

МИНИСТЕРСТВО ВЫСШЕГО И СРЕДНЕГО СПЕЦИАЛЬНОГО ОБРАЗОВАНИЯ
РФ

ОБНАРУЖЕНИЕ РАДИОСИГНАЛОВ

Методическая разработка к лабораторной работе

Составители: В.В.Ёлкин, Б.В.Устинов

Ленинград
1984

СОДЕРЖАНИЕ

1.	МЕТОДИЧЕСКИЕ УКАЗАНИЯ ПО ПОДГОТОВКЕ К РАБОТЕ	3
1.1.	Корреляционный обнаружитель	3
1.2.	Техническая реализация корреляционного приёмника	6
1.3.	Фильтровой обнаружитель полностью известного сигнала	8
1.4.	Обнаружитель сигнала с неизвестной начальной фазой.....	14
1.5.	Примеры оптимальной фильтрации радиосигналов	17
2.	ОПИСАНИЕ ЛАБОРАТОРНОЙ УСТАНОВКИ	19
3.	ПОРЯДОК ИССЛЕДОВАНИЯ.....	22
3.1.	Включение установки	22
3.2.	Визуальное наблюдение сигналов и шумов в корреляционном обнаружителе	22
3.3.	Визуальное наблюдение сигналов и шумов в фильтровом обнаружителе	23
3.4.	Снятие характеристик обнаружения	24
4.	СОДЕРЖАНИЕ ОТЧЁТА	26
5.	ВОПРОСЫ ДЛЯ САМОПРОВЕРКИ	26
6.	ЛИТЕРАТУРА.....	27

Цель работы: изучение способов технической реализации оптимальных алгоритмов обнаружения радиосигналов и исследование корреляционных и фильтровых обнаружителей детерминированных сигналов с неизвестной начальной фазой.

1. МЕТОДИЧЕСКИЕ УКАЗАНИЯ ПО ПОДГОТОВКЕ К РАБОТЕ

Вопросы синтеза и анализа систем обнаружения сигналов на фоне "белого" шума подробно рассмотрены в [1,2]. В данной разработке рассмотрены вопросы технической реализации оптимальных обнаружителей и приведены структурные схемы устройств, исследуемых в лабораторной работе.

1.1. Корреляционный обнаружитель

Задача системы обнаружения сигнала - принять решение: присутствует ли в наблюдаемом на интервале времени $(0, T)$ сигнале $\zeta(t)$ полезный сигнал $S(t)$, замаскированный помехой $n(t)$, или $\zeta(t)$ содержит только помеху, т.е. система должна осуществлять проверку двух гипотез:

$$\begin{aligned} H_0 : \zeta(t) &= n(t); & 0 \leq t \leq T \\ H_1 : \zeta(t) &= S(t) + n(t); & 0 \leq t \leq T. \end{aligned} \quad (1)$$

Наиболее простым с точки зрения решения этой задачи является случай, когда все параметры полезного сигнала $S(t)$ точно известны. Достаточно часто на практике встречается ситуация, когда помеха $n(t)$, на фоне которой наблюдается полезный сигнал, представляет собой "белый" гауссов шум со спектральной плотностью $N_0/2$. Модель "белого" шума удобно использовать для помех, спектральную плотность которых можно считать постоянной на интервале частот, занимаемым спектром полезного сигнала, при этом упрощается решение задачи обнаружения сигнала.

Обычно в радиотехнических системах применяют узкополосные сигналы, ширина спектра которых мала по сравнению со значением центральной частоты спектра. Удобной математической моделью такого сигнала является

$$S(t) = \sqrt{\mathcal{E}} \cdot a(t) \cdot \cos[\omega_0 t + \varphi(t) + \varphi_0], \quad (2)$$

где \mathcal{E} - энергия полезного сигнала, ω_0 - несущая частота, $a(t)$ и $\varphi(t)$ - законы амплитудной и фазовой модуляции сигнала, представляющие собой медленно меняющиеся по сравнению с $\cos \omega_0 t$ функции времени.

Функция $S_a(t) = a(t) \cos[\omega_0 t + \varphi(t) + \varphi_0]$ характеризует временные свойства сигнала и удовлетворяет условиям нормировки:

$$\int_0^T S_a^2(t) dt = 1.$$

Синтез обнаружителя при такой постановке задачи методами статистической теории обнаружения сигналов приводит к алгоритму обработки сигналов, связанному с вычислением так называемого корреляционного интеграла Z и сравнении его с порогом h [1,2]:

$$Z = \int_0^T \zeta(t) \cdot S(t) dt \geq h \quad \text{или} \quad Z = \int_0^T \zeta(t) \cdot S(t) dt \leq h \quad (3)$$

При этом, если величина Z превышает величину заданного порога h , то принимается решение γ_1 в пользу гипотезы H_1 , т.е. о наличии сигнала $S(t)$ в наблюдаемом сигнале $\zeta(t)$. Если величина Z меньше h , то принимается решение γ_0 в пользу гипотезы H_0 , т.е. об отсутствии полезного сигнала в наблюдаемом сигнале $\zeta(t)$. Величина порога h определяется выбранным критерием оптимальности обнаружения. Алгоритм обработки, заданный выражением (3), называется корреляционной обработкой сигналов. Структурная схема оптимальной системы обработки, реализующая этот алгоритм, изображена на рис.1 и называется корреляционным обнаружителем, или корреляционным приёмником.

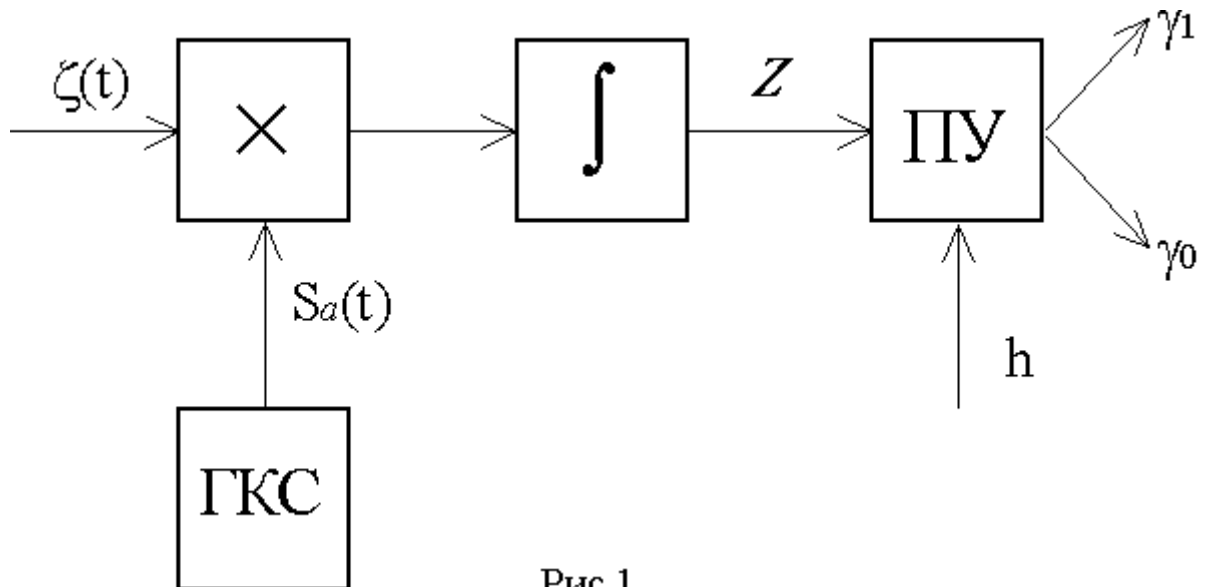


Рис.1

Схема состоит из генератора копии сигнала (ГКС), умножителя, интегратора и порогового устройства (ПУ). На умножитель подаётся наблюдаемый сигнал $\zeta(t)$ и опорный сигнал, копирующий по форме ожидаемый сигнал $S(t)$ (копия полезного сигнала не обязательно должна совпадать по амплитуде, удобнее использовать нормированную копию $S_a(t)$).

Физический смысл корреляционной обработки поясняется на рис.2, где для двух возможных в рассматриваемой задаче ситуаций: при отсутствии полезного сигнала в наблюдаемом сигнале (гипотеза H_0) и при его наличии (гипотеза H_1) показаны: а) копия ожидаемого сигнала; б) наблюдаемый сигнал $\zeta(t)$; в) результат перемножения сигналов $S_a(t)$ и $\zeta(t)$; г) результат интегрирования произведения за время наблюдения $[0, T]$. При изображении реализации помехи $n(t)$ учтено, что она имеет полосу, существенно большую, чем полезный сигнал, что позволяет считать её "белым" шумом.

При справедливости гипотезы H_0 произведение $S_a(t) \cdot \zeta(t)$ соответствует знакопеременным колебаниям помехи, промодулированным опорным колебанием $S_a(t)$ (копией полезного сигнала). При гипотезе H_1 наряду с шумовой составляющей $S_a(t) \cdot n(t)$ дополнительно появляется сигнальная $S_a(t) \cdot S(t)$, которая при интегрировании даёт регулярное смещение величины Z в область положительных значений [3].

