

МИНИСТЕРСТВО НАУКИ И ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ РОССИЙСКОЙ
ФЕДЕРАЦИИ

Национальный исследовательский Нижегородский государственный университет
им. Н.И. Лобачевского

С.И.Муякшин

**ИССЛЕДОВАНИЕ РАБОЧИХ ХАРАКТЕРИСТИК
ОПТИМАЛЬНОГО ОБНАРУЖИТЕЛЯ СЛОЖНЫХ
РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СИГНАЛОВ**

Практикум

Рекомендовано методической комиссией радиофизического факультета для
студентов ННГУ, обучающихся по специальности 11.05.02 «Специальные
радиотехнические системы» и направлениям подготовки 02.04.02
«Фундаментальная информатика и информационные технологии» и 03.04.03
«Радиофизика»

Нижегород

2019

УДК 621.376

ББК 32.95

М-80

Рецензент: к.ф.-м.н., доцент, В.В.Курин

М-80 Муякшин С.И. ИССЛЕДОВАНИЕ РАБОЧИХ ХАРАКТЕРИСТИК ОПТИМАЛЬНОГО ОБНАРУЖИТЕЛЯ СЛОЖНЫХ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СИГНАЛОВ: Практикум. – Нижний Новгород: Нижегородский госуниверситет им. Н.И.Лобачевского, 2019. – 16 с.

Целью практикума является изучение работы оптимального приемника сложного радиолокационного сигнала с помощью математической модели, реализованной в среде графического программирования LabVIEW. Практикум содержит краткие теоретические сведения, описание виртуальной модели системы обработки сложного зондирующего сигнала, контрольные вопросы и методические указания к работе. В начале работы студенты должны исследовать спектральные и корреляционные характеристики импульса с линейной частотной модуляцией. Далее экспериментальным путем необходимо получить рабочие характеристики приемника, оптимизированного для обнаружения на фоне белого Гауссова шума полностью известного сигнала. Затем те же измерения нужно выполнить для сигнала со случайной фазой и амплитудой. Полученные результаты необходимо сравнить друг с другом и с теоретическими оценками.

Практикум может использоваться для закрепления знаний, полученных на лекциях по теории оптимального приема радиосигналов. Основным материалом этих лекций содержится в учебном пособии В.И.Кривошеева «Синтез оптимальных приемных устройств радиосигналов на фоне помех».

Ответственный за выпуск:
зам. председателя методической комиссии радиофизического факультета
ННГУ, д.ф.-м.н., профессор **Е.З. Грибова**

УДК 621.376
ББК 32.95

© Нижегородский государственный
университет им. Н.И. Лобачевского, 2019

1. Краткие теоретические сведения

1.1 Алгоритмы работы и функциональные схемы оптимальных приемников радиолокационных сигналов

Еще в конце первой половины XX века, когда начали формироваться теоретические и практические основы современной радиолокации, инженеры столкнулись с противоречивыми требованиями к зондирующим сигналам [3,4]. С одной стороны, для достижения хорошей разрешающей способности по дальности $\Delta R = C\tau/2$ (τ - длительность импульса, C - скорость света) было необходимо использовать как можно более короткие радиоимпульсы. С другой стороны, для достижения высокого пикового отношения сигнал/шум требовалась увеличивать энергию сигнала. Последнее утверждение легко доказать следующим образом [3]. Отношение пиковой мощности сигнала к средней мощности шума P_s^{\max}/P_n в полосе приема Δf (с точностью до множителя с размерностью обратной сопротивлению) можно записать как $A^2/(N_0\Delta f)$ (A – амплитуда сигнала, N_0 – спектральная плотность мощности шума). Учитывая, что энергия сигнала $E_s = 0.5A^2\tau$, получаем для этого отношения $2E_s/(N_0\Delta f\tau)$. Полагая, что $\Delta f\tau \approx 1$, окончательно получим:

$$P_s^{\max}/P_n = 2E_s/N_0 \quad (1)$$

Энергию сигнала можно было увеличивать за счет повышения амплитуды и длительности. Однако амплитуда зондирующих сигналов оказалась ограничена сначала недостаточной мощностью СВЧ-генераторов, а затем электрической прочностью волноводов. Повышать длительность импульса было нежелательно из-за снижения пространственной разрешающей способности радиолокатора и точности измерения дальности. Выход был найден в применении сложных сигналов с большой базой (произведением ширины спектра на длительность), которые оказалось возможным сжимать во времени пропусканием через т.н. *согласованный фильтр* (СФ). С тех пор такие сигналы находят широкое применение в радио- и гидролокационных системах. Это позволило преодолеть противоречие между требованием обеспечить большую энергию сигнала (что при ограниченной амплитуде достигается увеличением длительности) при сохранении высокой пространственной разрешающей способности.

Как известно ([2], стр.37), в случае приема сигнала на фоне белого гауссова шума импульсная характеристика СФ $h(t)$ является зеркальным отражением формы сигнала $S(t)$:

$$h(t) = S(T - t) \quad (2)$$

Здесь T – длительность сигнала. Сдвиг на T введен для того, чтобы время

в выражении для сигнала $S(t)$ в формуле (2) было положительной величиной.

Из теории линейных фильтров [1] известно, что комплексный коэффициент передачи фильтра $K(\omega)$ может быть вычислен как Фурье-преобразование от его импульсной характеристики $h(t)$:

$$K(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} h(t) \exp(-i\omega t) dt \quad (3)$$

Подставляя в это выражение формулу (2), получим, что коэффициент передачи согласованного фильтра является комплексно-сопряженным по отношению к спектру сигнала, т.е., амплитудная характеристика совпадает с модулем спектра сигнала, а фазовая характеристика имеет противоположный знак.

$$K_{CF}(\omega) = |K_S(\omega)| \cdot \exp(-i\Phi_S(\omega)) \cdot \exp(-iT\omega) \quad (4)$$

Дополнительный фазовый множитель появляется из-за временного сдвига на время T . *Согласованный фильтр* является также и *оптимальным*, т.к. его выходной сигнал в момент достижения им максимума совпадает с корреляционным интегралом q , который, как известно, представляет собой выходной сигнал (5) приемника, оптимизированного для обнаружения *известного* сигнала на фоне *белого гауссова* шума ([2], стр.33).

