

**МИНИСТЕРСТВО НАУКИ И ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ
РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ**

**Федеральное государственное бюджетное
образовательное учреждение высшего образования
«Воронежский государственный технический
университет»**

Кафедра радиотехники

**ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ
В СИСТЕМАХ РАДИОМОНИТОРИНГА**

МЕТОДИЧЕСКИЕ УКАЗАНИЯ

**к проведению практических занятий №1-2
для студентов бакалавриата
направления 11.03.01 «Радиотехника»
очной формы обучения**

Воронеж 2021

УДК 621.37
ББК 32.84

Составитель
д-р техн. наук А. Б. Токарев

Обработка сигналов в системах радиомониторинга: методические указания к проведению практических занятий №1-2 для студентов бакалавриата направления 11.03.01 «Радиотехника» очной формы обучения / ФГБОУ ВО «Воронежский государственный технический университет»; сост. А. Б. Токарев. Воронеж: Изд-во ВГТУ, 2021. 26 с.

Содержат краткие теоретические сведения о работе систем радиомониторинга, образцовые задачи и набор индивидуальных расчетных заданий для проведения практических занятий со студентами бакалавриата направления 11.03.01 "Радиотехника" (профиль "Радиотехнические средства передачи, приема и обработки сигналов") очной формы обучения, изучающих дисциплину «Обработка сигналов в системах радиомониторинга».

Методические указания подготовлены в электронном виде и содержатся в файле «РТ_ПЗ_12_Системы_радиомониторинга.pdf»

Ил. 2. Табл. 6. Библиогр.: 5 назв.

УДК 621.37
ББК 32.84

Рецензент – А.В. Башкиров, д-р техн. наук, зав. кафедрой конструирования и производства радиоаппаратуры ВГТУ

*Издается по решению редакционно-издательского совета
Воронежского государственного технического университета*

ВВЕДЕНИЕ

Активное развитие современных средств связи и радиотехнических систем различного назначения влечет заметное усложнение радиообстановки и необходимость контроля за использованием спектра, умения выявлять источники радиоизлучения (ИРИ) и оценивать параметры подобных излучений. Дисциплина «Обработка сигналов в системах радиомониторинга» нацелена на изучение и освоение подходов и алгоритмов, используемых в данной области.

В рамках цикла практических занятий предполагается ознакомление с вопросами анализа радиообстановки в широких полосах частот, алгоритмами одноканального и многоканального обнаружения радиосигналов, а также с расчетом показателей, характеризующих эффективность работы средств и систем радиомониторинга.

Основная часть практических занятий предполагает предварительное изучение относящихся к осваиваемым вопросам теоретических основ по лекциям, настоящим методическим указаниям и по упоминаемым здесь сторонним источникам, после чего следует рассмотреть и проанализировать предлагаемые способы решения типовых задач. В завершении каждого практического занятия необходимо решить две задачи из подраздела «Индивидуальные контрольные задания» к соответствующей теме. Подлежащие решению задачи определяется самим студентом на основе его номера в списке группы по следующему правилу: «студенты с номерами 1...10 решают задачи №1 и №2, с номерами 11..20 – задачи №2 и №3, студенты с номерами 21...30 – задачи №3 и №4, а если студентов более 30, то все последующие студенты решают задачи №1 и №4».

Завершающие занятия по дисциплине опираются на стороннее программное обеспечение, носят факультативный характер и необходимость их выполнения согласовывается с преподавателем индивидуально.

1. АНАЛИЗ РАДИООБСТАНОВКИ В ШИРОКИХ ПОЛОСАХ ЧАСТОТ И МЕТОДЫ ЕГО ОСУЩЕСТВЛЕНИЯ

Известно, что назначением средств и систем радиомониторинга (СРМ) является «постоянный или периодический контроль загрузки эфира в широком диапазоне частот, обнаружение и анализ новых радиоизлучений, определение местоположения их источников, оценка их опасности или ценности...» [1]. Сложность выявления радиоизлучений применительно к сигналам разных типов существенно различается. Выявление широкополосных сигналов в условиях отсутствия информации о виде и параметрах модуляции может оказаться проблематичным, а обнаружение узкополосных сигналов, характеризующихся значительным отношением сигнал-шум, как правило, реализуется с высокой достоверностью и при отсутствии априорных сведений о сигнале. Отметим дополнительно, что современные комплексы радиомониторинга часто являются мобильными; по мере приближения к действующим на конкретной территории источникам радиоизлучений (ИРИ) порождаемые ими радиоизлучения регистрируются с постепенно увеличивающимися отношениями сигнал-шум, что существенно повышает шансы выявления соответствующих сигналов на фоне шума.

