

ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ ОСНОВЫ РАДИОЛОКАЦИИ

**ТЕОРИЯ ОБНАРУЖЕНИЯ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ
СИГНАЛОВ.**

ФУНКЦИИ РАССОГЛАСОВАНИЯ В РАДИОЛОКАЦИИ

СОДЕРЖАНИЕ

1 Принципы фильтровой обработки когерентных сигналов.

1.1 Импульсная характеристика оптимального фильтра.

1.2 Согласованная фильтрация как операция обнаружения на фоне стационарного белого шума.

1.3 Оптимальная фильтрация как операция обнаружения на фоне стационарного небелого шума.

2 Особенности многоканального обнаружения когерентных сигналов со случайными неинформативными параметрами.

2.1 Методика учета неинформативных параметров сигнала и ее приложение к обнаружению на фоне гауссовских помех.

2.2 Отношение правдоподобия и алгоритм оптимального обнаружения сигнала со случайной начальной фазой.

2.3 Отношение правдоподобия и алгоритм оптимального обнаружения сигналов со случайными амплитудой и начальной фазой.

СОДЕРЖАНИЕ

2.4 Структурные схемы обнаружителей сигналов со случайной начальной фазой и со случайными амплитудой и начальной фазой.

2.5 Показатели качества двухальтернативного оптимального обнаружения когерентных сигналов со случайными параметрами.

3 Оптимальное обнаружение простейших некогерентных сигналов в гауссовских помехах при многоканальном приеме.

3.1 Общие сведения о некогерентных сигналах.

3.2 Обнаружение пачки сигналов.

1.1 ИМПУЛЬСНАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА ОПТИМАЛЬНОГО ФИЛЬТРА

Считая, по-прежнему, параметры сигнала $x(t, \alpha)$ полностью известными, потребуем, чтобы элемент схемы оптимального приема вычислял корреляционный интеграл $z(\alpha)$ для произвольного времени запаздывания ожидаемого сигнала: $x(t, \alpha) = u(t - \alpha)$ (1)

Тогда корреляционный интеграл $z(\alpha)$ будет представлен в виде:

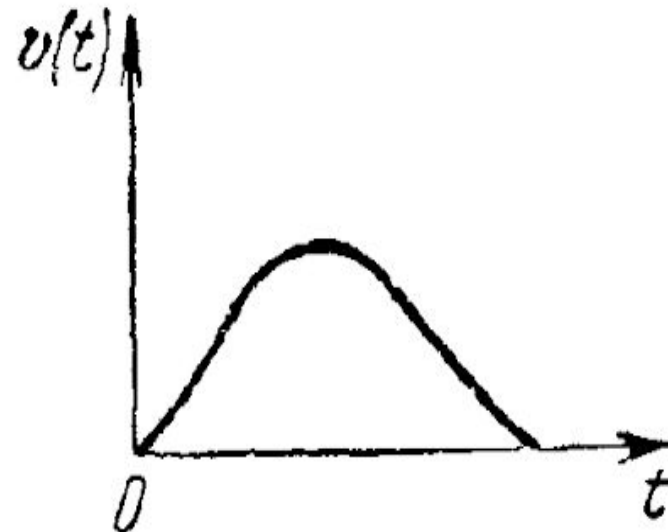
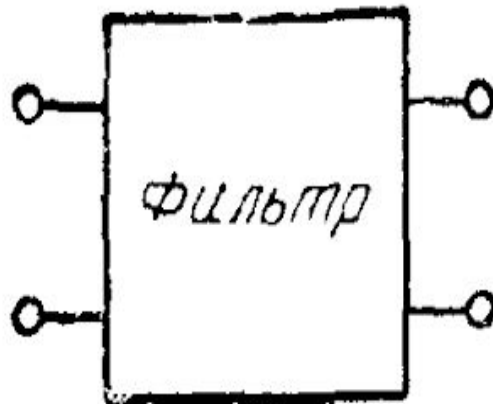
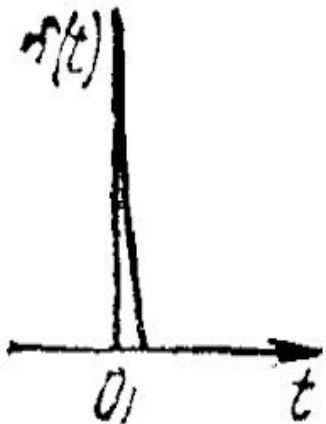
$$z(\alpha) = z[y(t) | \alpha] = \int_{-\infty}^{\infty} y(t) \cdot u(t - \alpha) dt \quad (2)$$

Видно, что схема вычисления корреляционного интеграла должна осуществлять **интегральную свертку**. Из теории цепей известно, что для ее вычисления можно использовать фильтр, называемый **оптимальным**, так как он реализует основную операцию оптимальной обработки — вычисление корреляционного интеграла (в литературе его называют **согласованным фильтром**).

1.1 ИМПУЛЬСНАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА ОПТИМАЛЬНОГО ФИЛЬТРА

Одной из основных характеристик произвольного линейного фильтра является его импульсная характеристика (функция веса) $v(t)$, которая описывает реакцию системы на входное напряжение в виде единичного импульса $\delta(t)$, поданного в момент времени $t=0$.

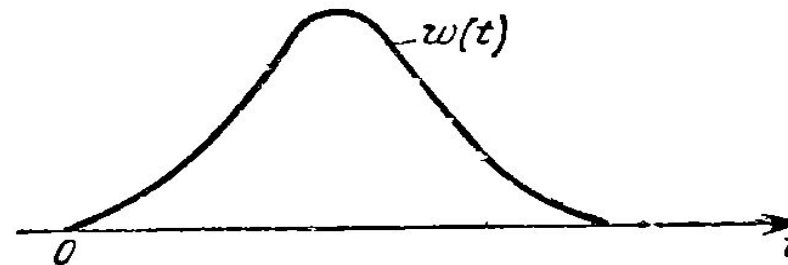
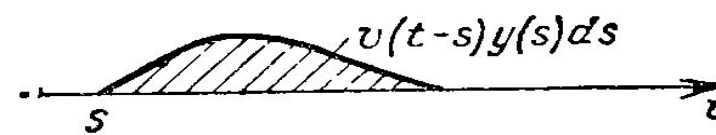
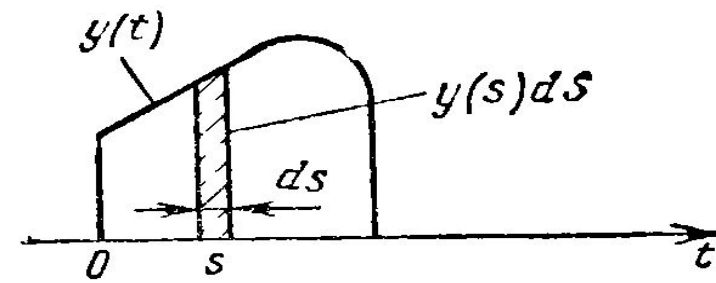
Импульсная характеристика принимает отличные от нуля значения лишь при $t>0$, так как следствие не возникает ранее вызвавшей его причины.



1.1 ИМПУЛЬСНАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА ОПТИМАЛЬНОГО ФИЛЬТРА

Воздействие на фильтр колебания $y(t)$ в моменты времени от s до $s+ds$ эквивалентно подаче весьма короткого импульса «с площадью» $y(s)ds$.

Реакция на этот импульс в произвольный момент времени $t > s$ равна произведению **импульсной характеристики** на этот импульс $v(t-s) \cdot y(s)ds$ и обращается в нуль, если $t < s$, откуда по принципу суперпозиции:



$$w(t) = \int_{-\infty}^t v(t-s) \cdot y(s) ds \quad 0 = \int_t^{\infty} v(t-s) \cdot y(s) ds$$

Почленно, суммируя написанные равенства, находим **реакцию фильтра** на произвольное ∞ воздействие $y(t)$ в виде известного **интеграла свертки**: $w(t) = \int_{-\infty}^{\infty} v(t-s) \cdot y(s) ds$

1.1 ИМПУЛЬСНАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА ОПТИМАЛЬНОГО ФИЛЬТРА

Для определения импульсной характеристики оптимального фильтра приравняем с точностью до вещественного множителя напряжение на его выходе W в момент времени $t = \alpha + t_0$ (t_0 — постоянная задержка фильтра, C - порог) значению корреляционного интеграла z для ожидаемого сигнала с запаздыванием α : $w(\alpha + t_0) = C \cdot z(\alpha)$ (4)

Это требование сводится к тому, чтобы на выходе фильтра последовательно во времени воспроизводились значения корреляционного интеграла z с некоторой постоянной задержкой на t_0 . Использование временной развертки позволит при этом установить факт превышения порогового уровня для произвольного запаздывания сигнала.

В силу приведенных ранее соотношений получим равенство:

$$\int_{-\infty}^{\infty} v(\alpha + t_0 - s) \cdot y(s) ds = C \cdot \int_{-\infty}^{\infty} u(s - \alpha) \cdot y(s) ds$$
 (5)

1.1 ИМПУЛЬСНАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА ОПТИМАЛЬНОГО ФИЛЬТРА

Равенство (5) выполняется, если выполняется равенство между импульсной характеристикой v и произведением порога C на выходное напряжение u : $v(\alpha + t_0 - s) = C \cdot u(s - \alpha)$

Вводя новую независимую переменную $t = \alpha + t_0 - s$, получим окончательное выражение для импульсной характеристики оптимального фильтра: $v(t) = v_{opt}(t) = C \cdot u(t_0 - t)$ (6)

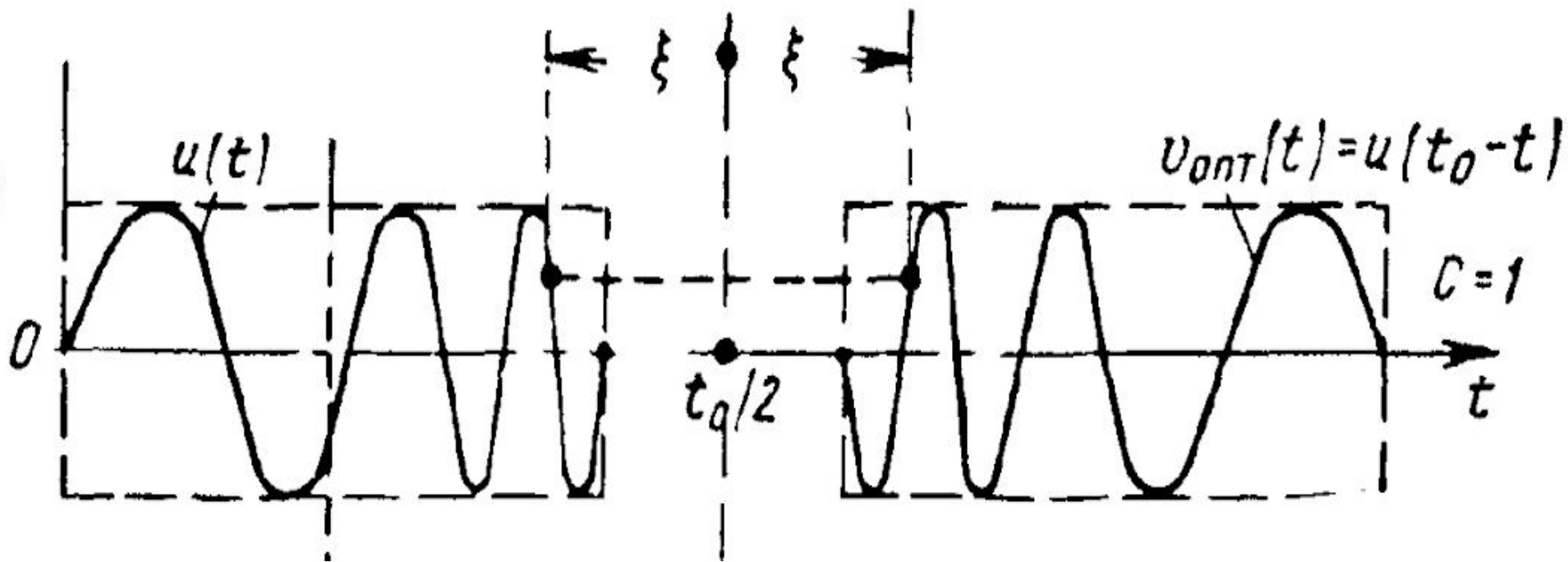
где C и t_0 — постоянные, определяемые параметрами фильтра.