> сигнал есть

$$q = \frac{2}{N_0} \int_0^T u(t)S(t)dt \quad \ln(l_0) + \frac{1}{N_0} \int_0^T S^2(t)dt \quad (5)$$

< сигнала нет

Здесь $S(t)$ – известный излучаемый сигнал, $u(t)$ – принимаемый сигнал, содержащий шум, N_0 – спектральная плотность мощности белого шума и l_0 – порог.

Нужно понимать, что формула (5) и показанная на рис.1 блок-схема оптимального приемника относятся к случаю, когда точно известно, на каком отрезке времени существует сигнал. Этот факт отражен наличием устройства синхронизации, которое запускает генерацию сигнала и интегрирование, а по окончании этого процесса подключает к выходу интегратора пороговое устройство. Такая ситуация типична для бинарных систем передачи данных, в которых описанное выше управление осуществляется с помощью канала синхронизации.

Для радио- и гидролокационных систем момент появления отраженного сигнала, как правило, неизвестен. Поэтому при интегрировании нужно использовать «скользящее окно» в виде сдвинутого по времени сигнала. Тогда выходной сигнал интегратора будет зависеть от времени и примет вид:

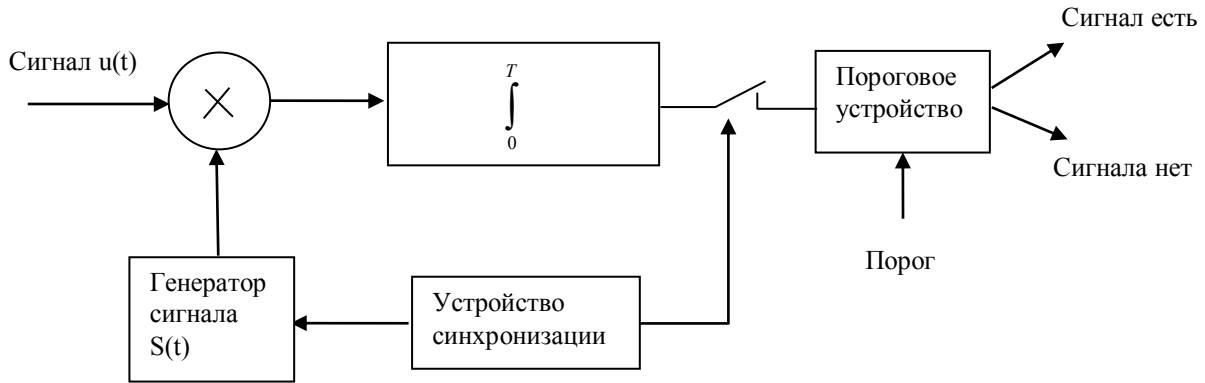


Рис.1. Блок-схема оптимального обнаружителя известного сигнала на фоне белого гауссова шума

$$q(t) = \int_t^{t+T} u(\tau)S(\tau - t)d\tau \quad (6)$$

При этом необходимо дополнить процедуру обнаружения поиском максимума выходного сигнала коррелятора на интервале времени, где сигнал превосходит порог. Заметим, что сравнение формулы (6) с известным выражением выходного сигнала линейного фильтра через его импульсную характеристику как раз и приводит к приведенному выше соотношению (2).

В применении к радио- и гидролокации такая постановка задачи является слишком упрощенной, т.к. у отраженного от реальной цели сигнала фаза, а также амплитуда, являются случайными величинами. Теоретический синтез приемника, необходимого для оптимального обнаружения такого сигнала, приводит к схеме, изображенной на рис.2 ([2], стр.40-45). Для расчетов используется сигнал, представленный в виде:

$$S(t) = X(t) \cos(\omega t + \Psi(t)) \quad (7)$$

Такой приемник включает два идентичных коррелятора, на которые в качестве опорных подаются излучаемый сигнал и его квадратура. На выходах корреляторов формируются действительная I и мнимая Q составляющие некоторого аналитического сигнала. На пороговое устройство подается его огибающая. Для ее вычисления выполняются операции, обведенные на рисунке пунктирной линией. Более простую схему можно реализовать с помощью согласованного фильтра, как это показано на рис.3 ([2], стр.50).

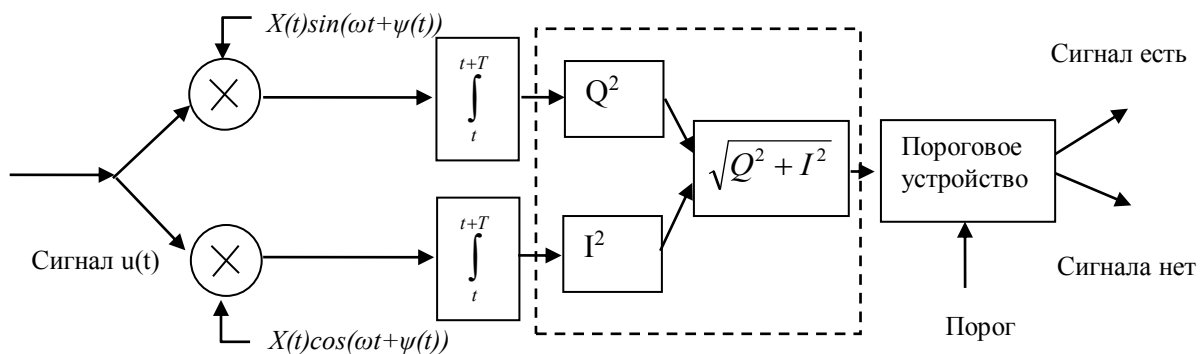


Рис.2. Блок-схема обнаружителя сигнала со случайной фазой и амплитудой на фоне белого гауссова шума с использованием двух корреляторов (устройство синхронизации на данной схеме отсутствует, т.к. интегрирование ведется в скользящем окне)