В работе [2] отмечается: «Современные СРМ, как правило, характеризуются широкой полосой одновременного анализа, что позволяет с их помощью принимать и обрабатывать радиосигналы с существенно отличающейся шириной спектра. По отношению к широкополосному тракту приема СРМ сигналы большинства традиционных систем связи и многих источников радиоизлучений оказываются реально узкополосными. Осуществлять с помощью широкополосных СРМ отдельное узкополосное обнаружение подобных сигналов не слишком эффективно, поэтому востребованным режимом их работы

оказывается панорамное обнаружение сигналов, а типовая для СРМ задача обнаружения сигналов в общем виде может быть сформулирована следующим образом:

В полосе частот шириной ΔF на фоне аддитивного шума $\xi(t)$ с равномерной спектральной плотностью мощности действует неизвестное число M радиосигналов $u_m(t)$, спектр которых сосредоточен в полосах частот шириной $\Delta f_m \ll \Delta F$. Принимаемый радиосигнал имеет вид

$$u_{ex}(t) = \xi(t) + \sum_{m=1}^M u_m(t, f_m, \Delta f_m), \quad (1.1)$$

где f_m - центральная частота спектра сигнала $u_m(t)$. Сигналы не перекрываются по частоте. Формы спектров сигналов неизвестны. Пример возможной формы спектральной плотности мощности процесса $u_{ex}(t)$ показан на рис. 1.1.

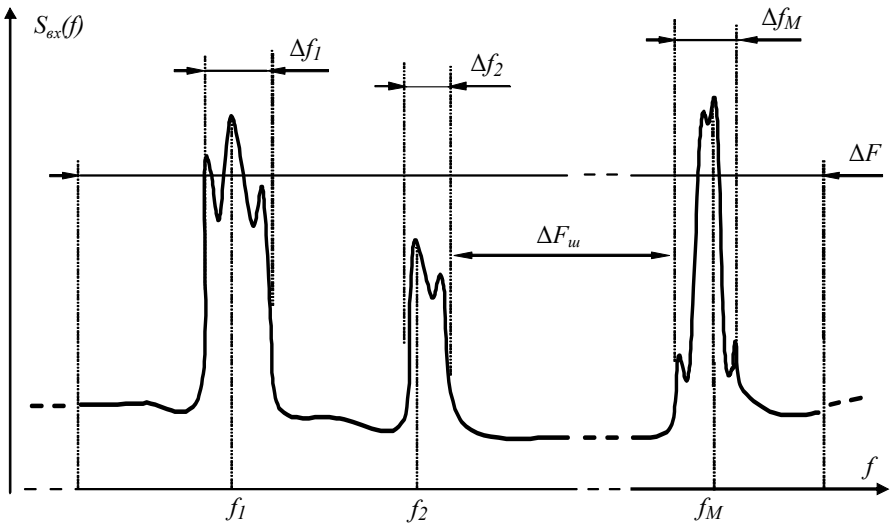


Рис. 1.1. Возможная спектральная плотность мощности наблюдаемого случайного процесса $u_{ex}(t)$

Требуется по результатам наблюдения процесса (1.1) определить число M сигналов, входящих в состав $u_{\text{ex}}(t)$, и их расположение на оси частот.»

Сформулированная выше базовая задача формально является задачей разрешения-оценивания совокупности сигналов, наблюдаемых совместно в широкой полосе частот. При непрерывающемся характере размещения сигналов на частотной оси проблему определения количества и параметров действующих в анализируемой полосе радиоизлучений можно заметно упростить за счет использования понятия квазиполного разрешения [5], рассматривая анализ радиообстановки как задачу комплексного («панорамного») обнаружения некоторого набора сигналов на фоне неизвестного по интенсивности шума.

В соответствии с [2] «при панорамном анализе радиообстановки одним из базовых показателей является вероятность ложного обнаружения в расчете на один радиоканал

$$P_{\text{ло}1} = \frac{m_1 \{L_{\text{ло}}\}}{L}, \quad (1.2)$$

где $L_{\text{ло}}$ – число радиоканалов, содержащих ложно обнаруженные сигналы, L – общее число радиоканалов в анализируемом диапазоне частот, $m_1 \{\cdot\}$ – оператор расчета математического ожидания». Парной к $P_{\text{ло}1}$ величиной служит «удельная» вероятность пропуска отдельного сигнала, определяемая как

$$P_{\text{nc}1} = \frac{m_1 \{M_{\text{nc}}\}}{M}, \quad (1.3)$$

где M – число действующих в диапазоне частот сигналов, M_{nc} – число пропущенных сигналов, т.е. участков частот, в границах которых после завершения обработки активные излучения не были зафиксированы.

Традиционными средствами «ручного» анализа радиобстановки, предполагающего исследование спектрального состава сигналов по совокупности их дискретных отсчетов, служат цифровые спектроанализаторы. Свойства получаемых при этом спектральных оценок существенно зависят от применяемых методов и параметров спектрального анализа, поэтому в следующем разделе будут изучаться характеристики цифровых спектроанализаторов.

Однако классические спектроанализаторы являются приборами, ориентированными на визуализацию спектрального состава радиоизлучений для пользователя; в их функции, как правило, не входит разделение получаемых спектрограмм на отдельные компоненты (сигналы). Автоматизированное (а тем более автоматическое) выявление сигналов представляет собой гораздо более сложную задачу и подразумевает, как минимум, решение следующих подзадач:

- 1) оценивание уровня шума, на фоне которого в анализируемом диапазоне частот действуют радиосигналы;
- 2) разделение отсчетов сформированных спектрограмм на шумовые и сигнальные;
- 3) группирование сигнальных отсчетов в отдельные радиоизлучения и т.д.