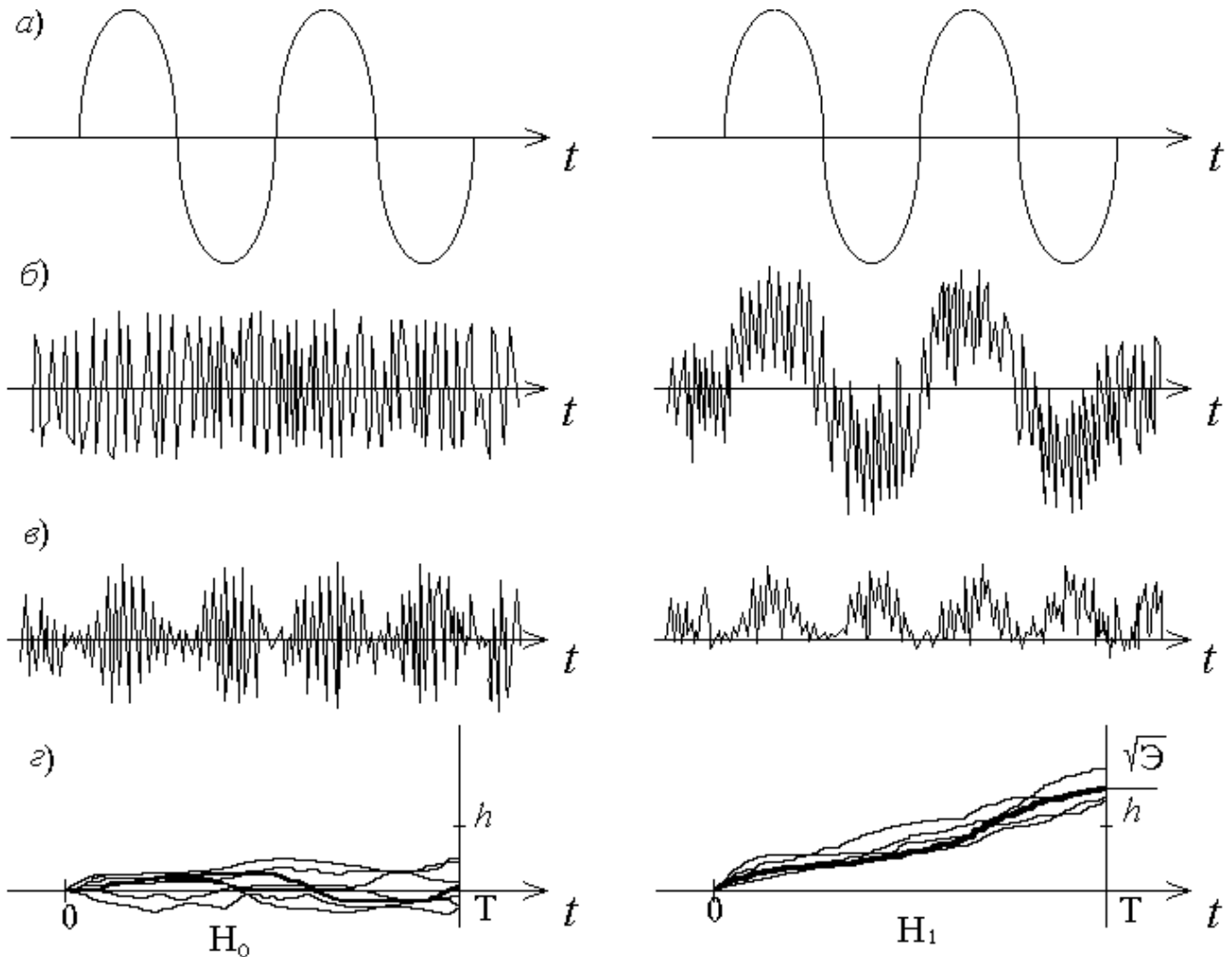


Рис.2

На рис.2,г более толстой линией нанесён результат интегрирования для конкретной реализации помехи $n(t)$, изображённой на рис.2,б. Для некоторых других возможных реализаций $n(t)$ результат интегрирования приведён в виде тонких линий. Рис.2,г иллюстрирует тот факт, что значение корреляционного интеграла за счёт того, что в наблюдаемом сигнале всегда присутствует помеха $n(t)$, является величиной случайной и непредсказуемо изменяется от наблюдения к наблюдению (для различных реализаций помехи) даже при справедливости одной и той же гипотезы.

Распределение плотности вероятности $W(Z/0)$ при отсутствии полезного сигнала $S(t)$ имеет нулевое среднее значение и дисперсию $\sigma_Z^2 = N_0 / 2$ (рис.3), а

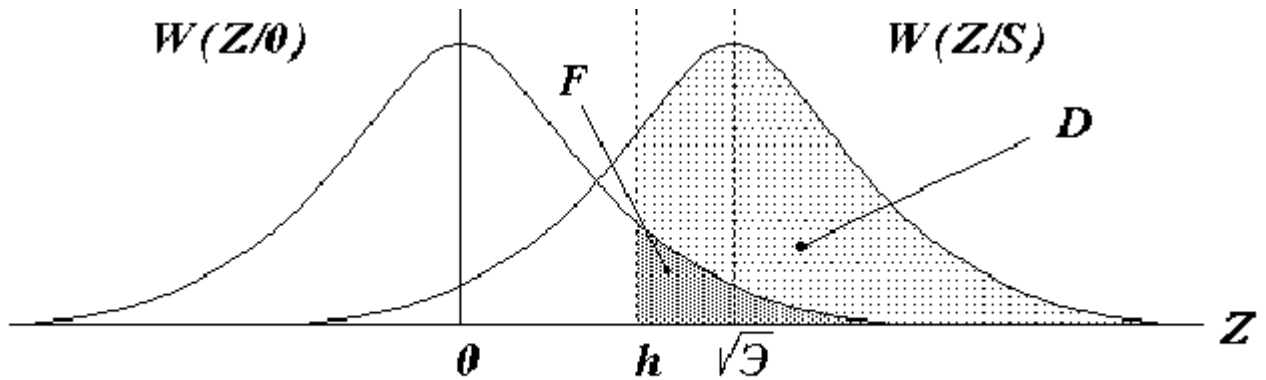


Рис.3

при его наличии сдвигается на величину $\sqrt{\epsilon}$ и переходит в распределение $W(Z/S) = W([Z\sqrt{\epsilon}]/0)$ [2]. Этот сдвиг и определяет физическую возможность обнаружения полезного сигнала на фоне помехи. Если, например, используется критерий Неймана-Пирсона, то выбором уровня порога h всегда можно обеспечить заданное значение вероятности ложной тревоги F (площадь под кривой $W(Z/0)$ справа от значения $Z=h$). При этом вероятность правильного обнаружения D определяется площадью под кривой $W(Z/S)$ справа от $Z=h$. Чем больше энергия сигнала, тем больше D . Оптимальность корреляционного обнаружителя в смысле критерия Неймана-Пирсона заключается в том, что никакая другая система обработки сигналов в рассматриваемых условиях, при заданных вероятности ложной тревоги F и энергии сигнала ϵ не может обеспечить большего значения вероятности правильного обнаружения D .

1.2. Техническая реализация корреляционного приёмника

Основными вопросами технической реализации оптимальных алгоритмов обработки сигналов является:

- разработка технических устройств, способных осуществить преобразования электрических сигналов, соответствующие математическим операциям, определяющим алгоритм обработки (современные радиотехнические устройства способны обеспечить с достаточной точностью практически любые требуемые математические операции: сложение, вычитание, умножение, дифференцирование, интегрирование, логарифмирование, ограничение по минимуму или максимуму и т.д.);
- оценка сложности технической реализации и степени точности выполнения требуемых математических операций;
- разработка подоптимальных алгоритмов и, соответственно, их техническая реализация, если оптимальные устройства оказываются недопустимо сложными;
- оценка эффективности оптимальных и более простых с точки зрения технической реализации подоптимальных алгоритмов и устройств;

- вычисление проигрыша в эффективности обработки сигналов при использовании подоптимальных устройств.

Из теории электрических и радиотехнических цепей известно, что если на нелинейное устройство подать два напряжения вида (2), то выходное напряжение будет содержать составляющую, пропорциональную произведению амплитуд входных колебаний [4]. В качестве такого нелинейного устройства может быть использован фазовый детектор. Интегратор может быть реализован с помощью известных из курса импульсных устройств интегрирующих схем (в простейшем случае RC -цепь с большой постоянной времени). В качестве порогового устройства можно использовать схему сравнения уровней или заторможенный релаксационный генератор, на которые подаётся запирающее напряжение, соответствующее порогу h .

Теоретическая схема корреляционного приёмника (рис.1) должна включать в себя идеальное интегрирующее звено, обладающее свойством "запоминания" напряжения на длительное время. При повторном использовании схемы напряжение на выходе интегратора, накопившееся за счёт действия помехи или смеси полезного сигнала и помехи, не будет равно нулю. Поэтому для многократного использования устройства "память" интегратора должна "очищаться" после принятия решения. Это приводит к необходимости включения в схему ключевого каскада (КК), позволяющего привести схему в исходное состояние. Кроме того, сравнение напряжения на выходе коррелятора с порогом должно осуществляться только после того, как сформируется значение корреляционного интеграла, т.е. после окончания наблюдения принятой реализации в момент времени T , который на практике совпадает, как правило, с моментом окончания полезного сигнала. Для сокращения времени, необходимого для принятия решения, напряжение с выхода коррелятора должно подаваться на пороговое устройство сразу по окончании полезного сигнала. Эту роль может выполнить ключ, замыкающийся в момент времени $t=T$. Схема оптимального обнаружителя с учётом всех рассмотренных выше уточнений и дополнений приведена на рис.4.

Очевидно, что эта схема пригодна для любого сигнала $S(t)$ с любым видом модуляции $a(t)$ и $\varphi(t)$. При этом в схеме будет меняться только генератор копии сигнала.

Чем сложнее сигнал $S(t)$, тем сложнее должен быть и генератор копии сигнала, так как копию необходимо воспроизводить с большой точностью по таким параметрам сигнала, как законы изменения амплитуды и фазы, начальная фаза, время прихода сигнала, несущая частота и т.д. Наибольшие трудности обычно возникают при воспроизведении в копии фазы полезного сигнала, особенно начальной фазы. В связных, радионавигационных и других системах, где передатчик и приёмник разнесены в пространстве, обеспечение такой стабильности частоты, чтобы сдвиг фазы независимо работающих передатчика и генератора копии сигнала сохранялись в течение длительного времени, оказывается очень сложной технической задачей.