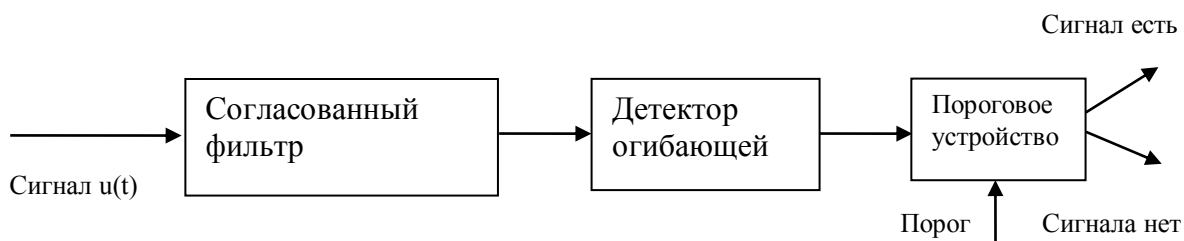


Рис.3. Блок-схема обнаружителя сигнала со случайной фазой и амплитудой на фоне белого гауссова шума с использованием согласованного фильтра и детектора огибающей

1.2 Рабочие характеристики оптимальных приемников

Для выбора порога l_0 в задаче обнаружения в радио- и акустической локации применяется критерий Неймана-Пирсона ([2], стр.21). Он гласит, что при заданном отношении сигнал/шум порог должен выбираться так, чтобы при фиксированной величине вероятности ложной тревоги $P_{лт}$ (на практике эта величина должна быть меньше 10^{-4} – 10^{-12}) вероятность $P_{по}$ правильного обнаружения была максимальной. Связь между этими вероятностями называется рабочей характеристикой приемника (РХП). Ниже приведены теоретические формулы для РХП.

Для обнаружителя известного сигнала на фоне белого гауссова шума РХП получается только в параметрической форме ([2], стр.34-35). В качестве параметра выступает порог обнаружения l_0 :

$$P_{\text{ЛТ}} = 1 - F(\ln(l_0)/d + d/2) \quad P_{\text{ПО}} = F(\ln(l_0)/d - d/2) \quad (8)$$

Здесь $F(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^x \exp(-y^2/2) dy$ - интеграл Лапласа, $d^2=2E/N_0$ - отношение энергии сигнала к спектральной плотности мощности (СПМ) шума.

При неизвестной фазе (некогерентное обнаружение) выражение для РХП имеет вид ([2], стр.49-54).:

$$P_{\text{ПО}} = Q(d, \sqrt{2 \ln(1/P_{\text{ЛТ}})}) \quad (9)$$

Здесь $Q(v, u) = \int_u^{\infty} x I_0(vx) \exp(-\frac{x^2 + v^2}{2}) dx$ - т.н. функция Маркума

При выводе этой формулы предполагалось, что фаза сигнала распределена равномерно в интервале от $-\pi$ до $+\pi$.

Наконец, если случайными являются и фаза, и амплитуда, получается следующее выражение для РХП ([2], стр.54-57):

$$P_{\text{ПО}} = P_{\text{ЛТ}} \frac{1}{1+d^2/2} \quad (10)$$

При выводе этой формулы предполагалось, что амплитуда принятого сигнала имеет распределение Рэлея.

На рис.2.19 в пособии [2] (стр.58) показаны зависимости вероятности правильного обнаружения $P_{\text{ПО}}$ (в пособии эта величина обозначена как $1-\beta$) от отношения сигнал/шум при трех значениях $P_{\text{ЛТ}}$ (в пособии α): 10^{-4} , 10^{-8} и 10^{-12} . Как и следовало ожидать, появление неопределенности в принятом сигнале в виде случайной фазы при прочих равных условиях уменьшает $P_{\text{ПО}}$. Однако, неопределенность амплитуды в области не очень больших отношений сигнал/шум может приводить к обратному эффекту. Видно также, что чем меньше вероятность ложной тревоги, тем большее отношение сигнал/шум требуется для достижения некоторой фиксированной вероятности правильного обнаружения.

2. Описание математической модели и программы

2.1. Упрощенная математическая модель

В современных радиотехнических системах широко применяется цифровая обработка сигналов. В данной работе будет исследоваться упрощенная модель, описывающая только основные этапы алгоритма оптимальной обработки радиолокационного сигнала, которые следуют за его оцифровкой.

Такая обработка может быть реализована как с помощью специализированных сигнальных процессоров, так и с помощью компьютера общего назначения с соответствующим программным обеспечением.

Эта модель не включает такие важные этапы обработки, как усиление и предварительную фильтрацию сигнала, его перенос на промежуточную частоту, окончательную фильтрацию, автоматическую регулировку усиления и другие адаптивные процедуры. В ней также не отражены систематические изменения амплитуды сигнала, вызванные, например, прохождением цели через диаграмму направленности антенны. Не учтен в модели и доплеровский сдвиг частоты, возникающий при движении цели. Тем не менее, предлагаемая модель позволяет без использования реальной аппаратуры получить хорошее представление о процессах обработки сигналов в радиолокационных системах, которые происходят *после переноса сигнала на промежуточную частоту, фильтрации и оцифровки*.

Последовательность операций, которую реализует исследуемая математическая модель при имитации обнаружения сигнала на фоне белого гауссова шума, показана на рис.4. Для моделирования работы оптимального обнаружителя при *случайной фазе и амплитуде* принятого сигнала на блок генерации сигнала подается фаза, равномерно распределенная в интервале от $-\pi$ до π и, при включении соответствующего режима, сигнал умножается на амплитуду, распределенную по закону Рэлея. Чтобы продемонстрировать связь между частотными и временными свойствами сигнала, в модели также рассчитывается модуль спектра сигнала (на рис.4 не показан).