Изучению перечисленных вопросов будут посвящены разделы 3-5 настоящих методических указаний. Материалы, относящиеся к вопросам оценки параметров обнаруженных радиоизлучений, предполагается представить в отдельно изданных методических указаниях.

2. Особенности и показатели качества работы цифровых анализаторов спектра

2.1. Теоретические основы

Цифровой спектральный анализ, как правило, базируется на использовании быстрого преобразования Фурье (БПФ), представляющего собой оптимизированную с позиций минимизации вычислительной сложности процедуру расчета дискретного преобразования Фурье (ДПФ). Исходными данными служат отсчеты сигнала $u(t)$, взятые с интервалом дискретизации $T = 1/F_D$ (F_D – частота дискретизации), а получаемые в результате БПФ

$$\dot{c}(n) = \frac{1}{N} \cdot \sum_{k=0}^{N-1} u(kT) \cdot e^{-j \cdot 2\pi \cdot \frac{nk}{N}} \quad (2.1)$$

спектральные отсчеты характеризуют сигнал на частотах

$$f_n = n \cdot \delta f, \quad (2.2)$$

где δf – интервал между соседними спектральными отсчетами, часто называемый бином. Его ширина составляет

$$\delta f = \frac{1}{NT} = \frac{F_D}{N}, \quad (2.3)$$

где N – размерность преобразования Фурье.

В ситуациях, когда интерес представляют лишь амплитуды спектральных составляющих, а выборка $u(kT)$ является фрагментом случайного процесса (СП) и потому результаты спектрального анализа нуждаются в усреднении, вместо комплексных отсчетов $\dot{c}(n)$ используют энергетический спектр

$$X_R(n) = \frac{1}{R} \cdot \sum_{r=1}^R \left| \dot{c}_{(r)}(n) \right|^2, \quad (2.4)$$

где R – число выборок, по которым производится усреднение энергетического спектра.

Поскольку БПФ (2.1) определяет спектр анализируемых процессов лишь на дискретной сетке частот (2.2), одним из

важных параметров цифровых спектроанализаторов оказывается разрешающая способность по частоте (РЧ). Для выяснения смысла этого показателя необходимо проанализировать некоторые положения, относящиеся к теории спектрального оценивания.

2.1.1. Периодограммы спектральной плотности мощности

Согласно определению [3] спектральной плотностью мощности случайного процесса $u_{вх}(t)$ называется величина

$$S(f) = \lim_{T_{набл} \rightarrow \infty} \frac{1}{T_{набл}} \cdot m_1 \left\{ \left| \int_0^{T_{набл}} u_{вх}(t) \exp(-j \cdot 2\pi f \cdot t) dt \right|^2 \right\}. \quad (2.5)$$

Дискретный аналог определения (2.5) для процесса $u_{вх}(t)$, ограниченного по спектру полосой частот ΔF , имеет вид [3]

$$S_D(f) = \lim_{K \rightarrow \infty} m_1 \left\{ \frac{1}{(2K+1)T} \cdot \left| \sum_{k=-K}^K \xi_k \cdot \exp(-j \cdot 2\pi f kT) \right|^2 \right\}, \quad (2.6)$$

где ξ_k – отсчеты процесса $u_{вх}(t)$, взятые с интервалом дискретизации $T \leq 1/(2\Delta F)$.

Реализовать строго операторы математического ожидания и предельного перехода, требуемые (2.6), при практическом спектральном оценивании вряд ли возможно, поэтому при исследовании спектральных свойств СП усреднением по ансамблю обычно пренебрегают и используют ограниченное количество наблюдаемых отсчетов N_H . Тогда величина

$$\tilde{S}(f_n) = \frac{1}{N_H T} \cdot \left| \sum_{k=0}^{N_H-1} \xi_k \cdot \exp(-j \cdot 2\pi f_n \cdot kT) \right|^2 \quad (2.7)$$

с точностью до поправочного коэффициента-константы будет соответствовать неусредненному энергетическому спектру (2.4).

В теории спектрального оценивания величину (2.7) называют периодограммой спектральной плотности мощности (СПМ) случайного процесса [4]; её основные отличия от истинной СПМ процесса заключаются в следующем:

1) При сколь угодно большом увеличении объема N_n дисперсия оценки $\tilde{S}(f_n)$ остается сравнимой со средним значением СПМ для данного участка частот [4], то есть $\tilde{S}(f_n)$ не является состоятельной оценкой величины (2.5).

2) Вследствие конечности пределов суммирования (2.7) преобразованию в спектральную область подвергается фактически не сигнал $u_{вх}(t)$, а результат произведения сигналов

$$y(t) = u_{вх}(t) \cdot \text{rect}\left(\frac{t - 0,5T_n}{T_n}\right), \quad (2.8)$$

где
$$\text{rect}(t) = \begin{cases} 1, & |t| < 0,5 \\ 0, & |t| \geq 0,5 \end{cases} \quad (2.9)$$

– прямоугольное окно единичной длительности; $T_n = N_n \cdot T$ – временной интервал наблюдения процесса $u_{вх}(t)$.