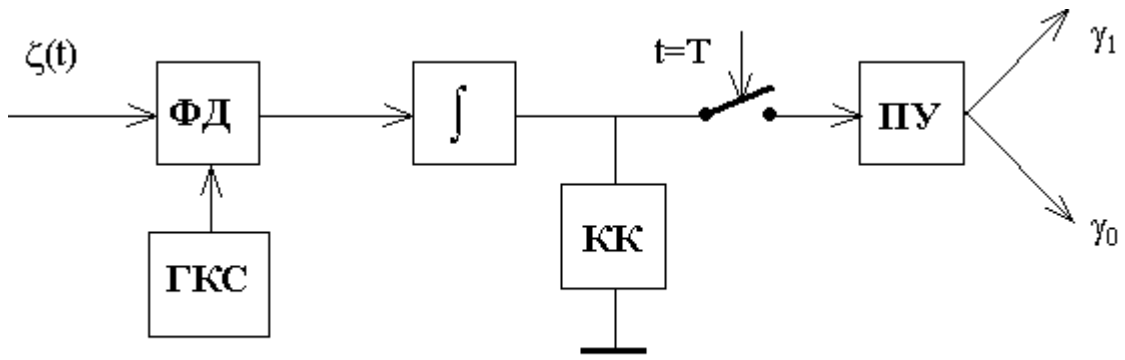


Рис.4

В практических системах используют фазовую синхронизацию с помощью схем фазовой автоподстройки частоты. В совмещённых радиотехнических системах, таких как радиолокационные, в принципе можно использовать сигнал, вырабатываемый в передатчике. Однако здесь возникают большие трудности, связанные с неизвестным временем прихода сигнала, отражённого от объекта, сдвигом фазы при отражении, а также часто неизвестным сдвигом частоты (соответственно и фазы) за счёт доплеровского эффекта при движении объекта. В этом случае уже нельзя считать параметры сигнала полностью известными и необходимо решать другую, более сложную, задачу обнаружения сигнала с неизвестными параметрами.

Кроме того, реализация оптимального обнаружителя для полностью известного сигнала в виде корреляционного приёмника пригодна для фиксированного значения времени запаздывания t_3 полезного сигнала. Если требуется дополнительно обнаруживать сигнал с другим значением этого параметра, то необходимо использовать дополнительные каналы приёма, аналогичные изображённому на рис.4, или усложнить ГКС с целью обеспечения возможности быстрой перестройки его по времени запаздывания с сохранением высоких требований к точности воспроизведения параметров сигналов в их копиях, что является трудной задачей.

1.3. Фильтровой обнаружитель полностью известного сигнала

Более удобным с практической точки зрения является устройство, которое обеспечило бы формирование значения корреляционного интеграла для любого t_3 :

$$Z(t_3) = \int_{-\infty}^{\infty} \zeta(t) S_a(t - t_3) dt \quad (5)$$

Здесь учтено, что подынтегральное выражение в уравнении (3) отлично от нуля только на интервале времени, содержащем копию полезного сигнала $S_a(t)$, поэтому значение корреляционного интеграла не изменяется при расширении времени наблюдения от $-\infty$ до ∞ . Интеграл (5) соответствует математической операции интегральной свёртки. В то же время из теории линейных электрических цепей известно, что интеграл свёртки выражает напряжение на выходе линейного фильтра, импульсная характеристика которого равна

$$h(\tau) = S_a(\nu - \tau), \quad (6)$$

что соответствует зеркальному отображению функции $S_a(\tau)$ относительно прямой, проходящей через точку $\tau = \nu / 2$.

Импульсная характеристика линейного фильтра описывает реакцию системы на входное воздействие в виде единичного импульса $\delta(\tau)$, поданного в момент времени $\tau = 0$, и принимает отличные от нуля значения лишь при $\tau \geq 0$, так как следствие не возникает раньше вызывающей его причины (рис. 5).

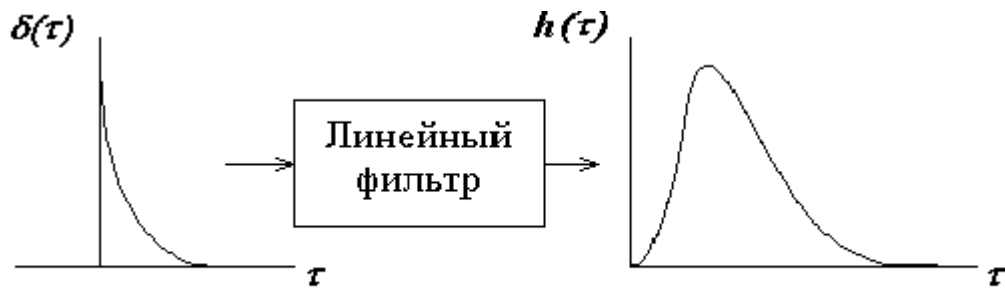


Рис.5

Построение графика $S_a(\nu - \tau)$ показано на рис.6,а. Кривая $S_a(-\tau)$ является зеркальным отражением сигнала $S_a(\tau)$ с осью ординат в качестве оси симметрии. Функция $S_a(\nu - \tau)$, сдвинутая относительно $S_a(-\tau)$ на величину ν вправо, также зеркальна по отношению к сигналу $S_a(\tau)$, но с осью симметрии, проходящей через точку $\nu / 2$ на оси абсцисс. Для простоты рассмотрим случай, когда полезный сигнал является видеосигналом.

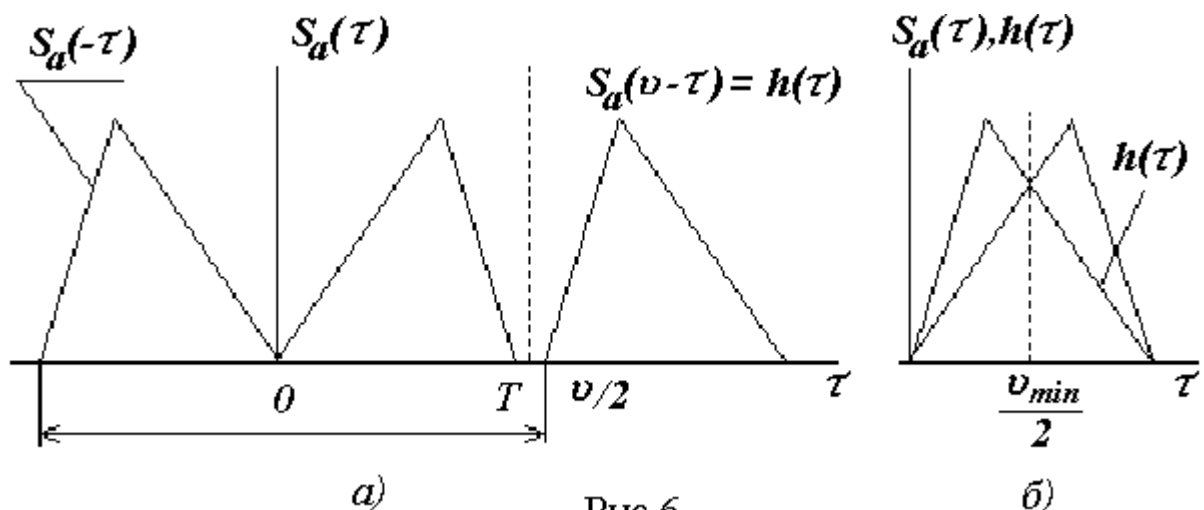


Рис.6

Поскольку импульсная характеристика не может начинаться при $\tau \leq 0$, то, очевидно, что задержка ν должна быть больше или равна длительности полезного сигнала T . Причём разные значения ν соответствуют различным фильтрам. Импульсная характеристика фильтра с минимальной задержкой ν_{\min} показана на рис. 6,б.

Выходное напряжение фильтра в момент времени t может быть представлено в виде [4]

$$U_{\text{вых}}(t) = C \int_{-\infty}^{\infty} \zeta(\tau) h(t-\tau) d\tau \quad (7)$$

где C - коэффициент усиления фильтра.

Подставим в уравнение (7) выражение импульсной характеристики в виде (6), тогда напряжение на выходе фильтра будет иметь вид

$$U_{\text{вых}}(t) = C \int_{-\infty}^{\infty} \zeta(\tau) S_a(\nu - t + \tau) d\tau \quad (8)$$

Сравнение соотношений (5) и (8) показывает, что для решения поставленной задачи достаточно соблюдения условия равенства аргументов при $S_a(\tau)$

$$\nu - t + \tau = \tau - t_3, \quad (9)$$

откуда получим значение текущего момента времени t , при котором равны между собой правые части выражений (5) и (8)

$$t = \nu + t_3. \quad (10)$$

Таким образом, мы получили требуемый результат; выходное напряжение фильтра с импульсной характеристикой вида (6) в момент времени $\nu + t_3$ равно, с точностью до масштабного множителя C , значению корреляционного интеграла для времени запаздывания

$$U_{\text{вых}}(\nu + t_3) = CZ(t_3). \quad (11)$$

Величины C и ν - постоянные, определяемые параметрами фильтра. Вполне естественно желание сформировать значение $\zeta(t_3)$ как можно раньше, поэтому используют, как правило, фильтры с минимальной задержкой $\nu_{\text{min}} = T$. При этом напряжение на выходе фильтра равно (при $C = 1$) значению корреляционного интеграла в момент окончания полезного сигнала $t = T$. Такой фильтр позволяет реализовать оптимальный алгоритм обнаружения сигнала (3) и называется **оптимальным** фильтром.

Передаточная характеристика фильтра связана с его импульсной характеристикой преобразованием Фурье

$$H(j\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} h(t) e^{-j\omega t} dt = \int_{-\infty}^{\infty} S_a(\nu - t) e^{-j\omega t} dt. \quad (12)$$

Введём обозначение $\tau = \nu - t$ и полагая $\nu = T$, перепишем (12) в виде

$$H(j\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} S_a(\tau) e^{-j\omega(\nu - \tau)} d\tau = e^{-j\omega\nu} \int_{-\infty}^{\infty} S_a(\tau) e^{-j\omega\tau} d\tau. \quad (13)$$

Так как спектр полезного сигнала

$$S_a(j\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} S_a(t) e^{-j\omega t} dt, \quad (14)$$

то можно уравнение (13) представить в виде

$$H(j\omega) = e^{-j\omega T} \dot{S}_a(j\omega) \quad (15)$$

Таким образом, передаточная характеристика фильтра должна с точностью до постоянного множителя $e^{-j\omega T}$ совпадать с комплексно-сопряжённым спектром полезного сигнала [2,4]. Поэтому такой фильтр называется согласованным с сигналом $S_a(t)$ или просто согласованным фильтром.