Компьютер способен обрабатывать только последовательности выборок аналогового сигнала $u(t)$, взятых в моменты времени $t_k = k/f_s$ следующие с частотой квантования f_s :

$$u(t_k) = S(t_k) + n(t_k) = X(t_k) \cos(\omega t_k + \Psi(t_k)) + n(t_k) \quad (11)$$

Здесь $n(t)$ – белый гауссов шум. При этом, как следует из теоремы Котельникова, частота квантования должна быть как минимум в 2 раза выше максимальной частоты спектра сигнала. Рассмотрим простой гармонический сигнал при $X(t)=1$, $\Psi(t)=\varphi_0$, $\omega=2\pi f_0$ и $n(t)=0$. Подставляя $t_k=k/f_s$ в формулу (11), получим:

$$u(t_k) = \cos(2\pi k f_0 / f_s + \varphi_0) = \cos(2\pi k / M + \varphi_0) \quad (12)$$

Здесь $M=f_s/f_0 \gg 1$. Отсюда следует, что при дискретном во времени представлении сигнала имеет значение только отношение частоты квантования к частоте сигнала M .

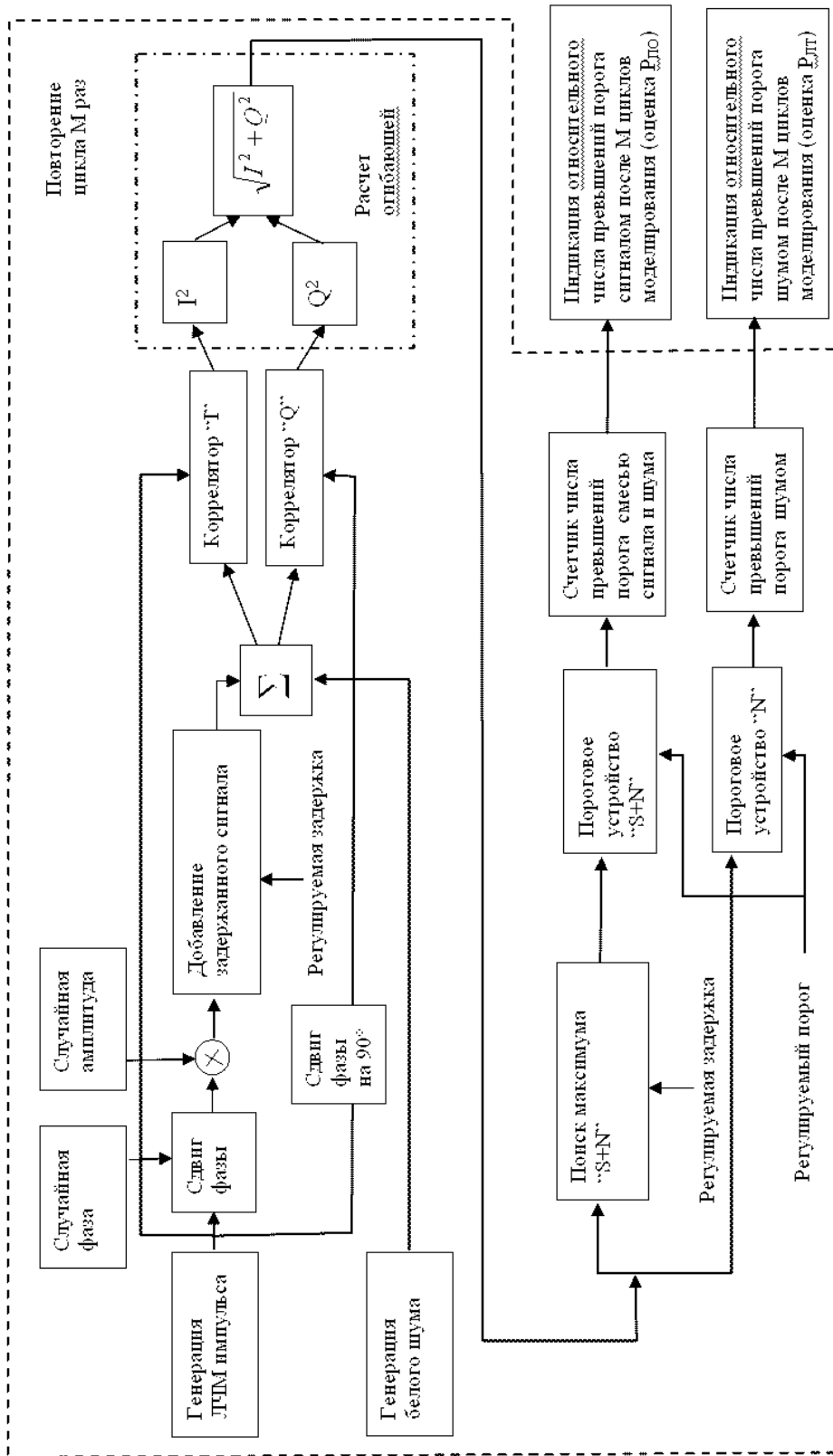


Рис.4. Функциональная схема математической модели обнаружителя сигнала со случайной фазой и амплитудой

Поэтому математическая модель является инвариантной по отношению к частоте сигнала. На практике промежуточная частота может составлять десятки кГц в гидролокационных системах и сотни МГц в радиолокаторах.

Для вычисления корреляционной функции и спектра сигнала, генерации сигнала и белого гауссова шума, а также для выполнения прочих математических операций используются встроенные функции графической среды программирования LabVIEW.