Преобразование Фурье непрерывных сигналов

$$\dot{G}_u(\omega) = \int_{-\infty}^{+\infty} u(t) \cdot e^{-j\omega t} dt \quad (2.10)$$

для произведения сигналов представляет собой, как известно [4], свертку Фурье-образов сомножителей, и при замене частоты f величиной $\omega = 2\pi f$ имеем

$$\dot{G}_y(\omega) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} G_{вх}(\omega - \Omega) \cdot G_{\text{rect}}(\Omega) d\Omega, \quad (2.11)$$

где
$$G_{\text{rect}}(\omega) = \int_{-\infty}^{+\infty} \text{rect}\left(\frac{t - 0,5T_n}{T_n}\right) \exp(-j \cdot \omega \cdot t) dt =$$

$$= T_n \cdot \text{sinc}(0,5T_n \omega) \cdot \exp(-j \cdot 0,5T_n \omega) \quad (2.12)$$

– спектр прямоугольного окна длительности T_n ; а функция $\text{sinc}(x)$ по определению задается отношением

$$\text{sinc}(x) = \frac{\sin(x)}{x}. \quad (2.13)$$

2.1.2. Эффект взвешивания

Рассмотрим подробнее эффект, описываемый (2.8), (2.11) и называемый эффектом “взвешивания”. Пусть $u_{\text{вх}}(t)$ представляет собой чисто гармоническое воздействие

$$u_{\text{вх}}(t) = A \cdot \cos(\Omega_0 \cdot t). \quad (2.14)$$

Тогда истинный спектр процесса

$$\dot{G}_{\text{вх}}(\omega) = \frac{A}{2} \cdot (\delta(\omega + \Omega_0) + \delta(\omega - \Omega_0)), \quad (2.15)$$

($\delta(\omega)$ – дельта-функция Дирака) в области положительных частот имеет вид бесконечно узкой спектральной линии. Наблюдаемый же вследствие конечности величины T_n спектр

$$G_y(\omega) = \frac{A}{2} \cdot \frac{T_n}{2\pi} \cdot \exp\left(-j \cdot \frac{T_n \omega}{2}\right) \times \\ \times \left\{ \text{sinc}\left(\frac{T_n}{2}(\omega + \Omega_0) \cdot \exp\left(-j \frac{T_n \Omega_0}{2}\right)\right) + \text{sinc}\left(\frac{T_n}{2}(\omega - \Omega_0) \cdot \exp\left(+j \frac{T_n \Omega_0}{2}\right)\right) \right\}$$

формально по частоте не ограничен, имеет максимум в точке истинной спектральной линии $\omega = \Omega_0$ и убывает по мере смещения от указанной частоты по закону (2.13), так что ширина главного лепестка наблюдаемого спектра $\Delta_y \approx 2 / T_n$.

Полученный результат означает, что в случае точного совпадения частоты Ω_0 воздействия с каким-либо бином $\omega_n = 2\pi f_n$ лишь один из наблюдаемых спектральных отсчетов $X_R(n)$ будет отличен от нуля, а при попадании Ω_0 между бинами на выходе анализатора, как показано на рис. 3.1, появятся два основных спектральных отсчета на частотах f_n смежных с частотой воздействия, а также множество убывающих по величине побочных спектральных составляющих, порождаемых боковыми лепестками функции $\text{sinc}(x)$. При этом побочные спектральные отсчеты могут быть значительными по величине, поскольку максимальное значение функции $\text{sinc}(x)$ всего на 13 дБ превышает уровень ее ближайших боковых лепестков.

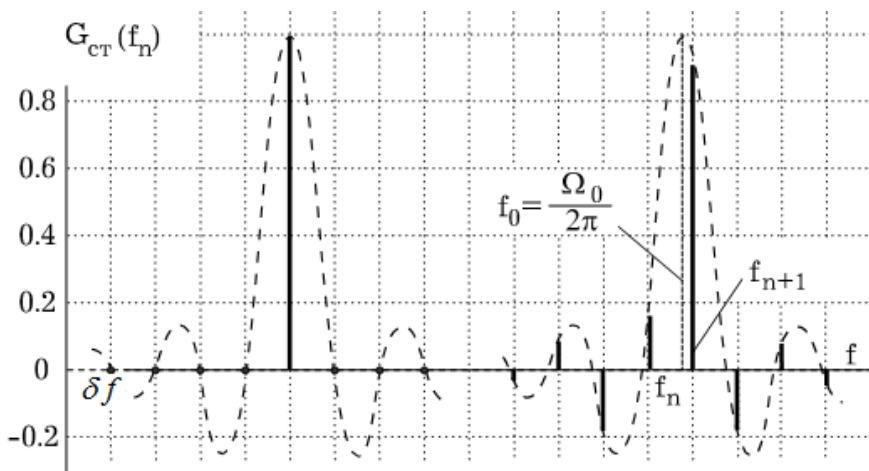


Рис. 2.1. Наблюдаемый спектр при классической (стандартной) методике спектрального оценивания и прямоугольной (естественной) весовой функции для случаев попадания и непопадания частоты воздействия на бин