Физически воздействие амплитудно-частотной характеристики фильтра на сигнал и шумовую помеху характеризуется тем, что на выходе фильтра в большей степени подавляются те спектральные составляющие входной смеси сигнала и помехи, на которых меньше спектральная плотность полезного сигнала, т.е. меньше соотношение сигнал/помеха. В результате ослабление сигнала из-за неравномерности амплитудно-частотной характеристики фильтра будет выражено в меньшей степени, чем ослабление помехи, и соотношение сигнал/помеха на выходе возрастает и достигает при использовании согласованного фильтра своего максимально возможного значения [4].

Воздействие фазочастотной характеристики согласованного фильтра можно пояснить, если представить спектр входного полезного сигнала $S(t)$ в виде

$$S(j\omega) = S(\omega) e^{j\varphi_s(\omega)},$$

где $S(\omega)$ и $\varphi_s(\omega)$ - амплитудно- и фазочастотные характеристики спектра полезного сигнала.

Тогда, согласно (15), передаточная характеристика согласованного фильтра будет иметь вид

$$H(j\omega) = S_a(\omega) e^{-j[\varphi_s(\omega) + \omega T]}$$

Полезный сигнал на выходе фильтра

$$S_{\text{вых}}(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S(j\omega) H(j\omega) e^{j\omega t} d\omega = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S(\omega) S_a(\omega) e^{j\omega(t-T)} d\omega$$

достигает своего максимального значения в момент $t=T$, когда

$$S_{\text{вых max}}(t) = S_{\text{вых}}(T) = \frac{1}{2\pi} \int S(\omega) S_a(\omega) d\omega = \sqrt{\mathcal{E}}$$

Если рассмотреть форму полезного сигнала на выходе фильтра $S_{\text{вых}}(t)$, то оказывается, что она совпадает с точностью до постоянного множителя с автокорреляционной функцией полезного сигнала (рис.7), т.е. согласованный фильтр существенно искажает входной полезный сигнал. Однако это не является в данном случае недостатком, так как задачей фильтра является не точное воспроизведение полезного сигнала, а обеспечение наилучшего его обнаружения на фоне помехи.

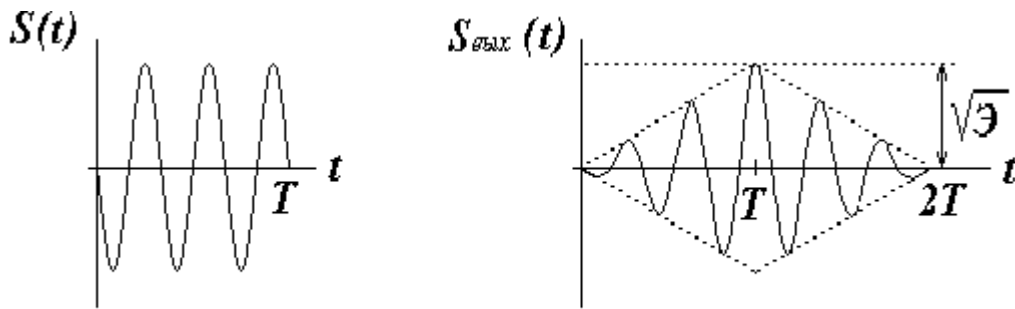


Рис. 7

Структурная схема оптимального обнаружителя с согласованным фильтром показана на рис. 8.

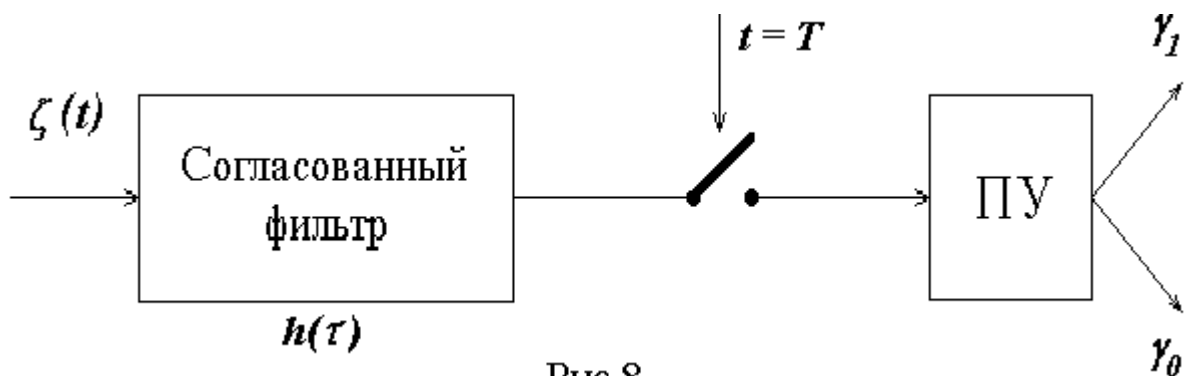


Рис. 8

Согласованный фильтр не реагирует на начальную фазу полезного сигнала, но её необходимо знать для управления моментом сравнения напряжения на выходе фильтра с порогом. Момент этот для фильтра с минимальной задержкой должен точно соответствовать окончанию полезного сигнала, при этом отношение сигнал/помеха на выходе фильтра максимально.

Изменение выходного напряжения фильтра при различных гипотезах показано на рис. 9,а,б.

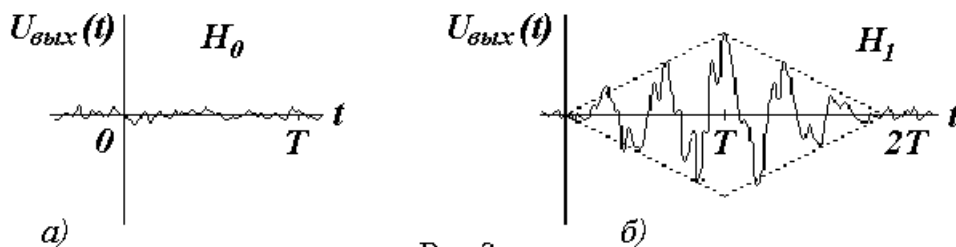


Рис. 9

При действии только помехи (гипотеза H_0) напряжение на выходе фильтра представляет собой стационарный случайный процесс. Причём, если помеха является нормальным “белым” шумом, то шум на выходе линейного фильтра (рис. 9,а) остаётся нормальным и имеет корреляционную функцию, совпадающую по форме с корреляционной функцией полезного сигнала. При справедливости гипотезы H_1 в выходном напряжении фильтра дополнительно появляется сигнал

ная составляющая, совпадающая с корреляционной функцией полезного сигнала (см. рис. 7). После окончания действия полезного сигнала напряжение на выходе фильтра падает (в отличие от выходного напряжения коррелятора, которое сохраняется сколь угодно долго).

Согласованный фильтр существенно отличается от коррелятора характером изменения напряжения помех на выходе. До момента появления копии полезного сигнала ($t < 0$) напряжение помех на выходе коррелятора равно нулю, при воздействии копии ($0 \leq t \leq T$) - представляет собой нестационарный случайный процесс с увеличивающейся дисперсией (рис. 2), затем до момента "сброса" является постоянной величиной. При использовании согласованного фильтра помеха может действовать на входе достаточно долго, на выходе имеет место установившийся случайный процесс с постоянной дисперсией.

Оказывается, что отношение сигнал/помеха в момент окончания действия полезного сигнала для коррелятора и для согласованного фильтра одно и то же, так как на их выходах напряжения за счёт действия сигнала одинаковы, а дисперсия нестационарного случайного процесса на выходе коррелятора достигает в момент окончания полезного сигнала значения дисперсии стационарного случайного процесса на выходе согласованного фильтра [2,4].

Различие в работе коррелятора и согласованного фильтра не проявляется, если их выходы использовать только в момент окончания действия полезного сигнала.

Основное отличие коррелятора от согласованного фильтра состоит в том, что при прохождении полезного сигнала (без помехи) на выходе коррелятора получается значение автокорреляционной функции полезного сигнала, соответствующее нулевому сдвигу по времени между сигналом и его копией, когда значение автокорреляционной функции максимально. На выходе согласованного фильтра при действии полезного сигнала формируется напряжение, соответствующее по форме всей автокорреляционной функции полезного сигнала (см. рис.7). В момент окончания сигнала на выходе согласованного фильтра так же, как и в корреляторе, сформируется максимальное значение функции автокорреляции полезного сигнала.

Одноканальный коррелятор даёт на выходе значение корреляционного интеграла, равное максимуму автокорреляционной функции, только в том случае, когда копия полностью повторяет временные характеристики полезного сигнала. Если между сигналом и его копией существует задержка τ_z вследствие неточного воспроизведения в копии параметров сигнала, например начальной фазы, то сигнальная составляющая на выходе коррелятора будет изменяться в соответствии с поведением автокорреляционной функции, например, при отличии фазы полезного сигнала от фазы его копии сигнальная составляющая в выходном напряжении для определённых значений разности начальных фаз $\Delta\varphi_0$ сигнала и его копии может равняться нулю ($\Delta\varphi_0 = \pi/2$) или принимать отрицательное значение ($\Delta\varphi_0 = \pi$) в соответствии с изменением значений автокорреляционной функции (см. рис.7). При этом снижается вероятность правильного обнаружения сигнала и для $\Delta\varphi_0 = \pi/2$ она равна вероятности ложной тревоги, а для $\Delta\varphi_0 = \pi$ даже меньше

её. Это определяет высокие требования к точности воспроизведения параметров сигнала, в частности начальной фазы, при формировании его копии.

Точно также в схеме с согласованным фильтром информация о фазе полезного сигнала используется для управления моментом сравнения напряжения на выходе фильтра с порогом. Требования к точности управления этим моментом также высокие, так как сравнение должно производиться точно в момент окончания полезного сигнала, когда автокорреляционная функция сигнала, формирующаяся на выходе согласованного фильтра, имеет максимальное значение.

На практике можно использовать синхронный детектор, на который подаётся опорное напряжение с соответствующей фазой, а на выходе получается огибающая автокорреляционной функции сигнала. При этом требования к точности управления моментом сравнения снижаются, так как изменение огибающей автокорреляционной функции происходит значительно медленнее, чем изменение её мгновенных значений, но по-прежнему высокие требования предъявляются к точности воспроизведения начальной фазы в опорном напряжении, подаваемом на синхронный детектор. Использование амплитудного детектора для выделения огибающей на выходе фильтра недопустимо, так как это приведёт к снижению отношения сигнал/помеха на выходе устройства и ухудшению эффективности обнаружения сигнала.