2.2. Описание пользовательского интерфейса программы

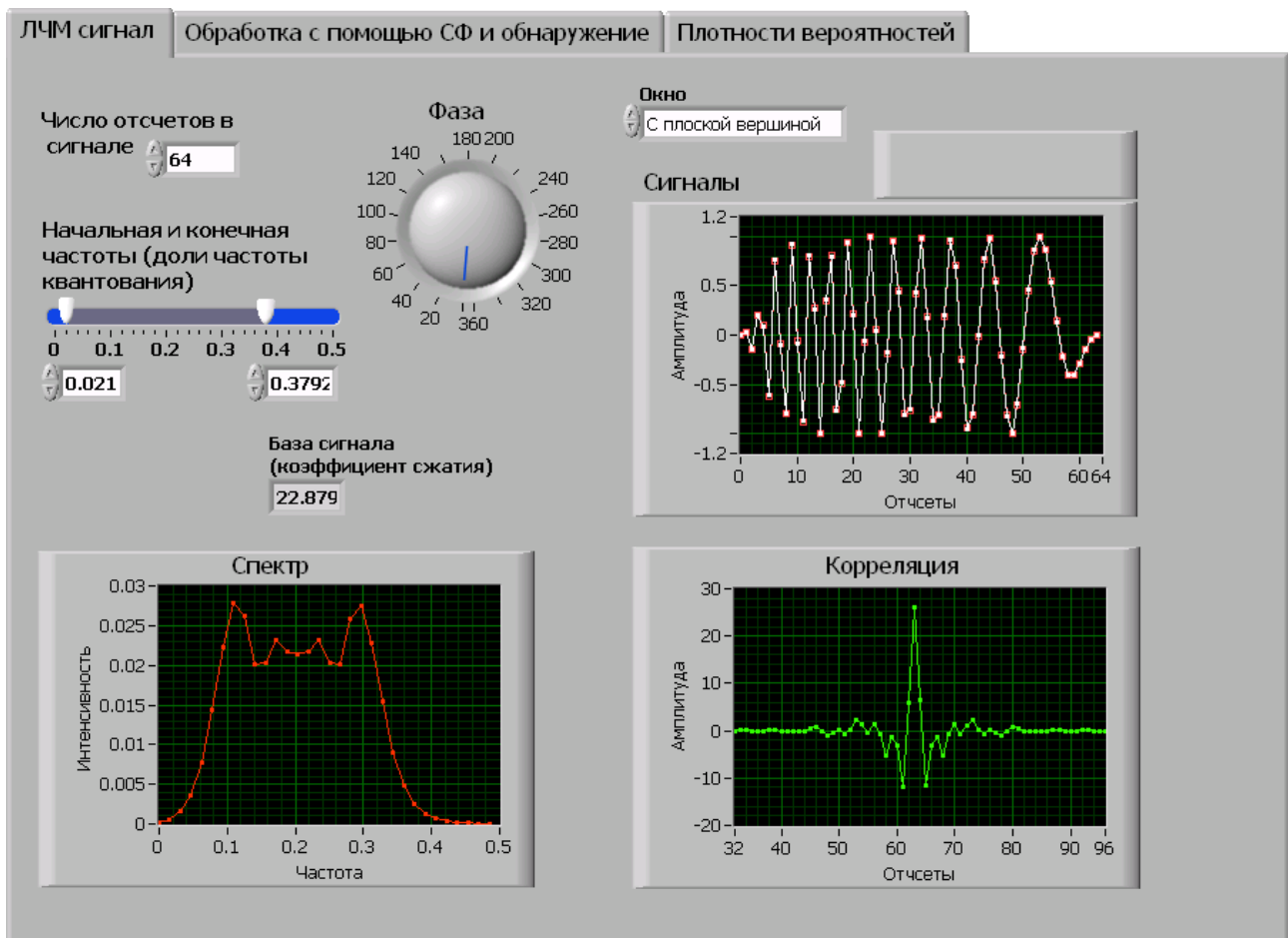
Программа, реализующая описанную математическую модель, разработана в среде графического программирования LabVIEW. Для взаимодействия с пользователем служит т.н. передняя панель программы – виртуального прибора. Вторая часть программы – блок диаграмма – содержит графический код программы в общих чертах схожий с функциональной схемой рис.4. При запуске программы автоматически открывается вкладка «ЛЧМ сигнал», показанная на рис.5. С ее помощью можно управлять параметрами зондирующего сигнала и изучать их влияние на его спектр и корреляционную функцию. Ниже приводится описание элементов управления и графиков, расположенных на этой вкладке.

Назначение элемента управления «Число отсчетов в сигнале» очевидно. Элемент управления «Начальная и конечная частоты» задает эти величины в долях частоты квантования, что делает исследуемую модель универсальной, т.е. независимой от истинного частотного диапазона сигнала.

Регулятор «Фаза» позволяет сдвигать фазу отраженного от цели (принятого) сигнала по отношению к излученному. Изменения фазы можно наблюдать на графике «Сигналы».

Переключатель «Окно» меняет огибающую импульса. С его помощью можно выбрать прямоугольную огибающую (равномерное окно), импульс с плоской вершиной и плавным нарастанием и спадом, а также окно Хэмминга.

На графике «Спектр» отображается модуль спектральной плотности сигнала, а на графике «Корреляция» - взаимная корреляционная функция исходного и сдвинутого по фазе сигнала. Изменения частотного заполнения, фазы и огибающей сигнала отражаются на форме его спектра и корреляционной функции. Увеличение разности начальной и конечной частот, очевидно, ведет к расширению спектра и сужению корреляционной функции. Использование окна с плоской вершиной позволяет уменьшить уровень боковых лепестков корреляционной функции по сравнению с прямоугольным окном. Переход от прямоугольной формы огибающей импульса к колоколообразной сужает спектр и расширяет корреляционную функцию.



Управление

Рис.5. Вкладка «ЛЧМ сигнал»

Изменение фазы радикально меняет вид взаимной корреляционной функции. Для сравнения на рис.6а приведен ее вид для синфазных сигналов, а на рис.6б для сигналов, сдвинутых на 270° . Сдвиг фазы на 180° меняет знак корреляционной функции на противоположный. Этот пример показывает, что схема обнаружителя с одним коррелятором непригодна для работы с сигналом со случайной фазой.

Однако, расчет огибающей аналитического сигнала, действительная и мнимая составляющие которого являются выходными процессами корреляторов на один из которых подается исходный сигнал, а на другой – его квадратура, позволяет избавиться от влияния фазы на выходной сигнал обнаружителя (см.рис.2 и рис.4). В окне «База сигнала» отображается произведение ширины его спектра на длительность. Эта величина служит также оценкой коэффициента сжатия импульса, который характеризует уменьшение его длительности (и рост амплитуды) после пропускания через согласованный фильтр.

С вкладки «ЛЧМ сигнал» можно переключиться на вкладку «Обработка с помощью СФ (согласованного фильтра) и обнаружение», которая предназначена для управления процессом моделирования и отображения его результатов (см.рис.7).