Описанный выше эффект влияния (просачивания) мощных составляющих спектра на удаленные от частоты воздействия отсчеты спектра является серьезной проблемой спектрального оценивания и ограничивает динамический диапазон анализаторов спектра. Действительно, пусть в состав процесса $u_{вх}(t)$ помимо основной составляющей частоты Ω_0 входит также более слабая компонента незначительно смещенная по частоте. В случае, если амплитуда добавочной компоненты уступает основной более чем на 13 дБ, то при использовании изложенной выше методики меньшая по амплитуде составляющая входного воздействия оказывается замаскированной боковыми лепестками основной компоненты. Для устранения подобного эффекта и повышения динамического диапазона при исследовании спектральных характеристик процессов применяют умножение обрабатываемых выборок $u(t)$ на специальные весовые функции, отличающиеся значительно меньшим уровнем

боковых лепестков, чем “естественное” прямоугольное весовое окно. Наиболее часто используемые весовые функции и их характеристики приведены в табл. 2.1-2.2.

Для определения эффекта от применения специальных весовых функций учтем, что согласно уточненной методике сигнал, непосредственно преобразуемый в спектральную область можно рассматривать как произведение трех сомножителей: входного случайного процесса $u_{вх}(t)$, весовой функции $\varphi(t/T_n - 0,5)$, получаемой из стандартной весовой функции $\varphi(t)$ единичной длительности путем смещения и растяжения во времени в соответствии с выбранным интервалом наблюдения T_n , и прямоугольного окна $rect(t/T_n - 0,5)$, выделяющего временной интервал $[0, T_n]$,

$$y_{см}(t) = u_{вх}(t) \cdot \varphi\left(\frac{t}{T_n} - 0,5\right) \cdot rect\left(\frac{t}{T_n} - 0,5\right). \quad (2.16)$$

Отметим, что полагая весовую функцию $\varphi(t)$ имеющей конечную длительность, от последнего сомножителя в (2.16) можно отказаться, однако отдельный его учет полезен в интересах последующего анализа.

Введем следующие обозначения: $G_\varphi(\omega)$ – спектр функции $\varphi(t)$ единичной длительности, $G_{\varphi_n}(\omega)$ – спектр растянутой в соответствии с T_n весовой функции, равный

$$\begin{aligned} G_{\varphi_n}(\omega) &= \int_{-\infty}^{+\infty} \varphi\left(\frac{t}{T_n} - 0,5\right) \cdot \exp(-j\omega t) dt = \\ &= T_n \cdot G_\varphi(T_n \omega) \cdot \exp(-j0,5T_n \omega), \end{aligned} \quad (2.17)$$

Через $G_{\varphi_{ст}}(\omega)$ условимся обозначать Фурье-образ произведения $\varphi(t/T_n - 0,5) \cdot rect(t/T_n - 0,5)$, определяющий окончательно искажения, возникающие при оценивании спектра процесса $u_{вх}(t)$, в соответствии с задаваемой (2.16) стандартной процедурой.

Таблица 2.1

Классические весовые функции

Окно	Функция во временной области
Прямоугольное	$1, \quad n = \overline{0, N-1}$
Хеннинга, $\alpha = 3$	$\sin^3(\pi n / N), \quad n = \overline{0, N-1}$
Хемминга	$0,54 - 0,46 \cdot \cos(2\pi n / N), \quad n = \overline{0, N-1}$
Хеннинга, $\alpha = 4$	$\sin^4(\pi n / N), \quad n = \overline{0, N-1}$
Кайзера-Бесселя, $\alpha = 3.5$	$I_0 \left\{ \alpha \pi \cdot \sqrt{1 - (2\pi / N)^2} \right\} / I_0 \{ \alpha \pi \}, \quad n \leq N / 2$
Блекмана-Херриса	$0,35875 - 0,48829 \cdot \cos(2\pi n / N) +$ $+ 0,14128 \cdot \cos(4\pi n / N) -$ $- 0,01168 \cdot \cos(6\pi n / N), \quad n = \overline{0, N-1}$

Таблица 2.2

Параметры цифровых анализаторов спектра
при периодограммной методике спектрального оценивания

Окно	УБЛ окна D, дБ	Полоса по УБЛ m_D , бин	РСЧ $\Delta f_{ст}$, бин
Прямоугольное	-13	1,64	2,0
Хеннинга, $\alpha = 3$	-39	4,66	3,33
Хемминга	-43	3,84	2,92
Хеннинга, $\alpha = 4$	-47	5,80	3,90
Кайзера-Бесселя, $\alpha = 3.5$	-82	7,86	4,93
Блекмана-Херриса	-92	7,89	4,95

УБЛ = уровень боковых лепестков; РСЧ = разрешающая способность по частоте

Спектр $G_{\varphi \text{ ст}}(\omega)$ будет определяться сверткой выражений (2.12) и (2.17):

$$G_{\varphi \text{ ст}}(\omega) = \frac{T_n^2}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \exp(-j0,5T_n\omega) \cdot \text{sinc}(0,5T_n(\omega - \Omega)) \cdot G_{\varphi}(T_n\Omega) d\Omega \quad (2.18)$$

