — № 12.

25. Вартанесян, В. А. Радиопеленгация / В. А. Вартанесян, Э. Ш. Гойхман, М. И. Рогаткин. — М. : Воениздат, 1966.

26. Виноградов, А. Д. Оптимизация структур корреляционно-интерферометрических радиопеленгаторов с кольцевыми антенными решетками / А. Д. Виноградов, Г. В. Литвинов, Г. В. Макаров // Антенны. — 2001. — Вып. 5(51).

27. Марпл-мл., С. Л. Цифровой спектральный анализ и его приложения / С. Л. Марпл-мл. — М. : Мир, 1990. — 584 с.

28. Рабинер, Л. Теория и применение цифровой обработки сигналов / Л. Рабинер, Б. Гоулд. — М. : Мир, 1978. — 848 с.

## ОГЛАВЛЕНИЕ

ВВЕДЕНИЕ .....	3
1. ВЗАИМОСВЯЗЬ МЕЖДУ КONTИНУАЛЬНЫМИ И ЦИФРОВЫМИ СИГНАЛАМИ .....	6
1.1. Соотношения между интервалами определения континуального и цифрового сигналов .....	8
1.2. Связь энергетических характеристик континуального и цифрового сигналов.....	9
1.3. Взаимосвязь между спектрами исходного континуального и дискретного сигналов.....	10
1.4. Дискретизация радиосигналов с частотами выше частоты дискретизации .....	12
2. АНАЛОГО-ЦИФРОВОЕ И ЦИФРО-АНАЛОГОВЫЕ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ.....	16
2.1. Аналого-цифровое преобразование. Обобщенный алгоритм.....	16
2.2. Прохождение сигнала через аналого-цифровой преобразователь.....	21
2.3. Цифро-аналоговое преобразование и восстановление континуального сигнала.....	23
2.4. Обобщенная модель цифро-аналогового преобразования.....	24
3. ПОЛУЧЕНИЕ СИНФАЗНОЙ И КВАДРАТУРНОЙ КОМПОНЕНТ КОМПЛЕКСНОЙ ОГИБАЮЩЕЙ РАДИОСИГНАЛА.....	29
3.1. Метод оцифровки сигналов аналогового квадратурного смесителя.....	29
3.1.1. Модель квадратурного смесителя .....	31
3.1.2. Анализ искажений, вносимых в обрабатываемый радиосигнал реальным квадратурным смесителем .....	33
3.1.3. Динамический диапазон аналого-цифрового преобразования.....	37

3.1.4. Метод расширения динамического диапазона квадратурного цифрового приёмника с нулевой промежуточной частотой.....	42
3.2. Получение синфазной и квадратурной компонент комплексной огибающей радиосигнала методом сортировки данных.....	48
3.3. Метод цифрового квадратурного преобразования в зонах Найквиста .....	51
4. МЕТОД ВЕКТОРНОГО АНАЛИЗА РАДИОСИГНАЛОВ .....	55
5. ПРИНЦИП РЕКОНФИГУРИРУЕМЫХ РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ СИСТЕМ.....	61
6. ОБРАБОТКА РАДИОСИГНАЛОВ.....	69
6.1. Амплитудное и фазовое детектирование.....	69
6.2. Согласованная фильтрация ЛЧМ и ФКМ радиосигналов.....	73
6.3. Обработка радиосигналов с дополнительной поляризационной модуляцией.....	77
6.4. Метод вычитания фона в радиолокационных измерениях .....	82
6.5. Метод фокусировки радиолокационного изображения.....	86
6.6. Алгоритм обнаружения локальных максимумов.....	88
7. МЕТОД ПОЛЯРИЗАЦИОННОГО АНАЛИЗА РАДИОСИГНАЛОВ .....	91
8. СПЕКТРАЛЬНЫЕ ИЗМЕРЕНИЯ.....	100
9. МЕТОД ЦИФРОВОЙ ФАЗОВОЙ ИНТЕРФЕРОМЕТРИИ В РАДИОПЕЛЕНГАЦИИ .....	111
ЛИТЕРАТУРА .....	123

Учебное издание

**Кренев Александр Николаевич**  
**Петухов Павел Евгеньевич**

# **ЦИФРОВАЯ ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ**

Учебное пособие

Редактор, корректор М. Э. Левакова  
Верстка М. Э. Леваковой

Подписано в печать 30.04.2019. Формат 60×84 1/16.

Усл. печ. л. 7,44. Уч.-изд. л. 7,0.

Тираж 24 экз. Заказ

Оригинал-макет подготовлен  
в редакционно-издательском отделе ЯрГУ.

Ярославский государственный университет  
им. П. Г. Демидова.

150003, Ярославль, ул. Советская, 14.