Выражение (6) показывает, что импульсная характеристика оптимального фильтра получается из функции $u(t)$, описывающей сигнал с нулевым временем запаздывания, путем замены в ней аргумента t на $t_0 - t$. Такое преобразование соответствует зеркальному отображению функции $u(t)$ относительно прямой $t = t_0/2$. Проводя замену переменных $t = t_0/2 + \xi$, получим v опт-ю:

$v_{opt}\left(\frac{t_0}{2} + \xi\right) = C \cdot u\left(\frac{t_0}{2} - \xi\right)$ что свидетельствует о зеркальном преобразовании относительно прямой $t_0/2$.

1.1 ИМПУЛЬСНАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА ОПТИМАЛЬНОГО ФИЛЬТРА

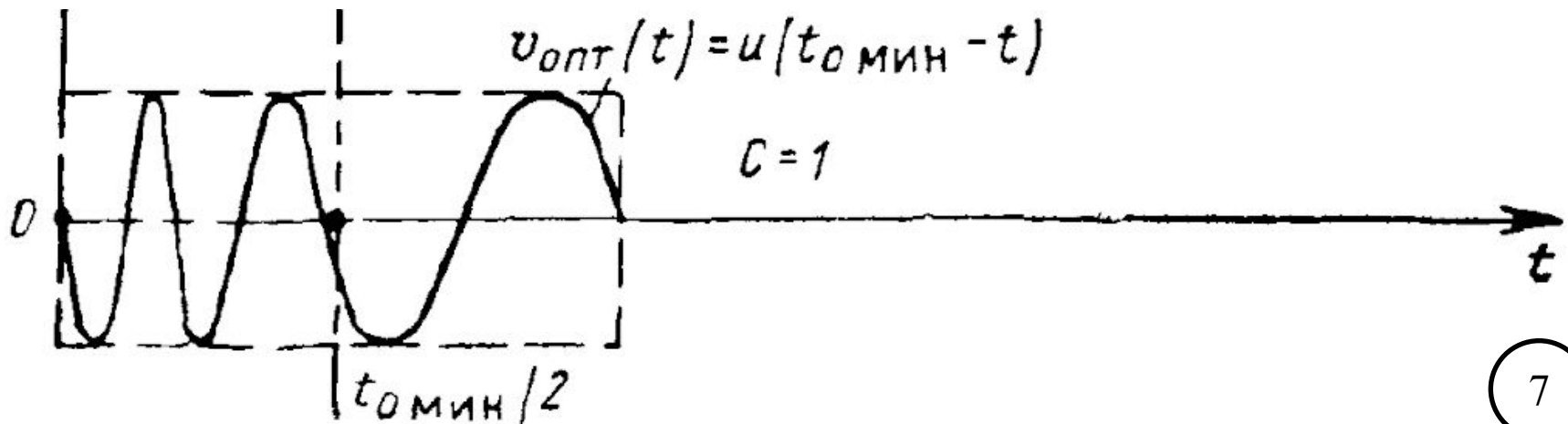
Зеркальная импульсная характеристика оптимального фильтра (рис 3, а) обеспечивает наилучшее обнаружение сигнала на фоне белого гауссова шума.



1.1 ИМПУЛЬСНАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА ОПТИМАЛЬНОГО ФИЛЬТРА

Постоянные C и t_0 позволяют учесть практические особенности оптимальной обработки:

- коэффициент C учитывает возможность выбора произвольного коэффициента усиления, в соответствии с которым выбирается **уровень порога**, обеспечивающий заданное значение условной вероятности ложной тревоги (зависимое или независимое от времени запаздывания);
- постоянная t_0 , также произвольная в определенных пределах, выбирается из условия реализуемости так, чтобы отличные от нуля значения **импульсной характеристики v** располагались в области $t \geq 0$.



1.1 ИМПУЛЬСНАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА ОПТИМАЛЬНОГО ФИЛЬТРА

Напряжение на выходе оптимального фильтра может быть представлено в виде:

$$w(t) = C \cdot \int_{-\infty}^{\infty} u(t_0 - t + s) \cdot y(s) ds \quad (7)$$

Для нахождения амплитуды этого напряжения в функции времени перейдем к комплексной записи:

$$y(s) = \frac{1}{2} Y(s) \cdot e^{j \cdot \omega_0 \cdot s} + \frac{1}{2} Y^*(s) \cdot e^{-j \cdot \omega_0 \cdot s}$$
$$u(t_0 - t + s) = \frac{1}{2} U(t_0 - t + s) \cdot e^{j \cdot \omega_0 \cdot (t_0 - t + s)} + \frac{1}{2} U^*(t_0 - t + s) \cdot e^{-j \cdot \omega_0 \cdot (t_0 - t + s)}$$
$$w(t) = \frac{1}{2} W(t) \cdot e^{j \cdot \omega_0 \cdot t} + \frac{1}{2} W^*(t) \cdot e^{-j \cdot \omega_0 \cdot t}$$

После подстановки которых в (7) и пренебрегая быстро осциллирующими подынтегральными выражениями, находим **комплексную амплитуду на выходе оптимального фильтра:**

$$W(t) \approx C \cdot e^{-j \cdot \omega_0 \cdot t_0} \cdot W(t) = \frac{1}{2} \cdot \int_{-\infty}^{\infty} Y(s) \cdot V_{onm}(t - s) ds \cdot \int_{-\infty}^{\infty} U^*(t_0 - t + s) \cdot Y(s) ds \quad (8)$$

1.1 ИМПУЛЬСНАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА ОПТИМАЛЬНОГО ФИЛЬТРА

Откуда амплитуда колебания в момент отсчета $t_0 + \alpha$ будет иметь вид:

$$|W(t_0 + \alpha)| = \frac{1}{2} C \cdot \left| \int_{-\infty}^{\infty} U^*(s - \alpha) \cdot Y(s) ds \right| = \frac{1}{2} C \cdot |Z(\alpha)| \quad (9)$$

Замечая, что $U(s-a)=X(s)$ — комплексная амплитуда ожидаемого сигнала, убеждаемся, что амплитуда сигнала на выходе оптимального фильтра определяет модульное значение корреляционного интеграла.

Также выражение для комплексной амплитуды $W(t)$ можно записать так же в виде (10):

$$W(t) = \frac{1}{2} \cdot \int_{-\infty}^{\infty} Y(s) \cdot V_{onm}(t - s) ds, \quad (10)$$

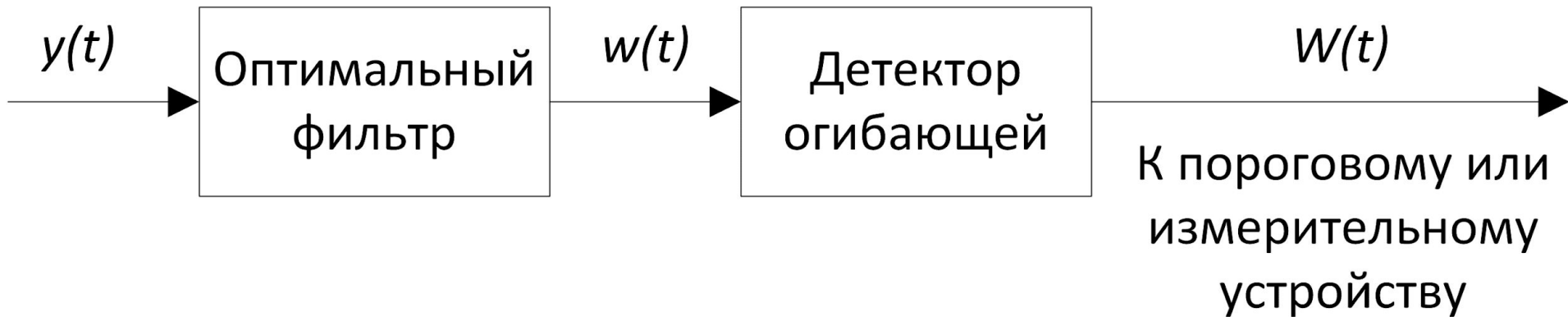
Где комплексная амплитуда: $V_{onm}(t) = C \cdot U^*(t_0 - t) \cdot e^{-j \cdot \omega_0 \cdot t_0}$ (11)

- комплексная амплитуда импульсной характеристики $V_{onm}(t)$.

1.1 ИМПУЛЬСНАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА ОПТИМАЛЬНОГО ФИЛЬТРА

Амплитуда напряжения на выходе оптимального фильтра в момент $t_0 + \alpha$ представляет собой с точностью до множителя величину корреляционного интеграла $Z(\alpha)$, которую и требуется сравнивать с порогом для каждого испытуемого времени запаздывания.

Чтобы перейти от мгновенных значений напряжения на выходе фильтра к амплитудным, следует предусмотреть в оптимальном обнаружителе детектор огибающей.



В результате один канал оптимальной обработки позволит производить обнаружение сигналов отличающихся временем запаздывания. Далее увидим что полученные выражения будут справедливы и для сигналов со случайной начальной фазой.

1.2 СОГЛАСОВАННАЯ ФИЛЬТРАЦИЯ НА ФОНЕ СТАЦИОНАРНОГО БЕЛОГО ШУМА

Наряду с импульсными характеристиками фильтров весьма широко пользуются их частотными характеристиками. Частотную характеристику $K(f)$ линейной цепи (в комплексной форме) определяют, подавая на вход цепи гармоническое колебание $y(t)=e^{j \cdot 2\pi \cdot f \cdot t}$. Напряжение на выходе будет $K(f) \cdot e^{j \cdot 2\pi \cdot f \cdot t}$, и частотную характеристику определяют как отношение:

$$K(f) = \frac{w(t)}{y(t)} \quad \text{при} \quad y(t) = e^{j \cdot 2\pi \cdot f \cdot t} \quad (12)$$

С учетом ранее введенной импульсной характеристики $v(t)$ в (3), получим частотную характеристику:

$$K(f) \cdot e^{j \cdot 2\pi \cdot f \cdot t} = \int_{-\infty}^{\infty} v(t-s) \cdot e^{j \cdot 2\pi \cdot f \cdot s} ds$$

Поделив обе части равенства на множитель $e^{j \cdot 2\pi \cdot f \cdot t}$ и произведя замену переменных $t-s=\tau$, найдем выражение частотной характеристики в виде преобразования Фурье от импульсной характеристики:

$$K(f) = \int_{-\infty}^{\infty} v(\tau) \cdot e^{-j \cdot 2\pi \cdot f \cdot \tau} d\tau \quad (13) \quad (11)$$

1.2 СОГЛАСОВАННАЯ ФИЛЬТРАЦИЯ НА ФОНЕ СТАЦИОНАРНОГО БЕЛОГО ШУМА

Тогда частотная характеристика оптимального фильтра будет иметь вид:

$$K_{opt}(f) = C \cdot \int_{-\infty}^{\infty} u(t_0 - \tau) \cdot e^{-j \cdot 2\pi \cdot f \cdot \tau} d\tau$$

или после замены переменных $t_0 - \tau = s$:

$$K_{opt}(f) = C \cdot e^{-j \cdot 2\pi \cdot f \cdot t_0} \int_{-\infty}^{\infty} u(t) \cdot e^{j \cdot 2\pi \cdot f \cdot t} dt \quad (14)$$

Отсюда получим частотную характеристику оптимального фильтра:

$$K_{opt}(f) = C \cdot g^*(f) \cdot e^{-j \cdot 2\pi \cdot f \cdot t_0} \quad (15)$$

Видно, что частотная характеристика с точностью до произвольного вещественного множителя C и множителя запаздывания $e^{-j \cdot 2\pi \cdot f \cdot t_0}$ описывается сопряженной спектральной плотностью $g(f)$ ожидаемого сигнала.

$$g(f) = \int_{-\infty}^{\infty} u(t) \cdot e^{-j \cdot 2\pi \cdot f \cdot t} dt \quad (16)$$

1.2 СОГЛАСОВАННАЯ ФИЛЬТРАЦИЯ НА ФОНЕ СТАЦИОНАРНОГО БЕЛОГО ШУМА

Воспользуемся записью спектральной плотности через ее модуль и аргумент:

$$g(f) = |g(f)| \cdot e^{j \cdot \arg g(f)} \quad (17)$$

где модуль $|g(f)|$ соответствует амплитудно-частотному спектру ожидаемого сигнала, а аргумент $\arg g(f)$ — его фазо-частотному спектру. В сопряженном спектре модуль тот же, а аргумент имеет противоположный знак, следовательно ЧХ оптимального фильтра:

$$K_{opt}(f) = C |g(f)| \cdot e^{-j \cdot \arg g(f)} \cdot e^{-j 2\pi f t_0} \quad (18)$$

Беря от обеих частей последнего равенства модуль и аргумент можно перейти к амплитудно- и фазо-частотным характеристикам оптимального фильтра.