Окончательно, выходной спектр при стандартной методике оценивания может быть записан для дискретной сетки частот (2.2) в виде

$$G_{\varphi \text{ ст}}(\omega_n) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} G_{\text{вх}}(\omega_n - u) \cdot G_{\varphi \text{ ст}}(u) du. \quad (2.19)$$

2.1.3. Разрешающая способность по частоте (РСЧ)

Под разрешающей способностью по частоте спектрального анализатора понимают его способность разделять (разрешать) две соседние спектральные составляющие (СС) анализируемого воздействия. Количественно РСЧ представляет собой минимальный интервал по частоте между двумя СС, при котором анализатор ещё в состоянии их разделить. Качественно же разрешение СС означает, что: в выходном спектре СС наблюдаются раздельно; число максимумов в указанном спектре однозначно определяется числом СС в составе входного воздействия; соседние разделяемые СС не оказывают искажающего влияния друг на друга.

При оценке РСЧ следует учесть, что:

1) раздельное наблюдение СС с однозначным указанием их числа обеспечивается тогда, когда между их Фурье-образами существует локальный минимум;

2) при обработке суммы СС в выходном спектре их Фурье-образы когерентно суммируются;

3) частоты СС являются независимыми от используемой дискретной сетки частот, определяемой (2.2);

4) разрешаемые СС могут существенно различаться по мощности.

Как следствие, необходимо разделять:

1) РСЧ Δf_{PE} для случая разрешения сигналов равной мощности.

При этом необходимо учитывать, что при частоте воздействующей СС не кратной бину, такая СС отображается в выходном спектре (по меньшей мере) двумя отсчетами, величины которых уступают невидимому максимуму непрерывного спектрального окна (см. рис. 2.1), и, таким образом,

$$\Delta f_{PE} = \begin{cases} m_6 \cdot \delta f & \text{при } 10^{-D_{m_6+1}/20} + 10^{-D_{m_6-1}/20} < 1, \\ (m_6 + 1) \cdot \delta f & \text{при } 10^{-D_{m_6+1}/20} + 10^{-D_{m_6-1}/20} \geq 1, \end{cases} \quad (2.20)$$

где m_6 – ширина спектрального окна по уровню минус 6 дБ (в бинах); D_{m_6-1} – уровень затухания главного лепестка спектрального окна при ширине $(m_6-1) \cdot \delta f$; D_{m_6+1} – уровень затухания при ширине $(m_6+1) \cdot \delta f$; где δf – ширина бина (2.3);

2) РСЧ Δf_{PD} для разрешения сигналов разной мощности.

Максимально допустимое различие мощности сигналов определяется уровнем боковых лепестков применяемого спектрального окна, поэтому

$$\Delta f_{PD} = (m_D / 2 + 1) \cdot \delta f, \quad (2.21)$$

где m_D – ширина главного лепестка спектрального окна по уровню боковых лепестков (в бинах);

3) результирующую РСЧ

$$\Delta f_{cm} = \max \{ \Delta f_{PE}; \Delta f_{PD}; 2 \cdot \delta f \}. \quad (2.22)$$

Компонент $2 \cdot \delta f$ в (2.22) учитывает, что необходим по меньшей мере один отсчет для разделения локальных максимумов спектра. Он определяет теоретический предел разрешающей способности при спектральном оценивании на равномерной дискретной сетке частот. Индекс “ст” в (2.22) обозначает использование стандартной методики спектрального оценивания.

Результаты оценки РСЧ для наиболее употребительных весовых функций приведены выше в табл. 2.2. Из приведенных данных видно, что все весовые функции, обеспечивающие достаточно высокий динамический диапазон обработки, обладают РСЧ заметно уступающей теоретическому пределу в 2 бина, причем с повышением динамического диапазона проигрыш в РСЧ увеличиваются, поэтому при классическом цифровом спектральном оценивании добиться повышения РСЧ можно либо за счет использования весовой функции с меньшей шириной главного лепестка спектра (в бинах), что приводит к ухудшению динамического диапазона обработки, либо путем увеличения размерности преобразования, что требует использования выборок более большой размерности N и понижает быстродействие спектроанализатора.

Дополнительную полезную информацию о цифровом спектральном анализе можно найти в монографиях [3, 4].

2.2. Практические примеры

Задача 2.1. Дайте рекомендации по реализации цифрового спектрального анализа случайного процесса $\zeta(t)$, если отличия в амплитудах его компонент, представляющих интерес для исследователя, могут достигать 150 раз.

Решение

а) В монографии [4] можно найти несколько вариантов цифрового спектрального анализа сигнала $\zeta(t)$, однако для обоснованного выбора среди них надёжного и эффективного нужна информация о статистической модели процесса $\zeta(t)$. Поскольку подобные сведения о процессе отсутствуют, дать какие-либо гарантии в отношении качества «продвинутых» методов спектрального анализа – проблематично, поэтому целесообразно использовать классический подход, базирующийся на применении БПФ (ДПФ) (2.1).

б) Для корректного преобразования процесса $\zeta(t)$ в цифровую форму нужно выбрать частоту дискретизации в соответст-

вии с информацией о диапазоне частот, который может быть занят спектром этого СП. Т.к. в условии задачи о предельно возможной ширине спектра ничего не говорится, будем полагать, что этот выбор уже сделан и в распоряжении исследователя уже имеются выборки процесса $\zeta(t)$ с частотой дискретизации F_d , удовлетворяющей требованиям теоремы Котельникова.