Анализ эффективности работы обнаружителей сигналов с полностью известными параметрами подробно рассмотрен в [2,3].

1.4. Обнаружитель сигнала с неизвестной начальной фазой

При обнаружении сигнала с полностью известными параметрами единственным источником неопределённости в принимаемом сигнале $\zeta(t)$ была аддитивная помеха. Но такая ситуация на практике встречается крайне редко. Как правило, приходится иметь дело с ситуацией, когда известна форма сигнала, а ряд его параметров на входе приёмного устройства радиотехнической системы неизвестен. Такими параметрами могут быть амплитуда, начальная фаза, время прихода, несущая частота, угловое положение источника сигнала и т. д.

На практике разделяют неизвестные параметры сигнала на информативные (полезные, фиксируемые) и неинформативные (мешающие, нефиксируемые). Например, в радиолокации излучаемый сигнал, представляющий собой высокочастотный импульс, при отражении от объекта приобретает случайный фазовый сдвиг, что приводит к неизвестности начальной фазы полезного сигнала при приёме. Незвестная начальная фаза не несёт полезной информации об объекте при решении задачи обнаружения, а только затрудняет это решение, т. е. является мешающим параметром. Но можно привести примеры, когда неизвестная начальная фаза является информативным параметром и должна фиксироваться, что справедливо, в частности, при решении задачи определения формы лоцируемого объекта. В большинстве практических задач обнаружения сигналов начальная фаза является мешающим случайным параметром, значение которого во время наблюдения и принятия решения неизвестно. Случайный фазовый сдвиг вызыва

ется перемещением объекта, неизвестностью и изменением условий отражения и распространения зондирующего сигнала и т. д. Строго говоря, это приводит к неизвестности задержки огибающей сигнала. Однако длительность сигнала всегда много больше, чем период несущей частоты, и небольшие изменения задержки можно рассматривать только как изменения фазы, а время начала и конца полезного сигнала считать известным с точностью до периода высокой частоты.

Поведение выборочных значений случайной начальной фазы φ_0 характеризуется плотностью вероятности $W(\varphi_0)$. При решении радиолокационных задач, как правило, имеет место ситуация, когда начальная фаза может равновероятно принимать любое значение в интервале от 0 до 2π , т. е.

$$W(\varphi_0) = \frac{1}{2\pi}; \quad 0 \leq \varphi_0 \leq 2\pi \quad (16)$$

Из теории обработки сигналов известно [1,3], что отношение правдоподобия для этого случая равно

$$l = \exp\left\{-\frac{\mathcal{E}}{N_0}\right\} \cdot I_0\left\{\frac{2\sqrt{\mathcal{E}}}{N_0} \sqrt{Z_1^2 + Z_2^2}\right\}, \quad (17)$$

где I_0 - модифицированная функция Бесселя первого рода нулевого порядка,

$$Z_1 = \int_0^T \zeta(t)a(t) \cos[\omega_0 t + \varphi(t)] dt$$

$$Z_2 = \int_0^T \zeta(t)a(t) \sin[\omega_0 t + \varphi(t)] dt \quad (18)$$

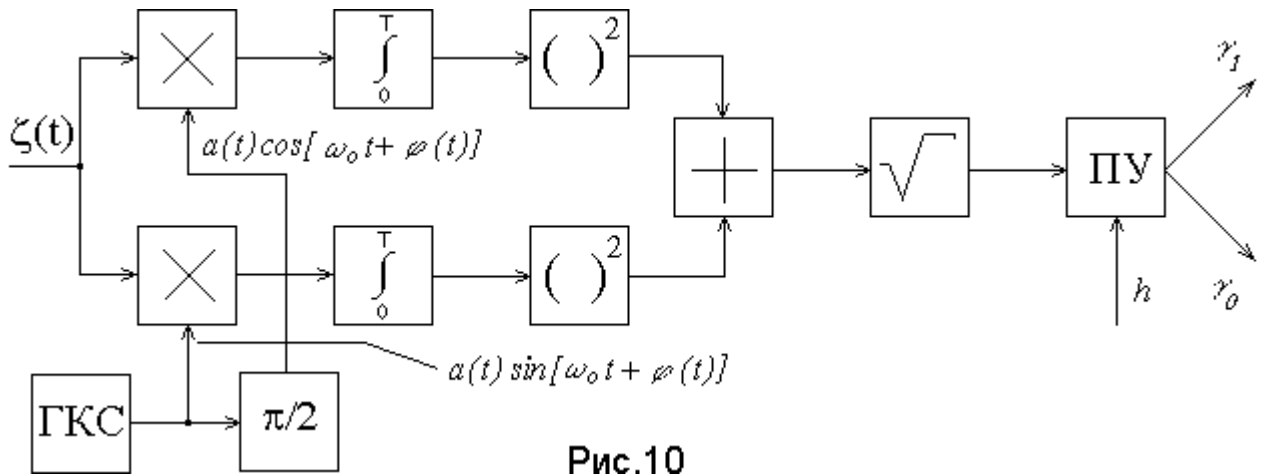
С учётом монотонности функции Бесселя $I_0(x)$ оптимальный алгоритм обнаружения будет иметь вид [3]

$$\mathbf{Z} = \sqrt{Z_1^2 + Z_2^2} \underset{H_0}{\overset{H_1}{\approx}} h, \quad (19)$$

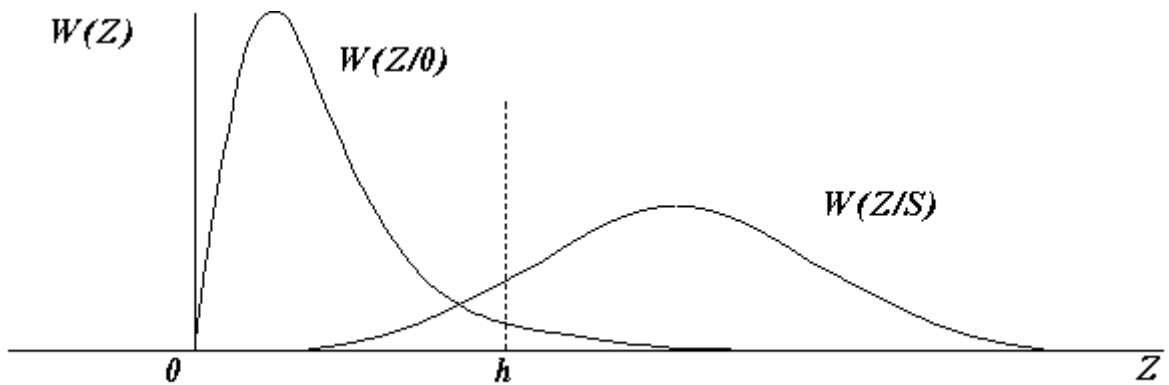
где \mathbf{Z} - модульное значение корреляционного интеграла, Z_1 и Z_2 - корреляционные интегралы, определяемые из (18).

Структурная схема оптимального корреляционного обнаружителя сигнала с неизвестной начальной фазой приведена на рис. 10.

В качестве опорных колебаний на умножители подаются сдвинутые по фазе на 90° колебания высокой частоты. Такие колебания в радиотехнике называются квадратурными, и схема рис. 10 называется корреляционной схемой с двумя квадратурными каналами. Наличие двух каналов исключает потерю полезного сигнала за счёт незнания его начальной фазы, так как уменьшение значения Z_1 при изменении фазы всегда связано с приращением Z_2 и наоборот, при этом значение \mathbf{Z} от фазы зависеть не будет [3].



При квадратурном суммировании помех в двухканальном корреляторе происходит увеличение их интенсивности и изменение функции распределения от нормальной к обобщённой (рис. 11), что приводит к увеличению вероятности появления больших выбросов помехи.



Для обеспечения заданной вероятности ложной тревоги (по критерию Неймана-Пирсона) необходимо повышать порог h , что приводит к снижению вероятности правильного обнаружения полезного сигнала по сравнению с сигналом с полностью известными параметрами.

Вопросы технической реализации рассмотренного устройства решаются аналогично тому, как это делалось для корреляционного обнаружителя полностью известного сигнала.

Более простую реализацию устройства можно получить при использовании согласованного фильтра, который не реагирует на изменение начальной фазы полезного сигнала.

Согласованный фильтр в момент времени, соответствующий окончанию действия полезного сигнала, формирует на выходе напряжение, пропорциональное значению корреляционного интеграла. При неизвестной начальной фазе сигнала устройство должно выделять огибающую автокорреляционной функции, значение которой в момент окончания действия полезного сигнала равно модульному значению корреляционного интеграла. Для этого необходимо вклю

чить в схему после согласованного фильтра амплитудный детектор. Синхронный детектор в данной ситуации использовать нельзя, так как неизвестна начальная фаза полезного сигнала. Схема оптимального обнаружителя сигнала со случайной фазой с согласованным фильтром приведена на рис. 12.

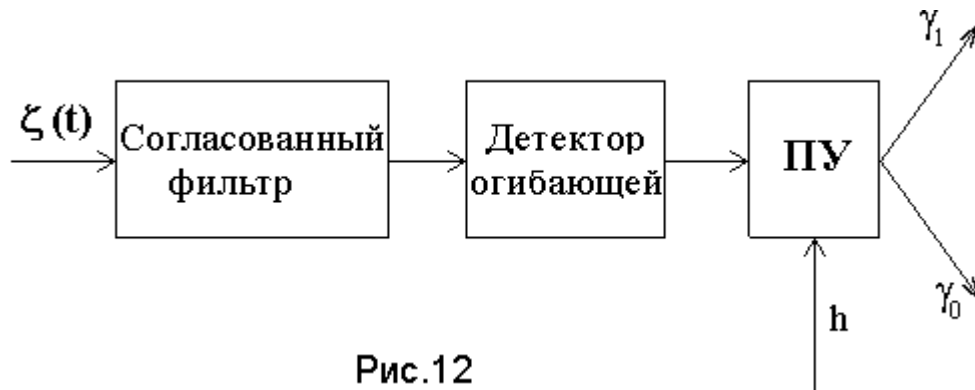


Рис.12

1.5. Примеры оптимальной фильтрации радиосигналов

Одиночный колокольный радиоимпульс описывается выражением

$$S(t) = e^{-\alpha t^2} \cos 2\pi f_0 t \quad (20)$$

Преобразование Фурье даёт спектральную плотность этого импульса

$$S(f) = S_0 [e^{-b(f-f_0)^2} + e^{-b(f+f_0)^2}], \quad (21)$$

где

$$S_0 = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{\pi}{\alpha}} \quad ; \quad b = \frac{\pi^2}{\alpha} .$$

Таким образом, для колокольного радиоимпульса амплитудно-частотный спектр как в области $f > 0$ (первое слагаемое), так и в области $f < 0$ (второе слагаемое) является колокольным. Чтобы построить согласованный фильтр, нужно использовать линейную систему с колокольной амплитудно-частотной и линейной фазочастотной характеристиками. Такие характеристики имеет многокаскадный резонансный усилитель с настроенными на частоту f_0 колебательными контурами. Спектральная плотность сигнала на выходе усилителя сужается в $\sqrt{2}$ раз, что приводит к увеличению длительности этого сигнала в $\sqrt{2}$ раз по сравнению с входным.