АЧХ оптимального фильтра пропорциональна АЧ спектру ожидаемого сигнала:

$$|K_{opt}(f)| = C \cdot |g(f)| \quad (19)$$

1.2 СОГЛАСОВАННАЯ ФИЛЬТРАЦИЯ НА ФОНЕ СТАЦИОНАРНОГО БЕЛОГО ШУМА

Оптимальный фильтр наилучшим образом пропускает спектральные составляющие, наиболее сильно выраженные в спектре. Слабые спектральные составляющие подавляются, в противном случае наряду с ними пройдут интенсивные составляющие помехи в широком диапазоне частот.

Форма амплитудно-частотного спектра на выходе фильтра искажается, что является одной из причин искажения сигнала. Однако задачей фильтрации является не точное воспроизведение формы сигнала, а наилучшее выделение его на фоне помехи.

Фазо-частотная характеристика оптимального фильтра складывается из аргумента **спектра ожидаемого сигнала**, взятого с обратным знаком, и аргумента задержки — $2\pi \cdot f \cdot t_0$.

$$\arg K_{opt}(f) = -\arg g(f) - 2\pi \cdot f \cdot t_0$$

20

1.2 СОГЛАСОВАННАЯ ФИЛЬТРАЦИЯ НА ФОНЕ СТАЦИОНАРНОГО БЕЛОГО ШУМА

Чтобы убедиться в целесообразности такого выбора ФЧХ, найдем сигнальную составляющую напряжения на выходе фильтра, зная спектральные плотности сигнала $u(t-\alpha)$ на входе: $g(f) \cdot e^{-j \cdot 2\pi \cdot f \cdot \alpha}$ и на выходе:

$$\int_{-\infty}^{\infty} K_{opt}(f) \cdot g(f) \cdot e^{-j \cdot 2\pi \cdot f \cdot \alpha}$$

По принципу суперпозиции напряжение полезного сигнала на выходе фильтра в произвольный момент времени с учетом временного множителя $e^{j \cdot 2\pi \cdot f \cdot \alpha}$ будет:

$$w_c(t) = \int_{-\infty}^{\infty} K_{opt}(f) \cdot g(f) \cdot e^{-j \cdot 2\pi \cdot f \cdot \alpha} \cdot e^{j \cdot 2\pi \cdot f \cdot t} df$$

Подставляя выражение для ЧХ $K_{opt}(f)$, приходим к соотношению:

$$w_c(t) = C \cdot \int_{-\infty}^{\infty} |g(f)|^2 \cdot e^{j \cdot 2\pi \cdot f \cdot (t - \alpha - t_0)} df \quad (21)$$

1.2 СОГЛАСОВАННАЯ ФИЛЬТРАЦИЯ НА ФОНЕ СТАЦИОНАРНОГО БЕЛОГО ШУМА

Используя формулу Эйлера и учитывая нечетность функции $\sin[2\pi \cdot f \cdot (t - \alpha - t_0)]$, окончательно находим напряжение полезного сигнала на выходе фильтра :

$$w_c(t) = C \cdot \int_{-\infty}^{\infty} |g(f)|^2 \cdot \cos(2\pi \cdot f(t - \alpha - t_0)) df \quad (22)$$

То есть напряжение на выходе оптимального фильтра, являясь наложением гармонических составляющих разных частот, определяется амплитудно-частотным спектром сигнала.

Оно не зависит от фазо-частотного спектра, так как последний компенсируется фазо-частотной характеристикой фильтра.

Поэтому все гармонические составляющие одновременно достигают амплитудных значений в момент времени $t = \alpha + t_0$ и эти значения налагаются друг на друга (след. Рис. 5).

1.2 СОГЛАСОВАННАЯ ФИЛЬТРАЦИЯ НА ФОНЕ СТАЦИОНАРНОГО БЕЛОГО ШУМА

В этот момент времени имеет место максимум напряжения выходного полезного сигнала:

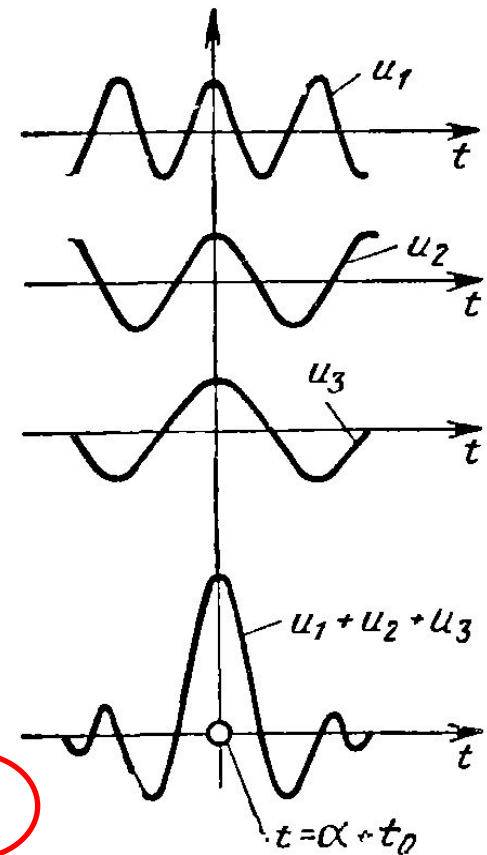
$$w_{c \text{ макс}} = w_c(\alpha + t_0) = C \cdot \int_{-\infty}^{\infty} |g(f)|^2 df \quad (23)$$

В силу теоремы Парсеваля:

$$\int_{-\infty}^{\infty} |g(f)|^2 df = \int_{-\infty}^{\infty} u^2(t) dt = \mathcal{E} \quad (24)$$

Этот максимум определяется величиной энергии входного сигнала

$$w_{c \text{ макс}} = C \cdot \mathcal{E} \quad (25)$$



При отступлении от оптимальной ФЧХ, последняя не компенсирует фазовые сдвиги, и пик суммарного колебания полезного сигнала начнет рассыпаться, что ухудшает условия обнаружения сигнала на фоне шумов.

1.2 СОГЛАСОВАННАЯ ФИЛЬТРАЦИЯ НА ФОНЕ СТАЦИОНАРНОГО БЕЛОГО ШУМА

Отношение максимального значения сигнала к эффективному (среднеквадратичному) значению помехи $W_{с макс} / W_{с скв}$ называется **отношением сигнал / помеха по напряжению**.

При спектральной плотности мощности $N(f)$ на входе фильтра средний квадрат напряжения помехи на выходе представлен в виде:

$$w_{n скв}^2 = [w_n^2(t)]_{cp} = \int_0^{\infty} N(f) \cdot |K_{онт}(f)|^2 df$$

или для белого шума $N(f)=N_0$: $w_{n скв}^2 = N_0 \cdot C^2 \cdot \int_0^{\infty} |g(f)|^2 df$

Поскольку спектральная плотность вещественной функции времени $g(-f)=g^*(f)$, то АЧ спектр сигнала $|g(-f)|=|g(f)|$, а ее интеграл

$$\int_0^{\infty} |g(f)|^2 df = \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{\infty} |g(f)|^2 df = \frac{1}{2} \mathcal{E} \quad , \quad \text{тогда} \quad w_{n скв} = C \cdot \sqrt{\frac{1}{2} N_0 \cdot \mathcal{E}} \quad (26)$$

1.2 СОГЛАСОВАННАЯ ФИЛЬТРАЦИЯ НА ФОНЕ СТАЦИОНАРНОГО БЕЛОГО ШУМА

Отношение сигнал/помеха на выходе оптимального фильтра по напряжению:

$$\frac{w_{с макс}}{w_{п скв}} = \frac{C \cdot \mathcal{E}}{C \cdot \sqrt{\frac{1}{2} N_0 \cdot \mathcal{E}}} = C \cdot \sqrt{\frac{2 \cdot \mathcal{E}}{N_0}} \quad (27)$$

зависит только от энергии полезного сигнала и спектральной плотности помехи N_0 и не зависит от формы сигнала.

То же справедливо и для отношения сигнал/помеха по мощности:

$$\frac{w_{с макс}^2}{w_{п скв}^2} = \frac{2\mathcal{E}}{N_0} \quad (28)$$

Ни один из линейных фильтров не может дать отношение сигнал/помеха большее, чем оптимальный фильтр, иначе можно было бы получить большую вероятность правильного обнаружения D при заданной вероятности ложной тревоги F .

Но именно оптимальный приемник дает наивысшую D при заданной F . Значит, и оптимальный фильтр этого приемника при заданных условиях дает отношение сигнал/помеха, наивысшее по сравнению с другими линейными фильтрами.

1.2 СОГЛАСОВАННАЯ ФИЛЬТРАЦИЯ НА ФОНЕ СТАЦИОНАРНОГО БЕЛОГО ШУМА

Еще одна форма записи для случая, когда используется комплексная амплитуда $\mathbf{U}(t)$ высокочастотного напряжения

$$\text{Re}[U(t) \cdot e^{j \cdot 2\pi \cdot f_0 \cdot t}]$$

Заменяя:

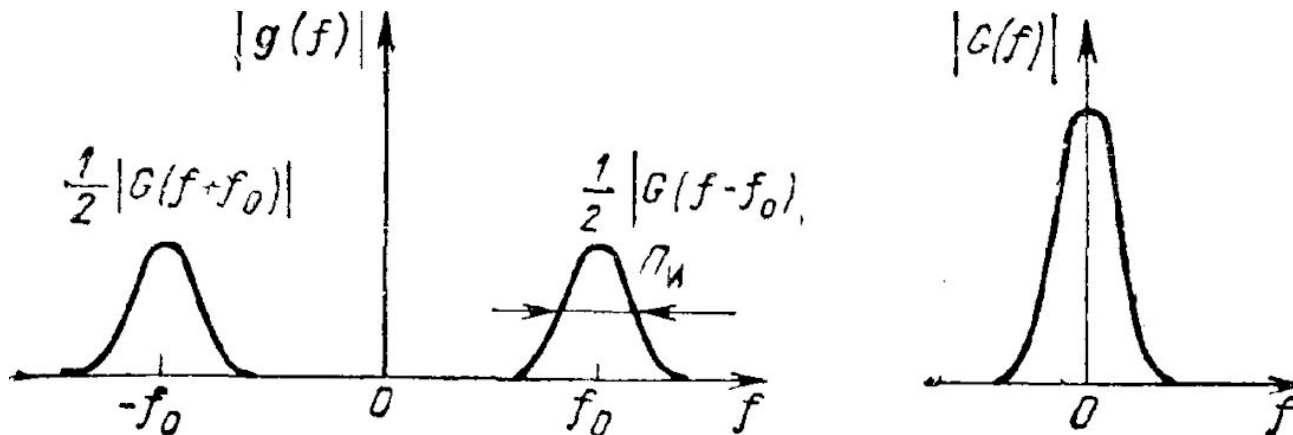
$$u(t) = \frac{1}{2} \mathbf{U}(t) \cdot e^{j \cdot 2\pi \cdot f_0 \cdot t} + \frac{1}{2} \mathbf{U}^*(t) \cdot e^{-j \cdot 2\pi \cdot f_0 \cdot t} \quad (29)$$

Получим спектральную плотность: $g(f) = \frac{1}{2} G(f - f_0) + \frac{1}{2} G(f + f_0)$ (30)

где $\mathbf{G}(f)$ — спектральная плотность комплексной огибающей:

$$G(f) = \int_{-\infty}^{\infty} \mathbf{U}^*(t) \cdot e^{-j \cdot 2\pi \cdot f \cdot t} dt \quad (31)$$

На рисунке для сравнения показаны АЧ спектр радиоимпульса $|g(f)|$ и спектр его огибающей $|G(f)|$.