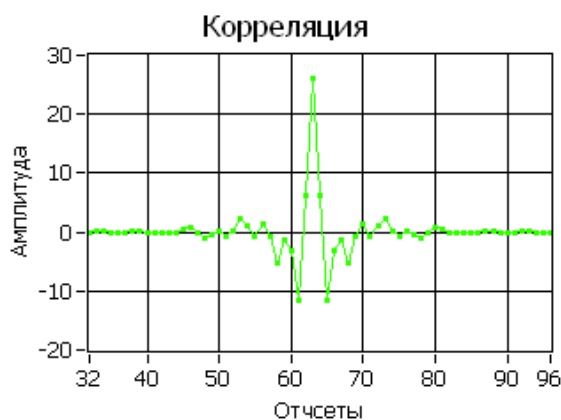


Рис.6а. Синфазные сигналы

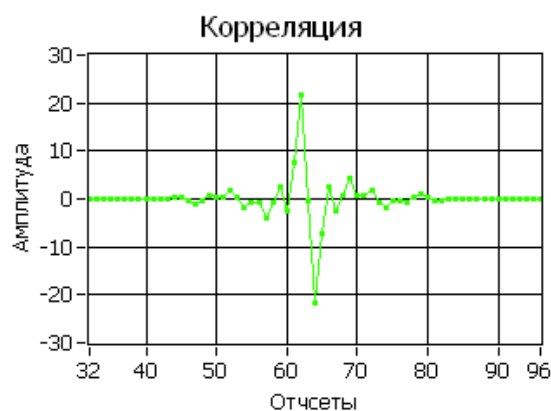


Рис.6б. Сдвиг фазы на 270°

Элемент управления «Задержка» изменяет запаздывание эхо-сигнала. С помощью регулятора «СКО шума» изменяется амплитуда и среднеквадратическое отклонение шума. Влияние этих параметров на характер процессов в различных точках функциональной схемы (рис.4) можно наблюдать на графиках «Сигнал+шум» и «Выход коррелятора». Назначение элемента управления «Порог» не требует дополнительных пояснений. В каждом цикле моделирования при превышении порога смесью сигнала и шума или шумом значение соответствующего счетчика увеличивается на 1. Для наглядности в нижней части вкладки помещены индикаторы и счетчики текущего числа правильных обнаружений и ложных тревог.

Кнопка «Измерение» запускает процесс накопления данных. При этом она меняет цвет на красный. После завершения заданного числа циклов моделирования в рамке «Результаты» отображаются отношение сигнал/шум, вероятности правильных обнаружений и ложных тревог и порог. В ходе выполнения работы эти данные должны заноситься в соответствующие таблицы.

Для известного сигнала обнаружение происходит по выходному сигналу коррелятора, который может принимать как положительные, так и отрицательные значения. Именно такой случай показан на рис.7.

Переключатель «Случайная фаза» включает генерацию равномерно распределенной фазы принятого сигнала. Переключатель «Случайная амплитуда» включает генерацию амплитуды, распределенной по закону Рэля. Поскольку в этом режиме обнаружение происходит по огибающей сигнала, которая может быть только положительной величиной, график «Выход коррелятора» меняет вид.