в) К предсказуемым опасностям анализируемой ситуации относится случай, когда близкие по частоте спектральные составляющие будут иметь существенно отличающиеся амплитуды. В подобном случае спектральные отсчеты, порождаемые боковыми лепестками спектра мощной гармоники, могут замаскировать спектральный всплеск от слабой компоненты сигнала. Для предотвращения этой опасности следует использовать весовую функцию, имеющую более низкий уровень боковых лепестков (УБЛ).

Выраженный в децибелах уровень слабого сигнала по отношению к более сильному составляет

$$D_{\min} = 20 \cdot \lg(U_{\min} / U_{\max}) = 20 \cdot \lg(1/150) = -43,5 \text{ дБ}. \quad (2.23)$$

Формально подобное соотношение указывает на необходимость использования весовой функции, подобной функции Хеннинга с параметром $\alpha = 4$, однако эта функция характеризуется довольно посредственной разрешающей способностью по частоте. Вместе с тем, функция Хемминга имеет очень близкий к нужному УБЛ и вероятность возникновения конфликта при её использовании близка к нулю, поэтому (с очень незначительным риском) можно рекомендовать к использованию именно эту весовую функцию. Итак, отсчеты комплексного спектра в анализируемом в задаче случае следует рассчитывать по правилу

$$\dot{c}(n) = \frac{1}{N} \cdot \sum_{k=0}^{N-1} \varphi_{\text{Хем}} \left(\frac{k+1/2}{N} \right) \cdot u(kT) \cdot e^{-j \cdot 2\pi \cdot \frac{nk}{N}}, \quad (2.24)$$

где $\varphi_{\text{Хем}}(\dots)$ – весовая функция Хемминга из табл. 2.1.

Задача 2.2. Исходными данными для цифрового спектрального анализа служат выборки, регистрируемые с интервалом дискретизации $T = 2$ мкс. Спектроанализатор должен обеспечивать разрешающую способность по частоте не хуже 100 Гц. Какими параметрами будет обладать спектроанализатор, при необходимости обеспечить минимальную вычислительную сложность его функционирования? Сколь значительными должны быть изменения, если необходимо обеспечить динамический диапазон спектроанализатора не менее 80 дБ?

Решение

а) Используемая частота дискретизации составляет $F_D = 1 / T = 500$ кГц, а РСЧ не может быть лучше удвоенной ширины частотного бина (2.3). Как следствие, следует обеспечить ширину бина $\delta f \leq 50$ Гц, а значит размерность БПФ не может быть меньше $F_D / \delta f = 10000$.

б) Для обеспечения низкой вычислительной сложности размерность БПФ N следует выбирать равной целочисленной степени числа 2 или, ещё лучше, числа 4. Ближайшим подобным значением, превышающим 10000, является $N = 2^{14} = 4^7 = 16384$. При подобном N ширина частотного бина, определяемая (2.3), составит $\delta f = 5 \cdot 10^5 / 16384 = 30,52$ Гц.

в) Требованиям задачи по разрешающей способности удовлетворяет как функция Хеннинга ($\alpha=3$) с $\Delta f_{\alpha=3} = 3,3 \cdot \delta f \approx 100$ Гц, так и функция Хемминга с $\Delta f_{\text{Хемминга}} = 2,92 \cdot \delta f \approx 89$ Гц, однако последняя не только обладает лучшей РСЧ, но и обеспечивает более низкий уровень боковых лепестков. Таким образом, при оптимизации спектроанализатора по вычислительной сложности следует производить расчет спектра в соответствии с (2.24) из предыдущей задачи при $N = 16384$, $\delta f = 30,52$ Гц, РСЧ ≈ 89 Гц и УБЛ = -43 дБ.

г) Обеспечение УБЛ < -43 дБ требует использования весовых функций с гораздо большей шириной главного лепестка спектра, что в качестве компенсации требует увеличения размерности БПФ до $N = 2^{15} = 32768$ и снижения ширины бина до $\delta f =$

= 15,26 Гц. Подобная ширина бина позволяет перейти к использованию весовой функции Блекмана-Херриса с параметрами УБЛ = -92 дБ. Разрешающая способность по частоте составит при этом $\Delta f_{Б-Х} = 4,95 \cdot \delta f \approx 75,5$ Гц.

2.3. Индивидуальные контрольные задания

Задача 2.1. Объектом спектрального анализа служат низкочастотные случайные процессы со спектральными составляющими, амплитуды которых могут отличаться в Q раз; отношение Q указано в левой колонке табл. 2.3. Исходными данными для анализа служат выборки объемом N , представленным в центральной колонке таблицы. Разрешающая способность по частоте спектроанализатора не хуже значения, указанного в последней колонке табл. 2.3. Какова может быть максимальная ширина спектра процесса, обрабатываемого таким спектроанализатором?