1.2 СОГЛАСОВАННАЯ ФИЛЬТРАЦИЯ НА ФОНЕ СТАЦИОНАРНОГО БЕЛОГО ШУМА

Здесь видно, что для соответствующего этому рисунку случая достаточно большой несущей частоты f_0 спектральная плотность будет определяться:

$$g(f) = \begin{cases} \frac{1}{2} G(f - f_0) & \text{для } f > 0, \\ \frac{1}{2} G(f + f_0) & \text{для } f < 0. \end{cases} \quad (32)$$

Оценим форму вершины на выходе фильтра, для чего обозначим:

$$C \cdot \int_{-\infty}^{\infty} |G(f)|^2 \cdot e^{j \cdot 2\pi \cdot f \cdot (t - \alpha - t_0)} df = 2 \cdot W_c(t) \quad (33)$$

Тогда напряжение:

(34)

$$w_c(t) = \frac{1}{2} W_c(t) \cdot \left[e^{j \cdot 2\pi \cdot f_0 \cdot (t - \alpha - t_0)} + e^{-j \cdot 2\pi \cdot f_0 \cdot (t - \alpha - t_0)} \right] = W_c(t) \cdot \cos(2\pi \cdot f_0 \cdot (t - \alpha - t_0)).$$

где $w_c(t)$ — огибающая напряжения на выходе оптимального фильтра. Считая, что АЧ спектр $|G(f)|$ симметричен (т. е. $|G(-f)| = |G(f)|$) тогда $w_c(t) = w$ и в соответствии с формулой Эйлера получим комплексную амплитуду сигнала:

$$W_c(t) = \frac{C}{2} \cdot \int_{-\infty}^{\infty} |G(f)|^2 \cdot \cos(2\pi \cdot f \cdot (t - \alpha - t_0)) df \quad (35)$$

1.2 СОГЛАСОВАННАЯ ФИЛЬТРАЦИЯ НА ФОНЕ СТАЦИОНАРНОГО БЕЛОГО ШУМА

Полученное соотношение (35) позволяет оценить форму вершины огибающей на выходе фильтра. Для большинства важных случаев можно воспользоваться приближенным разложением $\cos[2\pi \cdot f \cdot (t - \alpha - t_0)]$ в окрестности максимума:

откуда $W_c(t) = C \cdot \mathcal{E} \cdot \left[1 - \frac{1}{2} \Pi_{\mathcal{E}}^2 \cdot (t - \alpha - t_0)^2 \right]$ (36), где

$$\Pi_{\mathcal{E}}^2 = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} |2\pi \cdot f \cdot G(f)|^2 df}{\int_{-\infty}^{\infty} |G(f)|^2 df} \quad (37)$$

Приведенные соотношения справедливы, если спектр огибающей $|G(f)|$ убывает с ростом $|f|$ быстрее чем $1/|f|$, и интегралы сходятся (что не соблюдается, например, для прямоугольного радиоимпульса). В тех случаях, когда приведенные соотношения справедливы, вершина импульса на выходе оптимального фильтра имеет **параболическую форму** и тем уже, чем больше величина $\Pi_{\mathcal{E}}$.

1.2 СОГЛАСОВАННАЯ ФИЛЬТРАЦИЯ НА ФОНЕ СТАЦИОНАРНОГО БЕЛОГО ШУМА

Величина $\Pi_{\text{Э}}$ имеет размерность частоты, она тем больше, чем шире спектр сигнала, и может быть названа поэтому **эффективной шириной спектра сигнала**. Чем больше $\Pi_{\text{Э}}$, тем острее вершина огибающей сигнала на выходе оптимального фильтра.

Выражение $|2\pi \cdot f \cdot G(f)|$ можно трактовать как модуль спектральной плотности $U'(t)$. Тогда по теореме Парсеваля **эффективная ширина спектра сигнала в квадрате равна:**

$$\Pi_{\text{Э}}^2 = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} |U'(t)|^2 dt}{\int_{-\infty}^{\infty} |U(t)|^2 dt} \quad (38)$$

Величину $\Pi_{\text{Э}}$ не следует отождествлять с полосой $\Pi_{\text{И}}$ на каком-то общепринятом уровне (**0,7; 0,5; 0,46** и т.д.). Для колокольного радиоимпульса полоса $\Pi_{\text{Э}} = \sqrt{\pi} \cdot \Pi_{\text{И}}$, где $\Pi_{\text{И}}$ — полоса на уровне **0,46**; она соответствует уровню $\exp[-\pi^2/4] = 0,08$

Для другой формы импульса этот уровень может быть иным.

1.3 ОПТИМАЛЬНАЯ ФИЛЬТРАЦИЯ НА ФОНЕ СТАЦИОНАРНОГО НЕБЕЛОГО ШУМА

Небелым назовем стационарный шум с неравномерной спектральной плотностью мощности N_0 для $f > 0$.

Его корреляционная (автокорреляционная) функция определяется по теореме Хинчина:

$$\varphi(t, s) = \int_0^{+\infty} N(f) \cdot \cos(2\pi \cdot f \cdot (t - s)) df = \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{N(f)}{2} \cdot \cos(2\pi \cdot f \cdot (t - s)) df \quad (39)$$

Весовая функция $r(s, \alpha)$ линейной обработки при одноканальном обнаружении сигнала определяется из интегрального уравнения:

$$\int_{-\infty}^{+\infty} \varphi(t, s) \cdot r(s, \alpha) ds = u(t - \alpha) \quad (40)$$

Это уравнение в силу стационарности помехи $\varphi(t, s) = \varphi(t - \alpha, s - \alpha)$ удовлетворяется решением $r(t, s) = r(t - \alpha, s - \alpha)$, где $r(s)$ — решение уравнения:

$$\int_{-\infty}^{+\infty} \varphi(t, s) r(s) ds = u(t) \quad (41)$$

1.3 ОПТИМАЛЬНАЯ ФИЛЬТРАЦИЯ НА ФОНЕ СТАЦИОНАРНОГО НЕБЕЛОГО ШУМА

Весовой интеграл $\zeta(\alpha) = \int_{-\infty}^{+\infty} y(t) \cdot r(t, \alpha) dt = \int_{-\infty}^{+\infty} y(t) \cdot r(t - \alpha) dt$ (42)

оказывается интегралом типа свертки и сводится к **выходному напряжению** $w(t_0 + \alpha) = \zeta(\alpha)$ оптимального фильтра с **импульсной характеристикой** $v(t) = r(t_0 + t)$ (43)

Оптимальная ЧХ фильтра:

$$K_{opt}(f) = g_r^*(f) \cdot e^{-j \cdot 2\pi \cdot f \cdot t_0}$$
 (44)

выражается через комплексно-сопряженное значение спектральной

плотности **весовой функции** $r(t)$: $g_r(f) = \int_{-\infty}^{+\infty} r(t) \cdot e^{-j \cdot 2\pi \cdot f \cdot t} dt$ (45)

Вычислим значение (45) из интегрального уравнения (41).

Подставляя (39) и выражая сигнал $u(t)$ через спектр $g(f)$, находим:

$$\int_{-\infty}^{+\infty} N(f)/2 \cdot \int_{-\infty}^{+\infty} r(s) \cdot e^{-j \cdot 2\pi \cdot f \cdot s} ds \cdot e^{-j \cdot 2\pi \cdot f \cdot t} df = \int_{-\infty}^{+\infty} g(f) \cdot e^{j \cdot 2\pi \cdot f \cdot t} df$$
 (46)

1.3 ОПТИМАЛЬНАЯ ФИЛЬТРАЦИЯ НА ФОНЕ СТАЦИОНАРНОГО НЕБЕЛОГО ШУМА

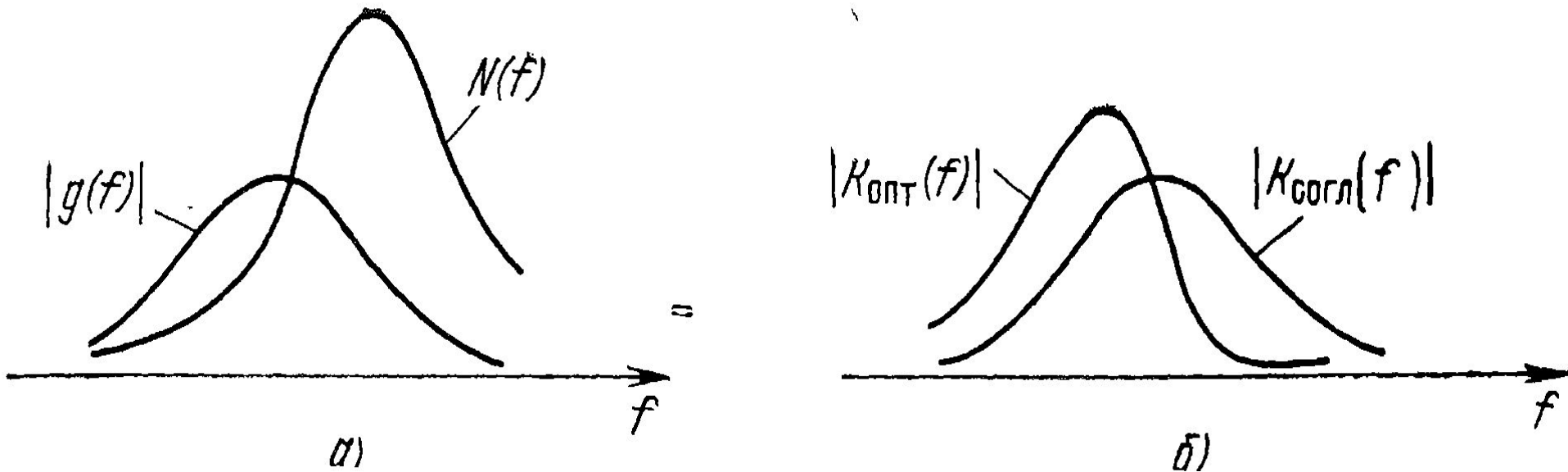
Используя (45) и сопоставляя подынтегральные выражения (46), получаем спектр:

$$N(f) \cdot g_r(f) / 2 = g(f) \quad (47)$$

Тогда из (44) и (47) оптимальная частотная характеристика будет:

$$K_{opt}(f) = 2g^*(f) \cdot e^{-j \cdot 2\pi \cdot f \cdot t_0} / N(f) \quad (48)$$

которой подавляются спектральные составляющие, наиболее забитые шумом (рис. 7).



1.3 ОПТИМАЛЬНАЯ ФИЛЬТРАЦИЯ НА ФОНЕ СТАЦИОНАРНОГО НЕБЕЛОГО ШУМА

Импульсная характеристика фильтра согласована с **весовой функцией $r(t)$** , а не с ожидаемым сигналом. Аналогично (22) **сигнальная составляющая выходного напряжения:**

$$w_c(t) = 2 \int_{-\infty}^{\infty} \frac{|g(f)|^2}{N(f)} \cdot \cos(2\pi \cdot f \cdot (t - \alpha - t_0)) df$$

в момент времени $t - t_0 + \alpha$ образует пик.

Мгновенное значение этого пика соответствует **параметру обнаружения:**

$$q^2(f) = \int_{-\infty}^{+\infty} [2\mathcal{E}_{y\partial}(f) / N(f)] df$$

где $\mathcal{E}_{y\partial}(f) = 2|g(f)|^2$ **удельная энергия сигнала на единицу ширины спектра частот.**

2.1 МЕТОДИКА УЧЕТА НЕИНФОРМАТИВНЫХ ПАРАМЕТРОВ СИГНАЛА И ЕЕ ПРИЛОЖЕНИЕ К ОБНАРУЖЕНИЮ

К числу случайных нефиксируемых при обнаружении неинформативных параметров принадлежат случайные начальные фазы и случайные амплитуды. Считается, что высокочастотный сигнал, характеризуемый только одной случайной начальной фазой и одним случайным амплитудным множителем, в основном еще сохраняет свою структуру. Его называют **когерентным**.

Структура сигнала, характеризуемого более чем одной случайной начальной фазой и более чем одним случайным амплитудным множителем, явно нежесткая. Такой сигнал не может считаться когерентным. Как для когерентных, так и для некогерентных сигналов реализация принимаемых колебаний зависит в общем случае от **вектора неинформативных случайных параметров** сигнала β , который объединяет совокупность его начальных фаз, амплитудных множителей, а иногда и некоторых других неинформативных параметров, не фиксируемых при обнаружении.