Когерентная пачка колокольных радиоимпульсов (рис. 13) представляет собой последовательность одинаковых сигналов вида (20), сдвинутых по отношению к соседним на одинаковый временной интервал T_p , называемый периодом посылки. Формирование оптимальной импульсной характеристики

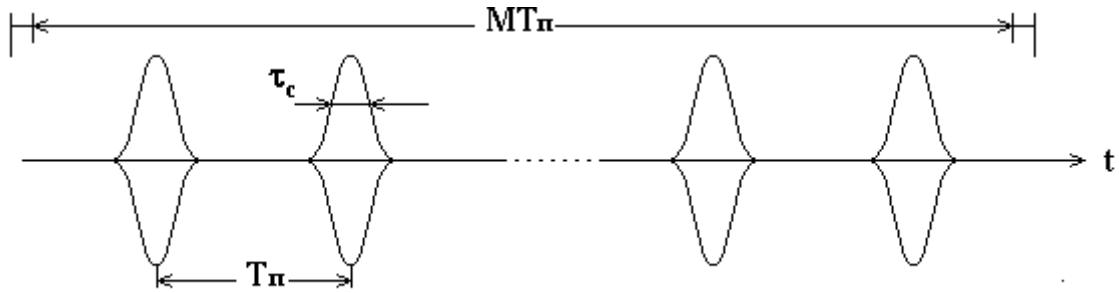


Рис.13

фильтра может быть осуществлено при использовании резонансного усилителя, согласованного с одиночным импульсом, и последовательно с ним включённой неискажающей линии задержки с отводами и общим сумматором (рис.14).

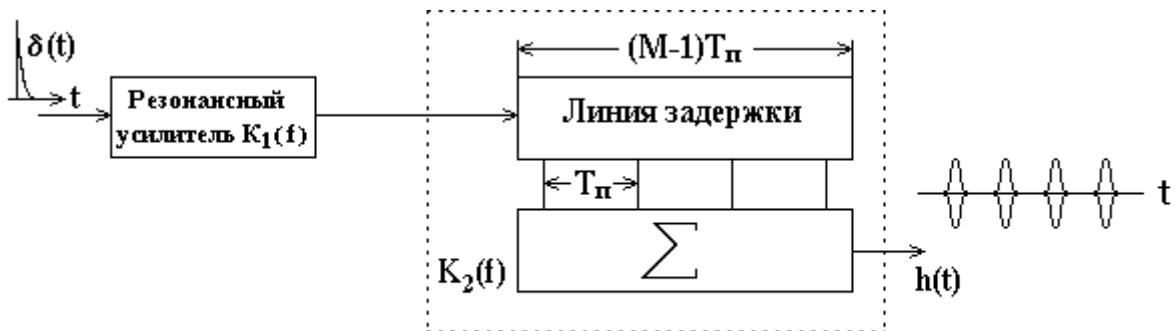


Рис.14

Импульсная характеристика резонансного усилителя (т.е. отклик его на единичный импульс $\delta(\tau)$) представляет собой колокольный импульс, соответствующий зеркально отражённому по времени и задержанному на определённое время задержки ожидаемому импульсу, с которым согласована передаточная характеристика усилителя. На выходе сумматора можно при этом добиться (за счёт выбора расположения отводов линии задержки, их числа и коэффициентов передачи) получения такой пачки колокольных радиоимпульсов, которая совпадает с зеркально отражённой по времени и задержанной на определённое время задержки ожидаемой пачкой колокольных радиоимпульсов. Как известно, такая импульсная характеристика соответствует линейной системе, согласованной с пачкой колокольных радиоимпульсов.

Процесс оптимальной фильтрации пачки показан на рис. 15. Пачки импульсов $\omega_1(t-kT_n)$ снимаются с отводов линии задержки и отличаются от входных импульсов увеличенной в $\sqrt{2}$ раз длительностью. Пачка $\omega_2(t)$ на выходе сумматора содержит $(2M-1)$ импульс, где M - число импульсов во входной пачке, имеет огибающую ромбической формы с длительностью по нулям $2MT_n$.

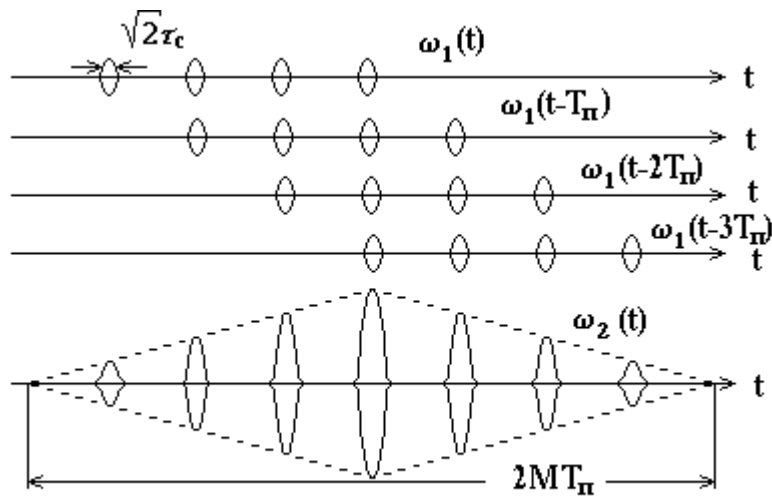


Рис.15

Амплитудно-частотная характеристика резонансного усилителя $|K_1(f)|$ имеет колокольную форму, а амплитудно-частотная характеристика $|K_2(f)|$ второго звена, включающая линию задержки и сумматор, является гребенчатой (рис. 16,а) с периодически повторяющимися через интервал $1/T_n$ зубцами шириной по нулям $2/MT_n$.

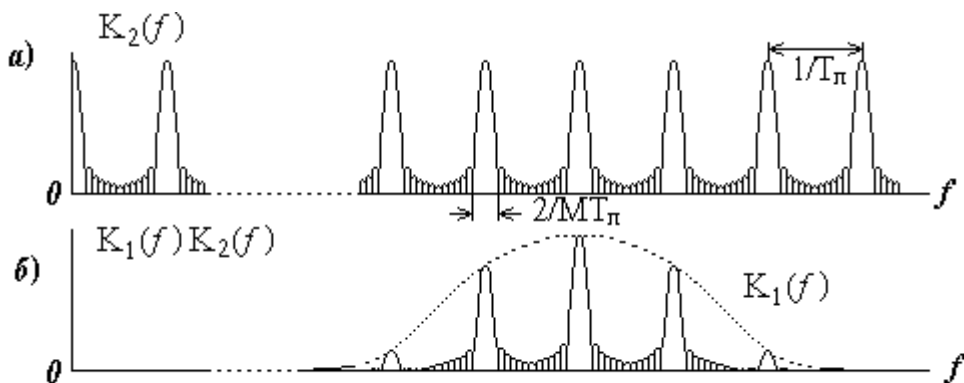


Рис.16

Результирующая амплитудно-частотная характеристика всего устройства $|K_1(f)K_2(f)|$ (рис. 16б) практически ограничена колокольной характеристикой $|K_1(f)|$ и совпадает с гребенчатым амплитудно-частотным спектром когерентной пачки колокольных радиоимпульсов [3].

2. ОПИСАНИЕ ЛАБОРАТОРНОЙ УСТАНОВКИ

Лабораторная установка, функциональная схема которой изображена на рис. 17, позволяет проверить основные теоретические положения и исследовать свойства обнаружителей радиосигналов корреляционного и фильтрового типа. В состав лабораторной установки входят:


- макет обнаружителя радиосигналов;

- генератор импульсов (ГИ) типа Г5-15;
- осциллограф С1-70;
- частотомер ЧЗ-35;
- источники питания;
- аттенюатор сигнала (АТТ).

Работа всей установки синхронизируется от ГИ, импульсы которого используются для формирования радиосигналов в макете и синхронизации развёртки осциллографа. Кроме того, импульсы ГИ подаются на вход "В" частотомера, что позволяет использовать его в режиме деления.

Канал формирования полезного сигнала включает в себя генератор синусоидальных колебаний частотой 30 МГц (Г), модулятор полезного сигнала (МПС), конструктивно размещённые в макете, и внешний аттенюатор сигнала. Непрерывный синусоидальный сигнал подаётся на вход МПС, где формируется импульсный радиосигнал, форма, временное положение, длительность и амплитуда которого определяются параметрами выходного импульса ГИ. Аттенюатор позволяет получать калиброванные изменения уровня полезного сигнала.

С выхода АТТ сигнал подаётся на сумматор (Σ), на второй вход которого поступает шумовое напряжение с генератора шума (ГШ). Уровень этого шума можно изменять с помощью потенциометра "**УРОВЕНЬ**". При необходимости шум может быть отключён от входа сумматора тумблером "**ШУМ**". С выхода сумматора смесь полезного сигнала и шума поступает на вход усилителя промежуточной частоты (УПЧ) с переменной полосой пропускания, которая может дискретно изменяться с помощью переключателя "**ПОЛОСА ΔF** ". Положение переключателя "х1" соответствует полосе $\Delta F=1\text{МГц}$, а положение "Ш" (широкая полоса) - $\Delta F=60\text{МГц}$. Выход УПЧ соединён с контрольной точкой КТ5, к которой может быть подключен вход осциллографа. Сигнал с выхода УПЧ поступает на вход амплитудного (АД) и фазового (ФД) детекторов, входы которых соединены с КТ2 и КТ3 соответственно.