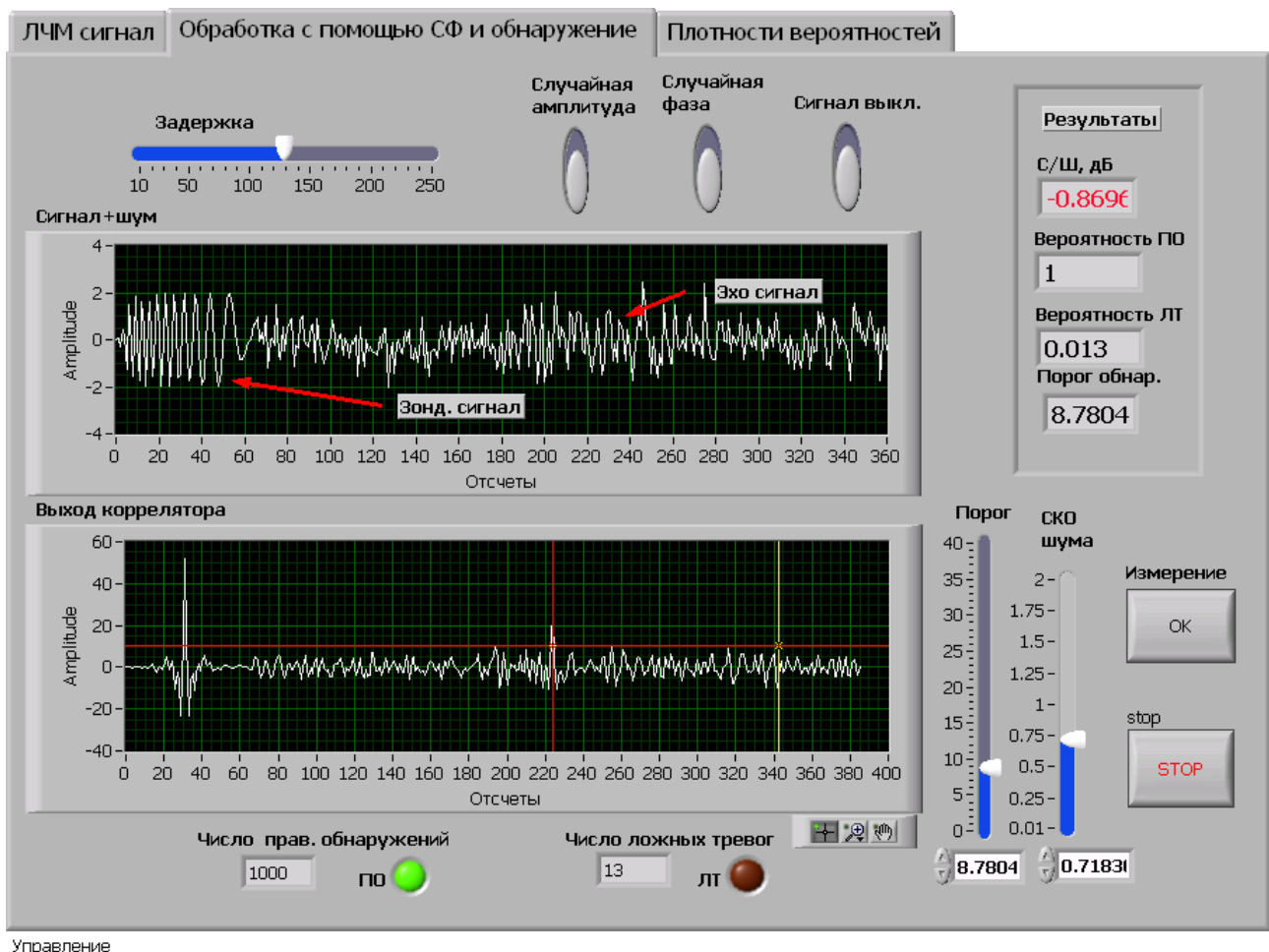


Рис.7. Вкладка «Обработка с помощью согласованного фильтра и обнаружение». Обратите внимание, что процессы на входе и выходе коррелятора принимают как положительные, так и отрицательные значения

Принятый сигнал можно отключить с помощью переключателя «Сигнал выкл.». Это необходимо для выполнения одного из заданий лабораторной работы. Дополнительная вкладка «Плотности вероятности» показывает выборочные (эмпирические) плотности вероятности (ПВ) распределения амплитуды (огibaющей) при наличии и в отсутствие сигнала (см. рис.8). На эту вкладку можно переходить после окончания измерений. Вертикальная линия на графике показывает величину порога обнаружения.

На рис.8 показаны плотности вероятностей огibaющей для варианта обнаружения сигнала со случайной амплитудой. С помощью этого рисунка можно проиллюстрировать процесс обнаружения. Если сумма сигнала и шума превышает порог, делается вывод о наличии сигнала, если нет – о его отсутствии. При многократном повторении этого процесса формируются эмпирические распределения вероятностей. Эмпирические распределения вероятностей можно использовать для оценки вероятности правильного обнаружения и ложной тревоги.

$P_{ЛТ}$ рассчитывается суммированием значений ПВ в отсутствие сигнала (левый график, распределение Рэлея), которые превышают порог.

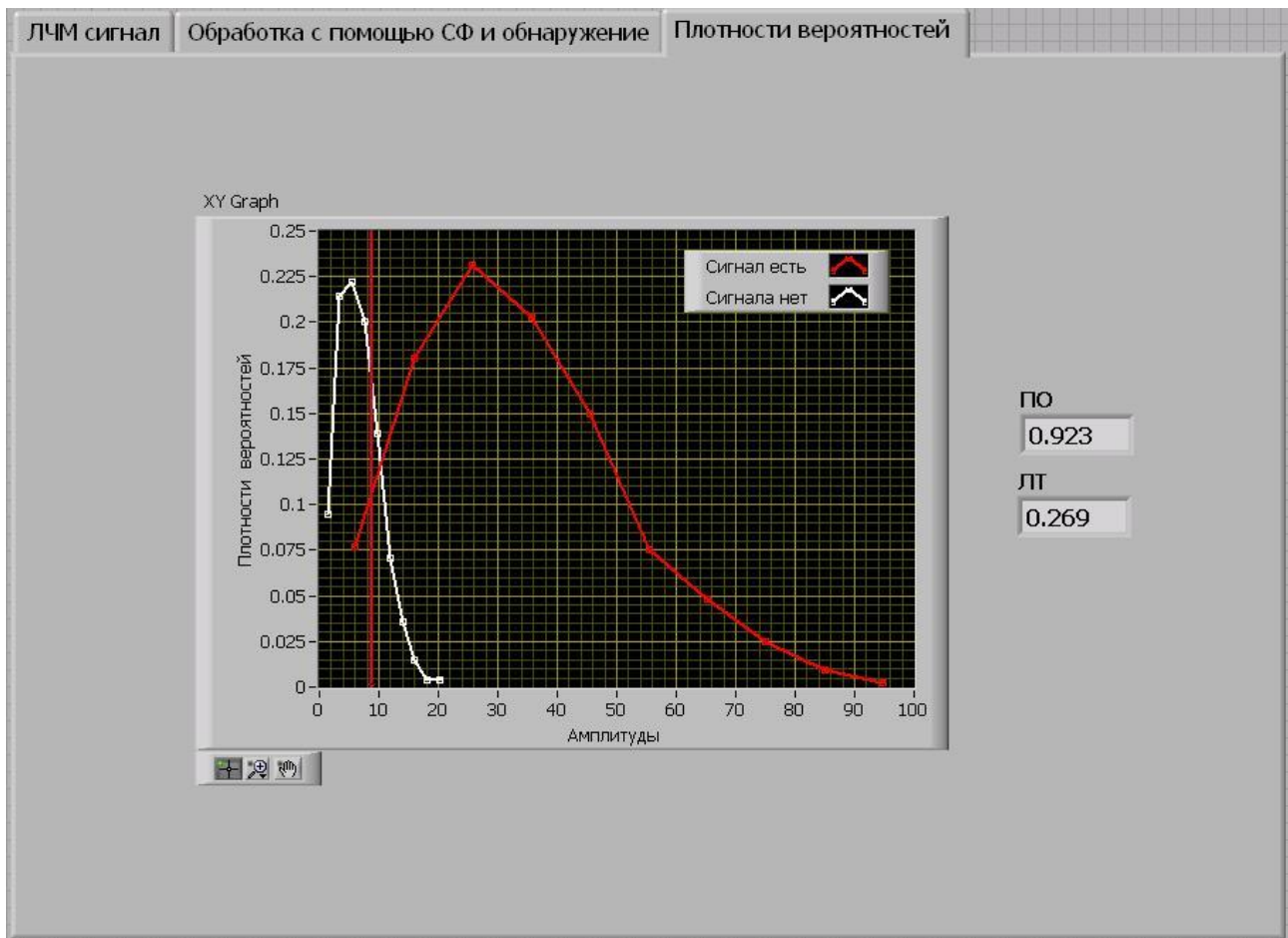



Рис.8. Вкладка «Плотности вероятностей» для сигнала со случайной амплитудой, распределенной по закону Рэлея.