2.1 МЕТОДИКА УЧЕТА НЕИНФОРМАТИВНЫХ ПАРАМЕТРОВ СИГНАЛА И ЕЕ ПРИЛОЖЕНИЕ К ОБНАРУЖЕНИЮ

Плотности вероятности $p_{\text{сш}}(\mathbf{y})$ дискретных реализаций принимаемых колебаний \mathbf{y} в присутствии полезного сигнала можно выразить через условные плотности вероятности $p_{\text{сш}}(\mathbf{y}|\boldsymbol{\beta})$ при фиксированных значениях вектора $\boldsymbol{\beta}$. Воспользуемся формулой полной вероятности, связывающей безусловную вероятность $P(A)$ события A с его условными вероятностями $P(A|B_i)$, соответствующими условиям реализации некоторых других событий B_i ($i=1, 2 \dots$) с вероятностями $P(B_i)$:

$$P(A) = \sum_i P(A | B_i) \cdot P(B_i)$$

Реализацию непрерывно распределенного многомерного вектора сигнала и помех в пределах от \mathbf{y} до $\mathbf{y}+d\mathbf{y}$ примем за событие A с вероятностью $P(A) \approx p(\mathbf{y})d\mathbf{y} = p_{\text{сш}}(\mathbf{y})d\mathbf{y}$. Пусть события B_i состоят в реализациях непрерывно распределенных значений вектора $\boldsymbol{\beta}$ на различающихся интервалах $d\boldsymbol{\beta}$. Тогда запишем вероятности:

$$P(A | B_i) \approx P(\mathbf{y} | \boldsymbol{\beta})d\mathbf{y}, \quad P(B_i) \approx P(\boldsymbol{\beta})d\boldsymbol{\beta}$$

2.1 МЕТОДИКА УЧЕТА НЕИНФОРМАТИВНЫХ ПАРАМЕТРОВ СИГНАЛА И ЕЕ ПРИЛОЖЕНИЕ К ОБНАРУЖЕНИЮ

Подставляя приведенные выражения в формулу полной вероятности и сокращая обе части равенства на dy , находим аналог этой формулы для непрерывно распределенных событий β :

$$p(y) = \int_{(\beta)} p(y | \beta) \cdot p(\beta) d\beta \quad (49)$$

Реализация y возможна не только в присутствии полезного сигнала, но и в его отсутствие. Она характеризуется в этом случае **плотностью вероятности $p_{\Pi}(y)$** . Поделив на указанную плотность вероятности обе части последнего равенства, найдем отношение правдоподобия:

$$l(y) = p_{cn}(y) / p_{\Pi}(y) = \int_{(\beta)} l(y | \beta) \cdot p(\beta) d\beta \quad (50)$$

Оно оказывается результатом усреднения **частных** отношений правдоподобия **$l(y|\beta) = p_{cn}(y|\beta) / p_{\Pi}(y) = l(\beta)$** , рассчитанных для фиксированных реализаций β , по всем возможным этим реализациям. Иначе говоря, оно является математическим ожиданием частного отношения правдоподобия **$l(y|\beta) = l(\beta)$** .

2.1 МЕТОДИКА УЧЕТА НЕИНФОРМАТИВНЫХ ПАРАМЕТРОВ СИГНАЛА И ЕЕ ПРИЛОЖЕНИЕ К ОБНАРУЖЕНИЮ

Частное отношение правдоподобия соответствует сигналу $\mathbf{x}(\boldsymbol{\beta})$ с полностью известными параметрами.

Применительно к обнаружению на фоне гауссовских помех такое отношение правдоподобия было найдено ранее.

С учетом зависимостей \mathbf{l} , ξ , q^2 от $\boldsymbol{\beta}$, имеем $l(\boldsymbol{\beta}) = e^{\xi(\boldsymbol{\beta}) - q^2(\boldsymbol{\beta})/2}$

Тогда отношение правдоподобия принимает вид:

$$l = \int_{(\boldsymbol{\beta})} e^{\xi(\boldsymbol{\beta}) - q^2(\boldsymbol{\beta})/2} \cdot p(\boldsymbol{\beta}) d\boldsymbol{\beta} \quad (51)$$

$$\text{где } \xi(\boldsymbol{\beta}) = \frac{1}{2} \operatorname{Re} \int_{-\infty}^{\infty} \mathbf{Y}^T(t) \cdot \mathbf{R}^*(t, \boldsymbol{\beta}) dt, \quad (52) \quad q^2(\boldsymbol{\beta}) = \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{\infty} \mathbf{X}^T(t, \boldsymbol{\beta}) \cdot \mathbf{R}^*(t, \boldsymbol{\beta}) dt \quad (53)$$

Комплексный вектор весовых функций $\mathbf{R}(t, \boldsymbol{\beta})$ находится из уравнения:

$$\frac{1}{2} \int_{-\infty}^{\infty} \boldsymbol{\Phi}(t, s) \cdot \mathbf{R}(s, \boldsymbol{\beta}) ds = \mathbf{X}(t, \boldsymbol{\beta}) \quad (54)$$

2.2 АЛГОРИТМ ОПТИМАЛЬНОГО ОБНАРУЖЕНИЯ СИГНАЛА СО СЛУЧАЙНОЙ НАЧАЛЬНОЙ ФАЗОЙ

Вектор β вырождается в данном случае в единственный скалярный параметр — начальную фазу β , а вектор-столбец комплексных амплитуд сигнала принимает вид

$$\mathbf{X}(t, \beta) = \mathbf{X}(t) \cdot e^{j\beta} \quad (55)$$

Распределение случайной начальной фазы β задаем равномерным:

$$p(\beta) = 1/2\pi, \quad 0 \leq \beta \leq 2\pi \quad (56)$$

Решение уравнения, содержащего комплексный вектор весовых функций $\mathbf{R}(t, \beta)$, с правой частью $\mathbf{X}(t, \beta)$ принимает вид:

$$\mathbf{R}(t, \beta) = \mathbf{R}(t) \cdot e^{j\beta} \quad (57)$$

Входящий в выражение комплексный весовой вектор $\mathbf{R}(t)$ определяется из несодержащего β интегрально-матричного уравнения:

$$\frac{1}{2} \int_{-\infty}^{\infty} \Phi(t, s) \cdot \mathbf{R}(s) ds = \mathbf{X}(t) \quad (58)$$

2.2 АЛГОРИТМ ОПТИМАЛЬНОГО ОБНАРУЖЕНИЯ СИГНАЛА СО СЛУЧАЙНОЙ НАЧАЛЬНОЙ ФАЗОЙ

Весовой интеграл (52) после подстановки (57) в последнее выражение принимает вид: $\xi(\beta) = \operatorname{Re}(Z \cdot e^{-j \cdot \beta}) = |Z| \cdot \cos(\beta - \arg Z)$ (59)

куда входит модуль комплексного **веса интеграла**:

$$Z = \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{\infty} \mathbf{Y}^T(t) \cdot \mathbf{R}^*(t) dt \quad (60)$$

Параметр обнаружения (53) от β не зависит: $q^2(\beta) = q^2$ (61)

где $q^2 = \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{\infty} \mathbf{X}^T(t) \cdot \mathbf{R}^*(t) dt$ (62)

Отношение правдоподобия (51) после подстановок принимает вид:

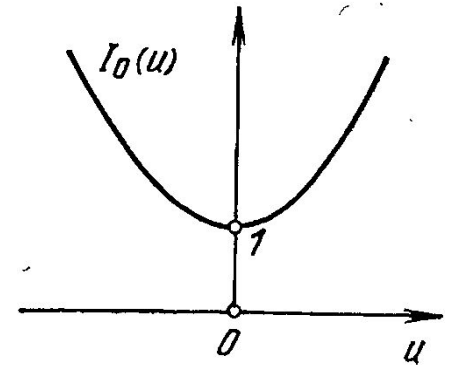
$$l = e^{-q^2/2} \cdot \frac{1}{2\pi} \int_{(\beta)} e^{|Z| \cdot \cos(\beta - \arg Z)} d\beta \quad (63)$$

Интеграл (63) в последнем выражении сводится к табличному:

$$\frac{1}{2\pi} \int_{(\beta)} e^{|Z| \cdot \cos(\beta - \arg Z)} d\beta = I_0(u) \quad (64)$$

2.2 АЛГОРИТМ ОПТИМАЛЬНОГО ОБНАРУЖЕНИЯ СИГНАЛА СО СЛУЧАЙНОЙ НАЧАЛЬНОЙ ФАЗОЙ

Функция $I_0(u)$ — модифицированная функция Бесселя нулевого порядка. Модифицированной называют вещественную функцию $I_0(u)$, получаемую из степенного ряда обычной функции Бесселя первого рода $J_0(u)$ путем замены u на ju .



Степенной ряд функции $J_0(u)$ не содержит слагаемых с нечетными показателями степени. Указанная замена при вещественных значениях независимой переменной u поэтому не выводит функцию $J_0(ju)$ за пределы вещественной области. Справа приведен график модифицированной функции Бесселя нулевого порядка $n=0$.

Выражения отношения правдоподобия и его логарифма для сигнала с равновероятной начальной фазой принимают вид:

$$l = e^{-q^2/2} \cdot I_0(|Z|) \quad (65)$$

$$\ln l = \ln I_0(|Z|) - q^2/2 \quad (66)$$

Правило сравнения $|Z|$ с порогом является удобным алгоритмом оптимального решения в силу монотонно-нарастающей зависимости $\ln l$ от $|Z|$.

2.3 АЛГОРИТМ ОПТИМАЛЬНОГО ОБНАРУЖЕНИЯ СИГНАЛОВ СО СЛУЧАЙНЫМИ АМПЛИТУДОЙ И НАЧАЛЬНОЙ ФАЗОЙ

Для произвольного сигнала со случайными амплитудой и начальной фазой имеем $\beta = (b, \varphi)$, и $X(t, \beta) = b \cdot X(t) \cdot e^{j\beta}$ (67)

где b — амплитудный множитель. Пусть исходные значения корреляционного интеграла Z и квадратичного параметра обнаружения q^2 вычислены при $b=1$. Аналогичные значения при неравном единице, но фиксированном b определяются выражениями $Z(b) = b \cdot Z$, $q^2(b) = b^2 \cdot q^2$. Частное отношение правдоподобия при фиксированном амплитудном множителе, но случайной начальной фазе β принимает вид:

$$l(\beta) = e^{-b^2 \cdot q^2 / 2} \cdot I_0(b \cdot |Z|) \quad (68)$$

Полученное выражение следует усреднить по возможным значениям амплитудного множителя b для каждой принятой модели его распределения. Распределения b в активной радиолокации связаны с распределением ЭПР цели

$$\sigma_{\varphi} = b^2 \cdot \overline{\sigma_{\varphi}} \quad (35)$$

2.3 АЛГОРИТМ ОПТИМАЛЬНОГО ОБНАРУЖЕНИЯ СИГНАЛОВ СО СЛУЧАЙНЫМИ АМПЛИТУДОЙ И НАЧАЛЬНОЙ ФАЗОЙ

Математическое ожидание квадрата амплитудного множителя $p(b)$ равно \bar{b}^2 и равно единице. Величина q^2 в выражении $q^2(b) = q^2 \cdot b^2$ приобретает смысл параметра обнаружения, рассчитанного на среднее значение энергии сигнала. Широкий класс реальных распределений амплитудного множителя b , в частности, для самолетов описывается моделью m -распределения Накагами:

$$p(b) = K_m \cdot b^{2m-1} \cdot e^{-mb^2} \quad (69)$$

Здесь $K_m = 2m^m / \Gamma(m)$ — нормирующий коэффициент; $\Gamma(m)$ — гамма-функция. Для целых $m \geq 2$ значение $\Gamma(m) = (m-1)!$; $\Gamma(1) = 1$. Соответствующие распределения σ_{ψ} находятся по правилу трансформации законов распределения:

$$p(\sigma_{\psi}) = p(b) \cdot db / d\sigma_{\psi}, \quad \text{где} \quad b = \sqrt{\sigma_{\psi} / \bar{\sigma}_{\psi}} \quad (70)$$

Таким образом, получаем гамма-распределение:

$$p(\sigma_{\psi}) = (K_m / 2\bar{\sigma}_{\psi}) \cdot (\sigma_{\psi} / 2\bar{\sigma}_{\psi})^{m-1} \cdot e^{-m\sigma_{\psi} / \bar{\sigma}_{\psi}} \quad (71)$$

2.3 АЛГОРИТМ ОПТИМАЛЬНОГО ОБНАРУЖЕНИЯ СИГНАЛОВ СО СЛУЧАЙНЫМИ АМПЛИТУДОЙ И НАЧАЛЬНОЙ ФАЗОЙ

При $m=1$ распределение Накагами переходит в релеевское $p(b) = 2b, \bar{b}^2$ гамма-распределение в экспоненциальное.