На второй вход ФД подаётся опорный сигнал, формирующийся из того же непрерывного колебания, что и полезный сигнал. Опорный сигнал может быть импульсным или непрерывным, вид его выбирается с помощью переключателя "**МОДУЛЯЦИЯ**". В положении переключателя "  " опорный сигнал представляет собой радиоимпульс, огибающая которого задаётся задержанным в линии задержки (ЛЗ) выходным импульсом ГИ, подаваемым на модулирующий вход модулятора опорного сигнала (МОС). Задержка огибающей в ЛЗ осуществляется дискретно с помощью переключателя "**ЗАДЕРЖКА, МКС**" и может изменяться от 0 до 1 мкс. В положении переключателя "НГ" формируется непрерывный опорный сигнал. Выбранный опорный сигнал проходит через фазовращатель (Ф), где получает дополнительный фазовый сдвиг, величина которого определяется положением ручки "**ФАЗА**".

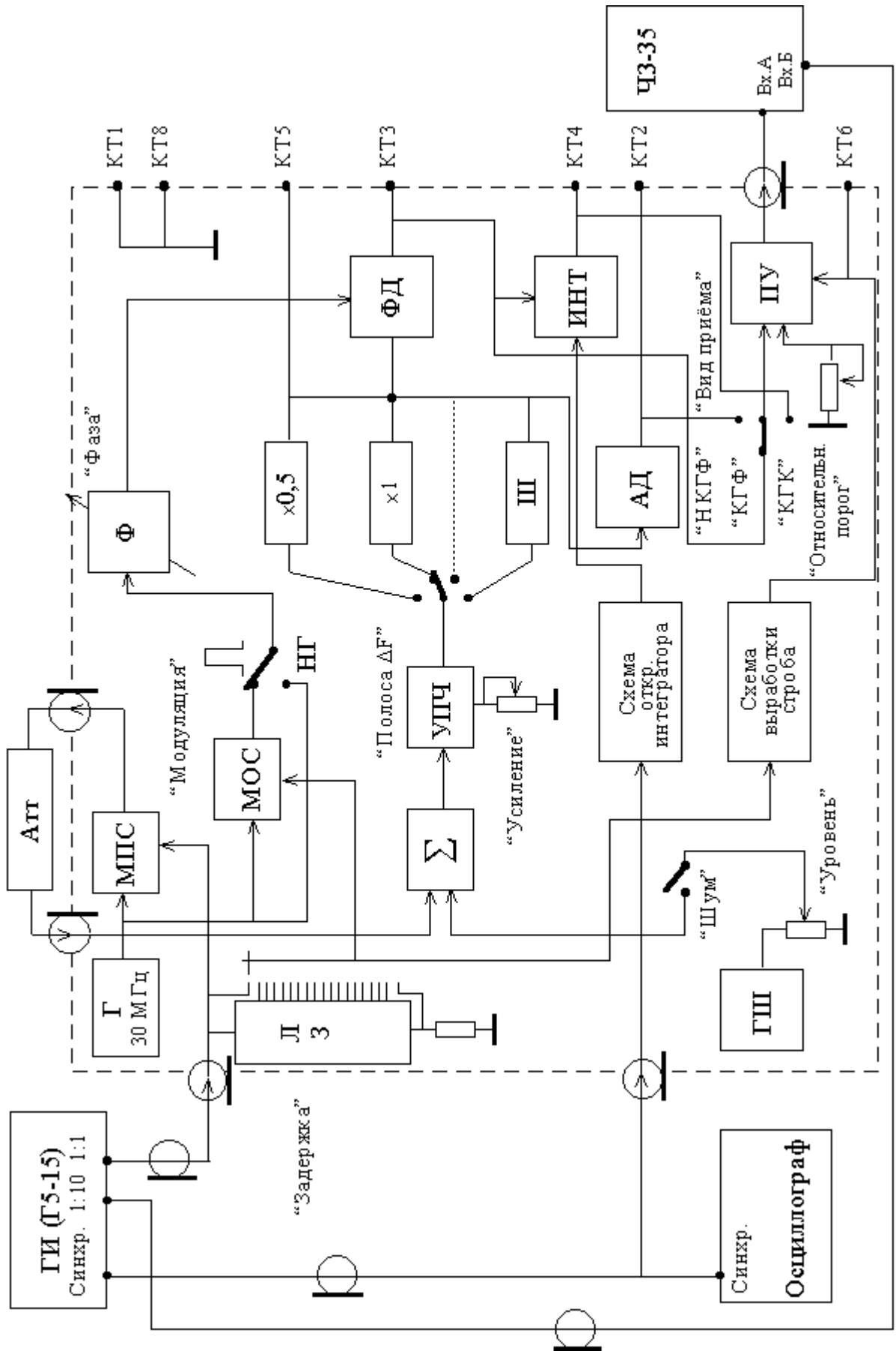


Рис.17

Выход ФД подключён к входу интегратора (ИНТ). Выходное напряжение ИНТ можно наблюдать в КТ4. Вход ИНТ открывается только в момент начала полезного сигнала, для этого используется схема открывания интегратора, запуск которой производится синхроимпульсом ГИ.

Выходным блоком макета является пороговое устройство (ПУ), выход его подключен к входу "А" частотомера. На вход ПУ при исследовании корреляционного обнаружителя подключается выход ИНТ. Коммутация осуществляется с помощью переключателя "ВИД ПРИЁМА". Положение переключателя "КГК" соответствует корреляционному приёму полностью известного полезного сигнала. В положении переключателя "КГФ" исследуется фильтровой обнаружитель полностью известного полезного сигнала. При этом напряжение на вход ПУ подаётся с входа фазового детектора, используемого как синхронный детектор. При исследовании фильтрового обнаружителя сигнала с неизвестной начальной фазой (положение "НКГФ") на ПУ подаётся напряжение с выхода АД. Вход ПУ стробируется во всех режимах коротким импульсом, формируемым схемой выработки строба, запуск которой производится задержанным импульсом ГИ. Строб выведен на КТ6. Порог устанавливается ручкой "ОТНОСИТ. ПОРОГ".

3. ПОРЯДОК ИССЛЕДОВАНИЯ

3.1. Включение установки

1) Установить на Г5-15:

- тумблер "Импульс.синхрониз." в положение " \wedge ";
- тумблер " \perp - \sqcup " (полярность выходного сигнала) в положение " \perp ";
- переключатель "Диапазоны частот следования" в положение "x10";
- ручку "Частота следования" в положение 1000 Гц;
- переключатели "Задержка" в положение "1,9мкс", "Длительность импульса" - "1.0мкс";
- включить тумблер "Сеть" и после прогрева в течение 5 мин. установить амплитуду импульса 20 В.

2) Включить тумблеры "СЕТЬ" на частотомере.

3) Включить тумблер "СЕТЬ" на осциллографе.

Включить тумблер "СЕТЬ" на источнике питания и тумблеры включения питающих напряжений на макете. Убедиться в наличии питающих напряжений по загоранию индикаторов на лицевой панели макета.

3.2. Визуальное наблюдение сигналов и шумов в корреляционном обнаружителе

1. Наблюдать входной сигнал. Для этого установить переключатель "ВИД ПРИЁМА" в положение "КГК", "ПОЛОСА ΔF " - в положение "Ш" (в этом случае УПЧ не влияет на форму сигнала), тумблер "ШУМ" - в нижнее положение. На аттенуаторе установить затухание 35 дБ (не используя тумблер 30 дБ). Подключить осциллограф к КТ5. Засинхронизировать осциллограф, для этого уста

новить синхронизацию "Внешняя, 1:1", уровень синхронизации - "+", на вход "X" подать сигнал от Г5-15.

Установить переключатель "V/см" в положение 0.05 В/см. На экране осциллографа должен наблюдаться радиоимпульс, форма которого близка к прямоугольной. Ручку "УСИЛЕНИЕ" поставить в крайнее правое положение. Зарисовать форму сигнала.

2. Наблюдать входные шумы. Для этого тумблер "ШУМ" поставить в верхнее положение и, вращая ручку "УРОВЕНЬ", наблюдать изменение вида смеси сигнала и шума при изменении мощности шума. Поставить ручку "УРОВЕНЬ" в среднее положение. Зарисовать смесь сигнала и шума.

3. Наблюдать сигнал на выходе ФД. Для этого подключить осциллограф к КТ3, переключатель "МОДУЛЯЦИЯ" поставить в положение "L", шумы выключить. Подстроить фазу опорного сигнала с помощью ручки "ФАЗА" на лицевой панели макета по максимальной амплитуде отрицательного выходного импульса ФД. В случае ограничения сигнала в ФД уменьшить величину входного сигнала ручкой "УСИЛЕНИЕ".

4. Изменяя задержку огибающей опорного сигнала с помощью переключателя "ЗАДЕРЖКА", наблюдать влияние несоответствия огибающих полезного и опорного сигналов на форму выходного сигнала ФД. Зарисовать форму этого сигнала при следующих положениях переключателя "ЗАДЕРЖКА": 0; 0.3; 0.5; 0.7; 1 мкс в едином масштабе времени.

5. Установить переключатель "ЗАДЕРЖКА" в положение "0 мкс", что соответствует при настроенной фазе полному совпадению параметров полезного и опорного сигналов. Включить тумблер "ШУМ" и зарисовать форму напряжения на выходе ФД для смеси сигнала и шума.

6. Выключить сигнал, введя дополнительное затухание 30 дБ в аттенуаторе сигнала. Устанавливая задержку опорного сигнала на 0; 0.5; 1 мкс, зарисовать форму напряжения на выходе ФД.

7. Выключить тумблер "ШУМ" и включить сигнал, убрав дополнительное затухание 30 дБ в аттенуаторе сигнала. Подключить осциллограф к КТ4 (выход интегратора). Изменяя задержку, зарисовать форму выходного напряжения интегратора для задержки, равной 0; 0.3; 0.5; 0.7; 1 мкс.