$P_{\text{ПО}}$ - суммированием значений ПВ при его наличии (правый график, распределение Райса), которые также превышают порог.

Соответствующие оценки появляются на индикаторах «ПО» и «ЛТ». Вышеизложенное иллюстрирует теоретический метод расчета вероятностей ПО и ЛТ, рассмотренный в пособии [2] на стр. 34 и 54, 56.

3. Описание хода выполнения работы

1. Открыть программу Laba_SRS.vi, расположенную на рабочем столе компьютера.
2. Запустить ее, нажав «стрелку» на линейке инструментов.
3. На вкладке «ЛЧМ сигнал» изменять настройки элементов управления «Начальные и конечные частоты...», «Окно», «Фаза» и наблюдать изменения вида сигнала, его спектра и корреляции. Обратит внимание на связь этих параметров с «базой сигнала».
4. Установить значения начальной и конечной частот 0.02 и 0.4 соответственно, длительность – 64, окно – с плоской вершиной и перейти на вкладку «Обработка с помощью СФ...».

5. Установив значение «СКО шума» 0.01, варьировать «Задержку» и наблюдать изменения на графике «Сигнал+шум». Этот график показывает сигнал на входе коррелятора. На графике «Выход СФ...», который показывает огибающую сигнала после корреляторов, визуально найти максимум и установить на него красный курсор. Для этого удобно растянуть график, нажав на среднюю кнопку на панели управления графиком . Желтый курсор установить на участке, где имеется только шум (ориентироваться по верхнему графику). Управление положением курсоров включается левой кнопкой. После этого «Задержку» и положения курсоров не менять!
6. Установить значение «СКО шума» 0.3 (по цифровому дисплею) и снять зависимость вероятностей правильного обнаружения (ПО) и ложной тревоги (ЛТ) от величины порога (устанавливать с помощью цифрового дисплея). Значения порога взять из следующего ряда: в диапазоне от 0 до 1 – с шагом 0.1; в диапазоне от 1 до 3 и от 30 до 36 - с шагом 1. После установки порога нажать кнопку «Измерение» и, дождавшись окончания измерений (кнопка изменит цвет с красного на серый), считать значения из рамки «Результаты». В этой же рамке находится индикатор «С/Ш, дБ». Его значение также записать, но один раз для всего цикла измерений.
7. Повторить эти измерения для значения «СКО шума» 2.0. Значения порога взять из диапазона от 0 до 31 с шагом 2.5.
8. Выключить сигнал с помощью переключателя «Сигнал выкл.». «СКО шума» поставить в положение 0.01 и снять зависимости вероятностей ПО и ЛТ от уровня порога в диапазоне от 0 до 0.1 с шагом 0.025.
9. Выполнить задания пп.6-8 для случайной фазы и случайной фазы и амплитуды. Режим выбирать с помощью переключателей «Случайная фаза» и «Случайная амплитуда».
10. Остановить программу кнопкой «Стоп».

4. Требования к отчету

1. В начале отчета привести блок-схемы оптимального приемника радиолокационного сигнала с использованием корреляторов и согласованного фильтра, объяснить назначение их элементов. Привести теоретические формулы для РХП в случае обнаружения известного сигнала и сигнала со случайной фазой и амплитудой.
2. Сравнить спектр и корреляционную функцию ЛЧМ-сигнала для окна с плоской вершиной при различных значениях разности начальной и конечной частот. Объяснить отличия.
3. Построить на одном графике зависимости вероятности правильного обнаружения от вероятности ложной тревоги для трех значений отношения сигнал/шум при известном сигнале. Сделать то же для сигнала со случайной фазой и случайной фазой и амплитудой.

4. На графиках указать несколько одинаковых значений порога. Объяснить различия между графиками. Используя формулы для РХП, сравнить экспериментальные результаты с теоретическими.

5. Вопросы для самопроверки

1. Какая схема оптимального приемника является альтернативой корреляционной?
2. Что такое оптимальный фильтр? Является ли он линейным?
3. Как импульсная характеристика оптимального фильтра, его амплитудно – частотная и фазо -частотная характеристики связаны с сигналом?
4. Сохраняется ли форма сигнала при прохождении через оптимальный фильтр?
5. Почему оптимальный фильтр может быть также назван «согласованным»?
6. Что происходит с ЛЧМ сигналом при его прохождении через согласованный фильтр?
7. Что такое «база» сигнала?
8. Какие виды сигналов с большой базой вы знаете? Для чего они используются?

6. Литература

1. Баскаков С.И. Радиотехнические цепи и сигналы: учебн. для студентов вузов.- М.: Высшая школа, 2003.- 462 с.
2. Кривошеев В.И. Синтез оптимальных приемных устройств радиосигналов на фоне помех. Учебное пособие. Н.Новгород: Издательство Нижегородского университета, 2009. – 128 с.
3. Кук Ч., Бернфельд М. Радиолокационные сигналы: теория и применение. Пер. с англ. под ред. В.С.Кельзона. М.: Сов. Радио, 1971.-568 с.
4. Справочник по радиолокации / под. ред. М.И.Сколника. Пер. с англ. под общей ред. В.С.Вербы. В 2 книгах. Книга1. М.: Техносфера, 2014.- 672 с.

Сергей Иванович Муякшин

**ИССЛЕДОВАНИЕ РАБОЧИХ ХАРАКТЕРИСТИК ОПТИМАЛЬНОГО
ОБНАРУЖИТЕЛЯ СЛОЖНЫХ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СИГНАЛОВ**

Практикум

Компьютерная верстка – С.И.Муякшин

Федеральное государственное автономное образовательное учреждение
высшего образования
«Национальный исследовательский Нижегородский государственный университет
им. Н.И. Лобачевского».
603950, Нижний Новгород, пр. Гагарина, 23.