Эта модель правильно описывает распределение амплитуд и мощностей сигналов, отраженных от целей с большим числом случайно расположенных, независимо отражающих и равноценных элементов (блестящих точек). Цель с доминирующим отражающим элементом лучше описывается вторым **распределением** Накагами:

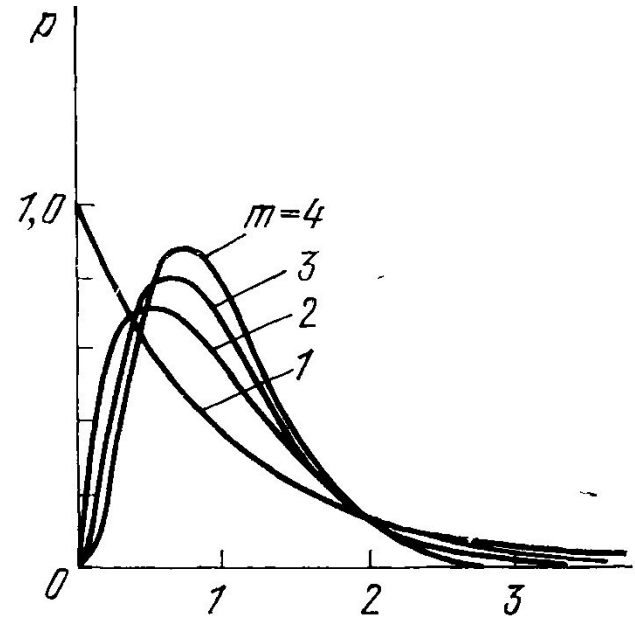
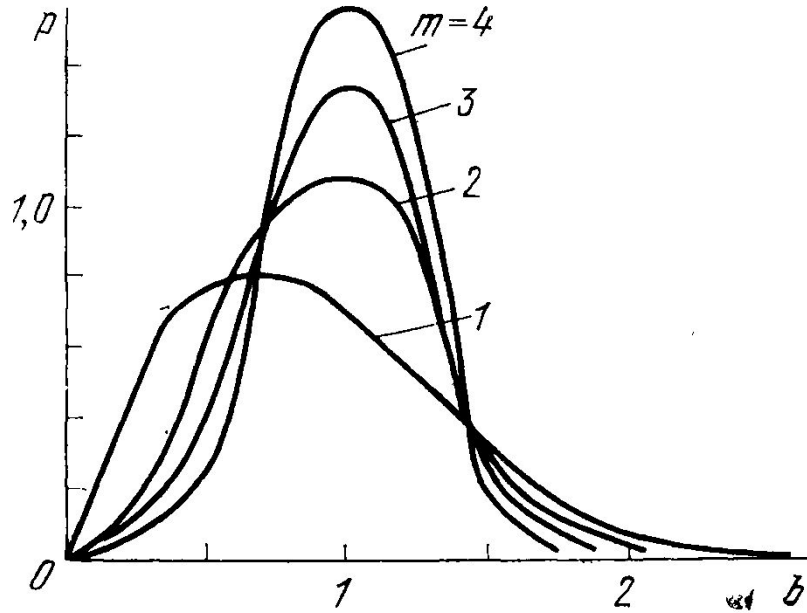
$$p(b) = 8b^3 \cdot e^{-2b^2}$$

и так называемым вторым **распределением** Сверлинга:

$$p(\sigma_{\psi}) = 4 \cdot \sigma_{\psi} / \bar{\sigma}_{\psi}^2 \cdot e^{-2\sigma_{\psi} / \bar{\sigma}_{\psi}}$$

(след. рис. 9 и 10). Подобная модель, приближаясь к более сложной и точной в указанном случае модели обобщенного закона Релея, удобна при проведении расчетов.

2.3 АЛГОРИТМ ОПТИМАЛЬНОГО ОБНАРУЖЕНИЯ СИГНАЛОВ СО СЛУЧАЙНЫМИ АМПЛИТУДОЙ И НАЧАЛЬНОЙ ФАЗОЙ



Второе распределение Накагами и второе распределение Сверлинга

Найдем выражение **отношения правдоподобия** для сигнала со случайными равновероятно распределенной **начальной фазой** и с амплитудным множителем **b**, удовлетворяющим **распределению Накагами**:

$$l = K_m \cdot \int_0^{\infty} b^{2m-1} \cdot I_0(\mu \cdot b) \cdot e^{-\nu \cdot b^2} db \quad (72) \quad , \text{где}$$

$$\mu = |Z| = |Z_n|, \quad \nu = m + q^2 / 2$$

2.3 АЛГОРИТМ ОПТИМАЛЬНОГО ОБНАРУЖЕНИЯ СИГНАЛОВ СО СЛУЧАЙНЫМИ АМПЛИТУДОЙ И НАЧАЛЬНОЙ ФАЗОЙ

Используя правила дифференцирования по параметру и сводя определенный интеграл к табличному, при целых m , получим:

$$l = (-1)^{m-1} \cdot K_m \cdot \frac{d^{(m-1)}}{dv^{(m-1)}} \cdot \int_0^{\infty} b \cdot I_0(\mu \cdot b) \cdot e^{-v \cdot b^2} db \quad \text{и окончательно:}$$

$$l = (-1)^{m-1} \cdot K_m \cdot \frac{d^{(m-1)}}{dv^{(m-1)}} \cdot \left[\frac{1}{2v} \cdot \exp(\mu^2 / 4v) \right] \quad (73)$$

где $v = m + q^2/2$. Для $m=1$ и $m=2$, в частности, имеем:

$$\ln l = \frac{q^2 |Z_H|^2 / 2}{2(1 + q^2 / 2)} - \ln(1 + q^2 / 2) \quad (74)$$

$$\ln l = \frac{q^2 |Z_H|^2 / 4}{2(1 + q^2 / 4)} + \ln(1 + q^2 |Z_H|^2 / 4) - 2 \ln(1 + q^2 / 4) \quad (75)$$

Функции (74) и (75) являются монотонно нарастающими функциями аргументов $|Z_H|$ и $|Z|$. Их сравнение с порогом (порогами) сводится к сравнению со своими порогами нормированных $|Z_H|$ или ненормированных $|Z|$ модульных значений весовых интегралов.

2.3 АЛГОРИТМ ОПТИМАЛЬНОГО ОБНАРУЖЕНИЯ СИГНАЛОВ СО СЛУЧАЙНЫМИ АМПЛИТУДОЙ И НАЧАЛЬНОЙ ФАЗОЙ

Указанный вывод относится не только к использованию распределений значений \mathbf{b} типа Накагами, релеевского в частности. Он справедлив для произвольной плотности вероятности $p(\mathbf{b})$. Последняя всегда выражается неотрицательной величиной. Функция $I_0(\mathbf{b} \cdot |\mathbf{Z}|)$ при любом \mathbf{b} — монотонно нарастающая аргумента $|\mathbf{Z}|$. Сравнение \mathbf{I} с порогом (порогами) может быть заменено сравнением $|\mathbf{Z}|$ со своим порогом (порогами). Последнее замечание существенно, поскольку наряду с распределением Накагами могут использоваться другие распределения \mathbf{b} .

Показателем применимости распределений Накагами является отношение $k_{\text{ц}} = \overline{\sigma_{\text{ц}}} / \sigma_{\text{ц,мед}}$ среднего значения ЭПР реальной цели к ее медианному значению. Медианным называют такое значение $\sigma_{\text{ц}}$, вероятности превышения и не превышения которого составляют $1/2$. Для закона $m=1$ (релеевского) значение $k_{\text{ц}}=1,44$; для закона $m=2$ значение $k_{\text{ц}}=1,18$.

2.3 АЛГОРИТМ ОПТИМАЛЬНОГО ОБНАРУЖЕНИЯ СИГНАЛОВ СО СЛУЧАЙНЫМИ АМПЛИТУДОЙ И НАЧАЛЬНОЙ ФАЗОЙ

Встречаются между тем цели, для которых $k_{ц} > 10$. К ним относятся корабли и другие цели с клиновидными элементами, отражающими при некоторых углах падения почти зеркально. Тогда переходят к модели **логарифмически-нормального распределения**:

$$p(\sigma_{ц}) = (1 / \sigma_{ц} \sqrt{2\pi \cdot D}) \cdot \exp \left[- (\ln \sigma_{ц} - \overline{\ln \sigma_{ц}})^2 / 2D \right] \quad (76)$$

Значения $\ln \sigma_{ц}$ и $\ln b$ распределены в этом случае по нормальному закону, отношение $k_{ц} = \sigma_{ц} / \sigma_{ц\text{мед}}$ определяется выражением $k_{ц} = e^{D/2}$. При изменении дисперсии D величина $k_{ц}$ изменяется от 1 до ∞ , что является достоинством приведенной аппроксимации.

Еще более широкие возможности аппроксимации дает совокупность **распределений Джонсона**. Это распределения случайных величин $s = \sigma_{ц}$ или $s = b$, трансформированных из гауссовских величин z с единичной дисперсией и нулевым матожиданием при помощи нелинейных функций $s_i(z)$ ($i=1,2,3$) трех типов, одна из которых приводит к последнему выражению (76).

2.3 АЛГОРИТМ ОПТИМАЛЬНОГО ОБНАРУЖЕНИЯ СИГНАЛОВ СО СЛУЧАЙНЫМИ АМПЛИТУДОЙ И НАЧАЛЬНОЙ ФАЗОЙ

Подбор типа функции осуществляется по соотношению коэффициентов асимметрии и эксцесса экспериментальной кривой, например распределение $p(\sigma_{\text{ц}})$. Для простых целей с малым числом блестящих точек лучший результат дает ограниченное с двух сторон по переменной s преобразование:

$$s_2(z) = \varepsilon + \lambda \cdot \{\exp[(\gamma - z)/\eta] + 1\}^{-1}$$

где $\varepsilon, \lambda, \gamma, \eta$ — параметры.

Широкое развитие электронно-вычислительной техники позволяет моделировать случайные числа z и величины $s_i(z)$, соответствующие найденным распределениям.

Могут моделироваться также дискреты помехи и значения b и $\sigma_{\text{ц}}$ для каждого возможного расположения отражающих элементов цели в пространстве. Это обеспечивает прямое моделирование процесса обнаружения.

2.4 СХЕМЫ ОБНАРУЖИТЕЛЕЙ СИГНАЛОВ СО СЛУЧАЙНЫМИ АМПЛИТУДОЙ И НАЧАЛЬНОЙ ФАЗОЙ

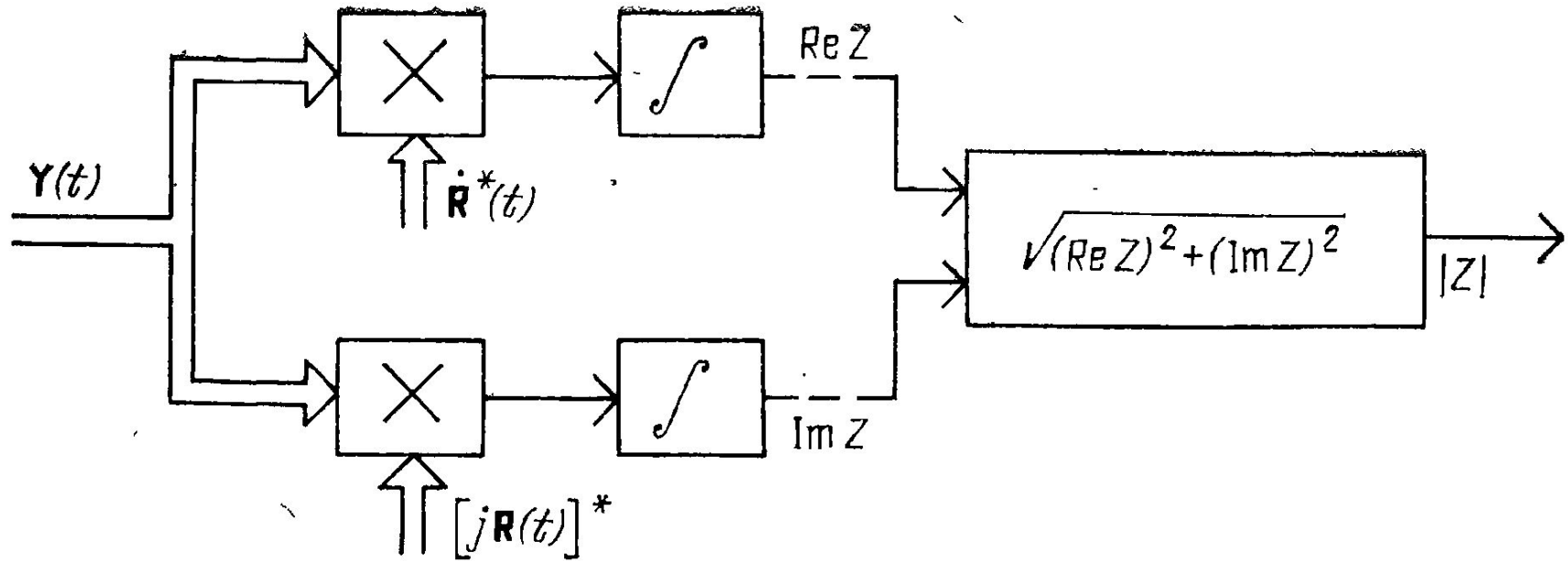
Алгоритмы оптимального многоканального обнаружения когерентных сигналов со случайной начальной фазой и со случайными амплитудой и начальной фазой одинаковы. Отношение правдоподобия (его логарифм) является в обоих случаях монотонной функцией от модульного значения $|Z|$ комплексного весового интеграла Z . Алгоритм оптимального обнаружения может быть сведен к сравнению этого значения с порогом (порогами).