8. Включить тумблер "ШУМ", установить переключатель "ЗАДЕРЖКА" в положение "0 мкс", зарисовать форму выходного напряжения интегратора при включенном и выключенном сигнале.

3.3. Визуальное наблюдение сигналов и шумов в фильтровом обнаружителе

1. Подключить осциллограф к КТ5 (выход УПЧ). Ручку "УСИЛЕНИЕ" поставить в крайнее правое положение. Наблюдать выходной сигнал УПЧ при широкой полосе. Если имеет место ограничение сигнала, то необходимо уменьшить усиление.

2. Поставить переключатель "ПОЛОСА - ΔF " в положение "x1" (1 МГц). Зарисовать форму выходного напряжения УПЧ и сравнить его с формой этого напряжения при широкой полосе.

3. Подключить осциллограф к выходу ФД (КТ3). Переключатель **"МОДУЛЯЦИЯ"** поставить в положение **"НГ"** и с помощью ручки **"ФАЗА"** добиться максимальной амплитуды положительного выходного импульса ФД. Зарисовать форму выходного напряжения ФД при включенном и выключенном полезном сигнале (обнаружение полностью известного сигнала).

4. Включить осциллограф в КТ2 (выход АД) и зарисовать форму напряжения при включенном и выключенном сигнале (обнаружение сигнала с неизвестной начальной фазой).

3.4. Снятие характеристик обнаружения

1. Выставить соотношение сигнал/шум на выходе УПЧ при полосе 1мгц, равное единице. Для этого:

- переключатель **"ВИД ПРИЁМА"** поставить в положение **"НКГФ"**;
- включить тумблер **"ШУМ"**;
- заметить на экране осциллографа временное положение максимума выходного сигнала АД (КТ2);
- подключить осциллограф к КТ6 (стробирующий импульс);
- изменяя положение переключателя **"ЗАДЕРЖКА"**, добиться совпадения временного положения стробирующего импульса с моментом, когда амплитуда выходного сигнала АД максимальна;
- включить тумблер **"ШУМ"** и выключить сигнал, введя максимально возможное затухание на АТТ;
- по показаниям частотомера установить с помощью ручки **"ОТНОСИТ. ПОРОГ"** вероятность ложной тревоги F , близкую к 0.2;
- включить сигнал, то есть с помощью аттенюатора добиться получения вероятности превышения порога, равной 0.5. Записать значение ослабления, выставленного на аттенюаторе, и прибавить к нему 3 дБ. Полученное затухание V_0 записать в таблицу 1 и установить на аттенюаторе сигнала. Это ослабление сигнала соответствует соотношению сигнал/шум=1 (0дБ).

2. Снять характеристики обнаружения для фильтрового обнаружителя сигнала с неизвестной начальной фазой:

- ввести дополнительное затухание сигнала 20 дБ (соотношение сигнал/шум, равное -20 дБ);
- показания частотомера, соответствующие вероятности P правильного обнаружения сигнала, занести в табл.1; измерение произвести 3 раза;
- изменяя уровень сигнала с помощью аттенюатора, снять зависимость P от соотношения сигнал/шум, результаты измерений свести в таблицу 1.

3. Снять характеристики обнаружения для фильтрового обнаружителя сигнала с полностью известными параметрами:

- переключатель **"ВИД ПРИЁМА"** поставить в положение **"КГФ"**;
- установить с помощью аттенюатора максимально возможное затухание сигнала и ручкой **"ОТНОСИТ. ПОРОГ"** установить значение вероятности превышения порога за счёт действия шума, близкое к 0.2;

- изменяя уровень сигнала с помощью аттенюатора, снять зависимость вероятности правильного обнаружения сигнала от соотношения сигнал/шум аналогично п.2. Результаты измерений занести в таблицу 1.

4. Снять характеристики обнаружения для корреляционного обнаружителя полностью известного сигнала:

- выключить тумблер "ШУМ";
- установить уровень сигнала +30 дБ ($V_0=30$ дБ);
- переключатель "ЗАДЕРЖКА" поставить в положение "0 мкс";
- переключатель "МОДУЛЯЦИЯ" - в положение "┘";
- переключатель "ПОЛОСА ΔF " - в положение "x5";
- подключить осциллограф к выходу ФД (КТЗ) и с помощью ручки "ФАЗА" добиться получения максимального по амплитуде отрицательного импульса на экране осциллографа;
- установить уровень сигнала +15 дБ, включить тумблер "ШУМ" и ручкой "УСИЛЕНИЕ" убрать ограничение выходного сигнала ФД;
- ввести полное затухание в аттенюаторе;

Таблица 1

Вид приёма		F=0,2			V ₀ = дБ				
		-20 дБ	-15 дБ	-10 дБ	0	5 дБ	8 дБ	10 дБ	15 дБ
НКГФ	P ₁								
	P ₂								
	P ₃								
	P _{CP}								
КГФ	P ₁								
	P ₂								
	P ₃								
	P _{CP}								
КГК	P ₁								
	P ₂								
	P ₃								
	P _{CP}								

- установить с помощью ручки "ОТНОСИТ. ПОРОГ" вероятность превышения порога, близкую к 0.2;

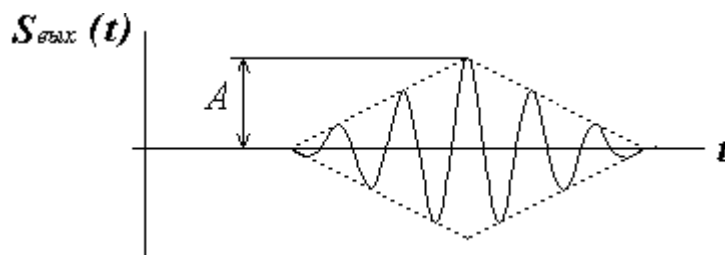
- изменяя уровень сигнала с помощью аттенюатора, снять зависимость вероятности правильного обнаружения сигнала от отношения сигнал/шум аналогично п.2. Результаты измерений занести в таблицу 1.

4. СОДЕРЖАНИЕ ОТЧЁТА

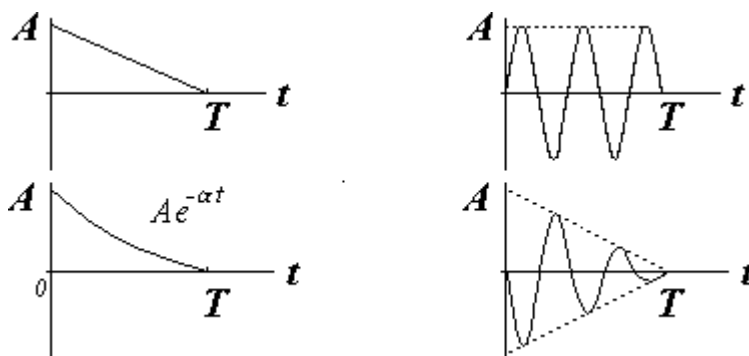
Отчёт должен содержать функциональную схему лабораторной установки, все осциллограммы и пояснения к ним, экспериментальные характеристики обнаружения сигналов и краткие выводы по работе.

5. ВОПРОСЫ ДЛЯ САМОПРОВЕРКИ

1. Сформулируйте задачу обнаружения сигнала.
2. Дайте определение случайной величины, случайного процесса и укажите способы их задания. Примените эти определения к задаче обнаружения сигнала.
3. Укажите критерии синтеза оптимальных алгоритмов обнаружения сигнала.
4. Приведите техническую реализацию структурной схемы оптимального обнаружителя сигнала с неизвестной начальной фазой.
5. Найдите отношение сигнал/шум $d^2 = M^2[Z / S] / \sigma_z^2$ на выходе оптимального обнаружителя полностью известного сигнала на фоне "белого" шума со спектральной плотностью $N_0/2$.

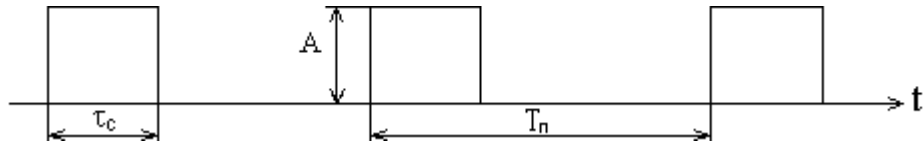


6. Постройте импульсную характеристику $h(\tau)$ линейного фильтра, согласованного с сигналом $S(t)$ вида:



7. Для сигналов, приведённых в п.6, найдите форму сигналов на выходе фильтров, согласованных с каждым из них.

8. Найдите отклик $h(\tau)$ и сигнал на выходе фильтра, согласованного с последовательностью прямоугольных импульсов. Найдите отношение сигнал/шум d^2 , если спектральная плотность "белого" шума равна $N_0/2$.



9. Для сигналов, приведённых в п.6.8, найдите форму сигнала на выходе коррелятора, когда в качестве опорного сигнала используется копия каждого из этих сигналов.

10. Сигнал

$$S(t) = A \cos \omega t; \quad |t| \leq T/2;$$

$$S(t) = 0; \quad |t| > T/2;$$

$$\tau_c = 10 \frac{2\pi}{\omega},$$

ожидается на входе обнаружителя в момент времени t_0 . Нарисуйте форму сигналов на выходе коррелятора и согласованного фильтра, если сигнал по сравнению с ожидаемым: а) запаздывает на время τ (для $\tau=0$ и $\tau=T/2$);

б) приобретает сдвиг по фазе на $\Delta\varphi$ (для $\Delta\varphi=0$ и $\Delta\varphi=\pi/2$).

6. ЛИТЕРАТУРА

1. Ван Трис Г. Теория обнаружения, оценок и модуляции. /Пер.с англ. - М., Советское радио, 1972. - Т.1.

2. Лукошкин А.П., Устинов Б.В. Обнаружение радиосигналов на фоне шумовых помех. Учебное пособие. - Л., ЛЭТИ (ЛИАП), 1981.

3. Теоретические основы радиолокации. /Под ред. Я.Д. Ширмана. - М., Советское радио, 1970.

4. Гоноровский И.С. Радиотехнические цепи и сигналы. - М., Советское радио, 1977.

Восстановлено –2002 г.

Графика и компьютерная вёрстка

– Андронников В.Б., 2002 г.