Таблица 2.3

Но- мер	Q , раз	N	Требуемая РСЧ $\Delta f_{ст}$, Гц
1	140	8192	23
2	11000	4096	80
3	35000	2048	120
4	140	1024	80
5	220	4096	70
6	11000	2048	20
7	35000	1024	200
8	140	4096	115
9	11000	2048	200
10	35000	1024	300

Задача 2.2. Цифровой спектроанализатор преобразует с помощью БПФ взвешенные выборки данных объемом $N = 4096$ отсчетов, регистрируемые с интервалом дискретизации T , указанным в левой колонке табл. 2.4. Рассчитайте разрешающую способность по частоте спектроанализатора для весовой функции, указанной в последней колонке таблицы.

Таблица 2.4

Но- мер	T , мкс	Весовая функция, $\varphi(x)$
1	2	Хеннинга, $\alpha = 3$
2	8	Хемминга
3	10	Хеннинга, $\alpha = 4$
4	20	Кайзера-Бесселя, $\alpha = 3.5$
5	50	Блекмана-Херриса
6	25	Хеннинга, $\alpha = 3$
7	10	Хемминга
8	4	Хеннинга, $\alpha = 4$
9	2	Кайзера-Бесселя, $\alpha = 3.5$
10	1	Блекмана-Херриса

Задача 2.3. Низкочастотный случайный процесс включает большой набор гармонических составляющих, с минимальной амплитудой

$U_{\min} = 1$ мВ и с максимальной частотой, указанной в левой колонке табл. 2.5. Какова наибольшая амплитуда косинусоид, которые могут действовать на входе спектроанализатора, чтобы по выборкам объемом N , указанным в центральной колонке табл. 2.5, он был способен отдельно отображать все косинусоиды,

отстоящие друг от друга по частоте на интервал Δf не менее значения, указанного в последней колонке таблицы?

Таблица 2.5

Но- мер	Возможная час- тота сигнала (max), кГц	N	Интервал по частоте меж- ду разделяемыми гармо- никами, Гц
1	16	65536	2,5
2	19,8	32768	6
3	24	16384	15
4	48	8192	58
5	64	4096	100
6	22	65536	2
7	16	32768	5
8	12	16384	4,5
9	8	8192	4
10	4	4096	10

Задача 2.4. Исходными данными для цифрового спектрального анализа служат выборки случайных процессов, регистрируемые с интервалом дискретизации T , представленным в левой колонке табл. 2.6. Насколько низкий уровень боковых лепестков может быть обеспечен, если доступный объем выборок N указан в левой колонке табл. 2.6, а разрешающая способность спектроанализатора по частоте должна быть не хуже значения, указанного в последней колонке таблицы?

Таблица 2.6

Но- мер	Интервал дискретизации T , мкс	N	Требуемая РСЧ $\Delta f_{ст}$, Гц
1	500	1024	4
2	400	2048	2,5
3	250	4096	5
4	200	8192	2
5	100	1024	30
6	50	2048	50
7	40	4096	20
8	25	8192	25
9	20	16384	10
10	10	32768	10

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Рембовский, А.М. Радиомониторинг: задачи, методы, средства / А.М. Рембовский, А.В. Ашихмин, В.А. Козьмин; под ред. А.М. Рембовского. – 3-е изд. – М.: Горячая линия–Телеком, 2012. – 640 с.
2. Токарев, А.Б. Развитие методов и алгоритмов обработки сигналов при радиотехнических измерениях и радиоконтроле в условиях априорной неопределенности: диссертация ... доктора техн. наук: 05.12.04. – Воронеж, 2013. – 443 с.
3. Макс, Ж. Методы и техника обработки сигналов при физических измерениях: в 2 т. Т.1 / Ж. Макс. – М.: Мир, 1983. – 256 с.
4. Марпл-мл., С.Л. Цифровой спектральный анализ и его приложения: пер. с англ. / С.Л. Марпл-мл. – М.: Мир, 1990. – 584 с.
5. Ширман, Я.Д. Разрешение и сжатие сигналов / Я.Д. Ширман. – М.: Сов. радио, 1974. – 360 с.

ОГЛАВЛЕНИЕ

ВВЕДЕНИЕ	3
1. АНАЛИЗ РАДИООБСТАНОВКИ В ШИРОКИХ ПОЛОСАХ ЧАСТОТ И МЕТОДЫ ЕГО ОСУЩЕСТВЛЕНИЯ.....	4
2. ОСОБЕННОСТИ И ПОКАЗАТЕЛИ КАЧЕСТВА РАБОТЫ ЦИФРОВЫХ АНАЛИЗАТОРОВ СПЕКТРА	8
2.1 Теоретические основы	8
2.2 Практические примеры	17
2.3 Индивидуальные контрольные задания	20
БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК.....	24

**ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ
В СИСТЕМАХ РАДИОМОНИТОРИНГА**

МЕТОДИЧЕСКИЕ УКАЗАНИЯ

к проведению практических занятий №1-2 для бакалавров
направления 11.03.01 «Радиотехника»
очной формы обучения

Составитель:
Токарев Антон Борисович

В авторской редакции

Компьютерный набор А. Б. Токарева

Подписано к изданию 29.11.2021.
Уч.-изд. л. 1,5.

ФГБОУ ВО «Воронежский государственный технический
университет»
394026 Воронеж, Московский просп., 14