Вычисление модульного значения весового интеграла реализуется путем квадратурной обработки:

$$|Z| = \sqrt{(\operatorname{Re} Z)^2 + (\operatorname{Im} Z)^2} \quad (77)$$

Обработка (след. рис. 11) проводится в двух независимых каналах, называемых **квадратурными**. На каждый из них подается совокупность опорных напряжений, сдвинутых по фазе на 90° относительно совокупности напряжений другого канала.

2.4 СХЕМЫ ОБНАРУЖИТЕЛЕЙ СИГНАЛОВ СО СЛУЧАЙНЫМИ АМПЛИТУДОЙ И НАЧАЛЬНОЙ ФАЗОЙ



Опорные напряжения описываются вектор-столбцом комплексных амплитуд $\mathbf{R}(t)$ в первом канале и вектор-столбцом — $j\mathbf{R}(t)$ — во втором. Интегрирование в каждом канале проводится на видеочастоте. Результаты поканальной обработки объединяются в квадратуре и сравниваются с порогом. Возможно такое соотношение начальных фаз сигнала и опорного напряжения, при котором полезный эффект полностью пропадает в одном из квадратурных каналов, тогда он максимален в другом.

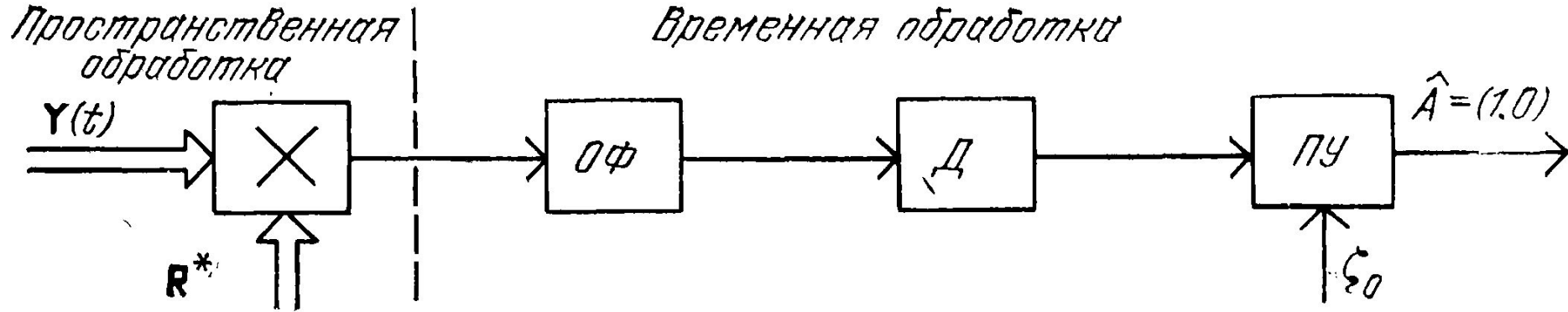
2.4 СХЕМЫ ОБНАРУЖИТЕЛЕЙ СИГНАЛОВ СО СЛУЧАЙНЫМИ АМПЛИТУДОЙ И НАЧАЛЬНОЙ ФАЗОЙ

Выходной эффект всей квадратурной схемы в целом от соотношения начальных фаз не зависит. При разделении обработки на пространственную и временную квадратурная временная обработка может проводиться после пространственной, реализуемой на радиочастоте.

Квадратурная обработка может быть проведена в принципе начиная от модулей антенной решетки (в частности, в цифровой форме). Недостатком такого варианта обработки является необходимость отдельного ее проведения в каждом элементе разрешения.

В условиях стационарных помех аналоговую квадратурную обработку во временной области обычно заменяют **сочетанием фильтровой обработки и амплитудного детектирования**. Операция вычисления весового интеграла или часть ее, составляющая временную обработку, выполняется оптимальным фильтром (ОФ).

2.4 СХЕМЫ ОБНАРУЖИТЕЛЕЙ СИГНАЛОВ СО СЛУЧАЙНЫМИ АМПЛИТУДОЙ И НАЧАЛЬНОЙ ФАЗОЙ



Значение $|Z|$ находится как амплитуда напряжения на выходе фильтра. Она определяется по величине напряжения, снимаемого с амплитудного детектора, стоящего на выходе фильтра. Последнее подлежит сравнению с порогом. Структурная схема обработки разделяется на составные части, реализующие пространственную и временную обработки. Схема рассчитана на сигналы как со случайной начальной фазой, так и со случайными амплитудой и начальной фазой. Фильтровая обработка позволяет избежать многоканальности корреляционной обработки при обнаружении сигналов с различным запаздыванием.

2.5 ПОКАЗАТЕЛИ КАЧЕСТВА ОПТИМАЛЬНОГО ОБНАРУЖЕНИЯ КОГЕРЕНТНЫХ СИГНАЛОВ

При одинаковом алгоритме сравнения $|Z|$ или $|Z_H|$ с порогом показатели качества обнаружения не зависят от варианта построения схемы обработки. Поэтому при их расчете ориентируемся на квадратурную схему. Ее квадратурные ветви представляют собой устройства обработки сдвинутых по фазе на 90° сигналов с известными параметрами. В отсутствие полезного сигнала выходные напряжения ветвей распределены по нормальному закону с нулевым математическим ожиданием и дисперсией $\sigma_0^2 = q^2$. Значение $|Z_H| = s$ распределено по закону Релея:

$$p_n(s) = s \cdot e^{-s^2/2} \quad (78)$$

Условная вероятность ложной тревоги F :

$$F = \int_{s_0}^{\infty} s \cdot e^{-s^2/2} ds = e^{-s_0^2/2} \quad (79)$$

Отсюда уровень порога: $s_0 = \xi_{0H} = \sqrt{2 \ln(1/F)}$ (80)

2.5 ПОКАЗАТЕЛИ КАЧЕСТВА ОПТИМАЛЬНОГО ОБНАРУЖЕНИЯ КОГЕРЕНТНЫХ СИГНАЛОВ

Условная вероятность правильного обнаружения находится из соотношения:

$$D = \int_{s_0}^{\infty} p_{cn}(s) ds = \int_{s_0}^{\infty} l(s) \cdot p_n(s) ds \quad (81)$$

Функция $l(s)$ здесь описывает зависимость отношения правдоподобия от модульного значения весового интеграла $s=|Z_H|$.

Для сигнала со случайной равномерно распределенной начальной фазой:

$$D = \int_{\sqrt{2 \ln(1/F)}}^{\infty} s \cdot I_0(qs) \cdot e^{-(s^2+q^2)/2} ds \quad (82)$$

Для сигнала со случайными амплитудой и равномерно распределенной начальной фазой расчет проведем применительно к произвольному m -распределению амплитудного множителя. Подставляя (72), (78), (80) в (81) и заменяя $\mu=q|Z_H|=qs$, находим:

$$D = (-1)^{m-1} \cdot K_m \cdot \frac{d^{(m-1)}}{dv^{(m-1)}} \cdot \left[\frac{e^{-s_0^2 \cdot (2v - q^2) / 4v}}{2v - q^2} \right] \quad (83)$$

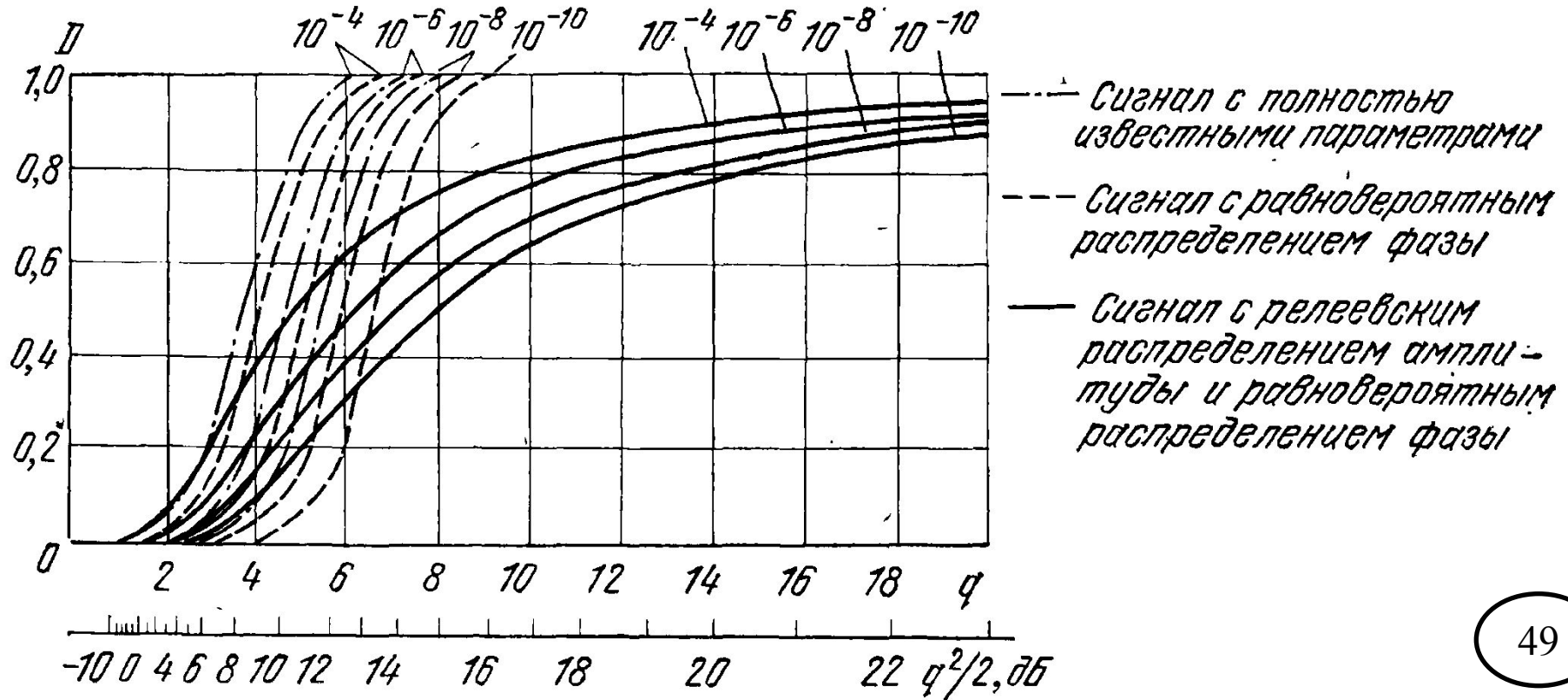
где $v=m+q^2/2$, $K_m=2m^m/\Gamma(m)$, $s_0 = \sqrt{2 \ln(1/F)}$

2.5 ПОКАЗАТЕЛИ КАЧЕСТВА ОПТИМАЛЬНОГО ОБНАРУЖЕНИЯ КОГЕРЕНТНЫХ СИГНАЛОВ

Для релеевского распределения **m=1**: $D = F^{1/(1+q^2/2)}$ 84

Для распределения **m=2** (Сверлинга): $D = \left[1 + \frac{q^2/4}{(1+q^2/4)^2} \ln \frac{1}{F} \right] \cdot F^{1/(1+q^2/4)}$ 85

На рисунке показаны кривые обнаружения **D(q)** при различных **F=const** для сигналов с различными известными параметрами.



2.5 ПОКАЗАТЕЛИ КАЧЕСТВА ОПТИМАЛЬНОГО ОБНАРУЖЕНИЯ КОГЕРЕНТНЫХ СИГНАЛОВ

Как видно, по сравнению с кривыми для сигнала с полностью известными параметрами кривые обнаружения для сигнала со случайной начальной фазой несколько сдвинуты вправо. Последнее связано с необходимостью увеличения порога из-за незнания начальной фазы. Отбор принимаемых реализаций помехи окажется иначе недостаточно строгим и возрастет вероятность **F**.

Для сохранения прежнего значения **D** при увеличенном пороге **s₀** требуется несколько повысить энергию сигнала, а значит, параметры **q** и **q²**.

Значение **q²** на кривых соответствует отношению пиковой (за период **1/f₀** высокочастотных колебаний) мощности сигнала к средней мощности шума на выходе линейной системы обработки. При случайной амплитуде сигнала отложено среднее значение **q²=M[q²(b)]**. Наряду со шкалой **q** вдоль оси абсцисс на рисунке нанесена децибельная шкала **10 lg(q²/2)**.

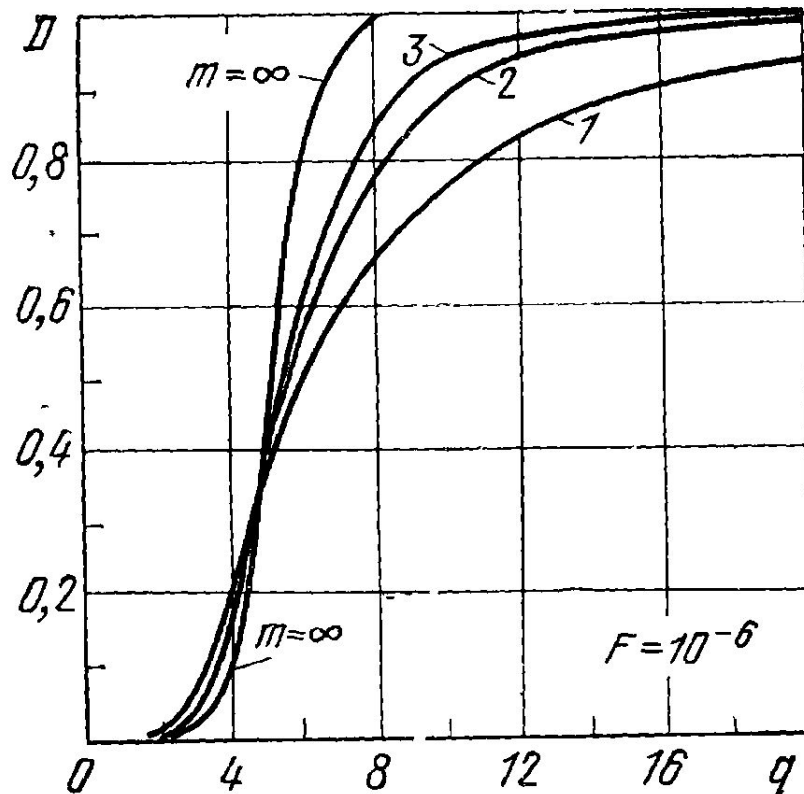
2.5 ПОКАЗАТЕЛИ КАЧЕСТВА ОПТИМАЛЬНОГО ОБНАРУЖЕНИЯ КОГЕРЕНТНЫХ СИГНАЛОВ

Величина $q^2/2$ характеризует отношение средней (за период $1/f_0$ высокочастотных колебаний) мощности сигнала к средней мощности шума. При случайной амплитуде учитывается дополнительное усреднение по реализациям. Величина $10 \lg(q^2/2)$ при обнаружении на фоне стационарного некоррелированного шума — это $(\mathcal{E}_{\text{ср}}/N_0)$ [дБ].

Кривые обнаружения для сигнала с релеевской случайной амплитудой и начальной фазой существенно сдвинуты вправо в области больших значений D в связи с возможными флуктуационными замираниями сигнала. В области малых D ($D < 0,2$) флуктуации амплитуды облегчают обнаружение сигнала, а кривые обнаружения сдвинуты влево.

Влияние распределений Накагами на кривые обнаружения поясняется на следующем слайде для $m=1$ (релеевских флуктуаций амплитуды), $m=2$ (второго случая Сверлинга), $m=3$ и $m \rightarrow \infty$ (нефлуктуирующего сигнала со случайной начальной фазой).

2.5 ПОКАЗАТЕЛИ КАЧЕСТВА ОПТИМАЛЬНОГО ОБНАРУЖЕНИЯ КОГЕРЕНТНЫХ СИГНАЛОВ



Видно, что случай $m=2$ – промежуточный между $m=1$ и $m \rightarrow \infty$. Аналогично можно говорить и о влиянии на кривые обнаружения параметра k_{Π} при логарифмически-нормальных распределениях. При обнаружении на фоне стационарного некоррелированного шума параметр обнаружения q определяется только суммарной энергией сигнала и спектральной плотностью мощности шума.

2.5 ПОКАЗАТЕЛИ КАЧЕСТВА ОПТИМАЛЬНОГО ОБНАРУЖЕНИЯ КОГЕРЕНТНЫХ СИГНАЛОВ

При обнаружении на фоне стационарного некоррелированного шума параметр обнаружения $q = \sqrt{2\mathcal{E}_\Sigma / N_0}$ определяется только суммарной энергией сигнала и спектральной плотностью мощности шума. При заданных **D** и **F** несущественно, какую форму имеет когерентный сигнал, существенно лишь отношение \mathcal{E}_Σ / N_0 .

Если же задана вероятность ложной тревоги $F_m \ll 1$ на интервале, содержащем m разрешаемых объемов, то значение $F \approx F_m / m$.

Таким образом, для когерентного сигнала со случайными релеевской амплитудой и начальной фазой потребная энергия возрастает независимо от закона модуляции в логарифмической зависимости от числа **m**: $\mathcal{E}_\Sigma / N_0 = [\ln(1 / F_m) + \ln m] / \ln(1 / D)$

3.1 ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ О НЕКОГЕРЕНТНЫХ СИГНАЛАХ

Некогерентными называют сигналы с нежесткой структурой, образованные случайным наложением когерентных:

$$\mathbf{X}(t, \boldsymbol{\beta}) = \sum_{\mu} b_{\mu} \cdot \mathbf{X}_{\mu}(t) \cdot e^{j\beta_{\mu}} \quad (86)$$

Число слагаемых в этом выражении превышает единицу.

В нем b_{μ} , β_{μ} — случайные амплитудные множители и начальные фазы, приводящие к нежесткости структуры сигнала.

Когерентность и некогерентность бывает **временной, частотной, пространственной, поляризационной, комбинированной.**

Примером сигнала с **временной** некогерентностью является пачка радиоимпульсов со случайными независимыми начальными фазами β_{μ} или начальными фазами β_{μ} и амплитудными множителями b_{μ} ($\mu=1, 2, \dots, M$). Случайность начальных фаз радиоимпульсов иногда проявляется уже при зондировании, когда не предусмотрена стабилизация передатчика или запоминание фаз зондирующих колебаний с последующим их исключением при приеме.

3.1 ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ О НЕКОГЕРЕНТНЫХ СИГНАЛАХ

Примером сигнала с **частотной** некогерентностью является многочастотный (двухчастотный) отраженный сигнал, разнос частот в котором заметно превышает величину, обратную запаздыванию на радиальном интервале между крайними элементами сложной цели. Примером сигнала с **пространственной** некогерентностью является сигнал:

$$\mathbf{X}(t, \boldsymbol{\beta}) = \begin{Bmatrix} b_1 X_1(t) \cdot e^{j\beta_2} \\ b_2 X_2(t) \cdot e^{j\beta_2} \end{Bmatrix} = b_1 \cdot \begin{Bmatrix} X_1(t) \\ 0 \end{Bmatrix} \cdot e^{j\beta_1} + b_2 \cdot \begin{Bmatrix} 0 \\ X_2(t) \end{Bmatrix} \cdot e^{j\beta_2}$$

составляющими которого являются комплексные амплитуды напряжений в двух точках приема ($\mu=1,2$). Пространственная некогерентность вызывается неодинаковыми условиями возбуждения и распространения радиоволн. В аналогичной форме может быть представлен и сигнал с поляризационной некогерентностью, составляющие которого принимаются различными поляризационными каналами антенны. Источниками поляризационной некогерентности могут быть особенности распространения вторичного и первичного излучений.

3.1 ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ О НЕКОГЕРЕНТНЫХ СИГНАЛАХ

Когерентность и некогерентность по различным параметрам часто взаимно не связаны. Сигнал, когерентный по времени, может быть пространственно (поляризационно) некогерентен. Некогерентная по времени шумовая реализация в благоприятных условиях распространения оказывается пространственно-когерентным сигналом. Важной характеристикой принимаемых сигналов является матрица взаимных корреляционных функций их комплексных амплитуд:

$$\Phi_c(t, s) = M \left[\mathbf{X}(t, \boldsymbol{\beta}) \cdot \mathbf{X}^{*T}(s, \boldsymbol{\beta}) / 2 \right] \quad (87)$$

Обозначая $M \left[b_\mu \cdot b_\lambda \cdot e^{j(b_\mu - b_\lambda)} \right] = \alpha_{\mu\lambda}$, получаем:

$$\Phi_c(t, s) = \sum_{\mu, \lambda} \alpha_{\mu\lambda} \cdot \mathbf{X}_\mu(t) \cdot \mathbf{X}_\lambda^{*T}(s) \quad (88)$$

Матрица Φ_c сводится к одному слагаемому в случае когерентного сигнала. Для некогерентных сигналов с большим числом слагаемых она аппроксимируется интегралом.

3.2 ОБНАРУЖЕНИЕ ПАЧКИ СИГНАЛОВ

Сигнал, отраженный от цели, представляет собой последовательность радиоимпульсов (пачку радиоимпульсов). Число N импульсов в пачке зависит от времени облучения цели, периода повторения радиоимпульсов и определяется отношением:

$$N = T_{обл} / T_n$$

Рассмотрим теперь обнаружение некогерентной пачки радиоимпульсов, когда амплитуды радиоимпульсов известны, а их начальные фазы представляют собой независимые случайные величины с равномерным законом распределения.

Для решения этой задачи необходимо вычислить отношение правдоподобия, которое с учетом статистической независимости начальных фаз радиоимпульсов можно записать в виде:

$$l(u) = \prod_{i=1}^N \exp\left(-\frac{E_i}{N_0}\right) \cdot I_0\left(\frac{2Z_i}{N_0}\right) \quad (89)$$

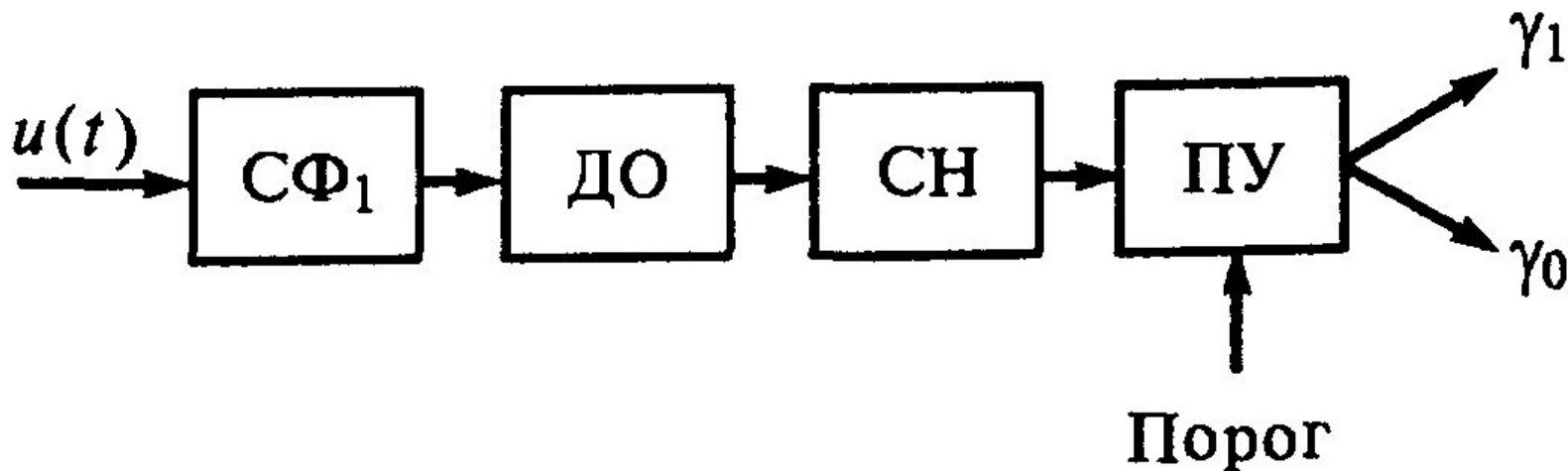
где E_i — энергия i -го радиоимпульса, Z_i — огибающая i -го радиоимпульса на выходе фильтра, согласованного с одиночным радиоимпульсом.

3.2 ОБНАРУЖЕНИЕ ПАЧКИ СИГНАЛОВ

Прологарифмируем последнее выражение и перенесем постоянные величины в правую часть. Тогда алгоритм работы оптимального обнаружителя можно записать в виде:

$$\sum_{i=1}^N \ln I_0 \left(\frac{2Z_i}{N_0} \right) \underset{H_0}{\overset{H_1}{>}} C \quad 90$$

где C — величина порога, выбираемая из условия обеспечения заданной вероятности ложной тревоги. В соответствии с приведенным алгоритмом на рисунке представлена структурная схема оптимального обнаружителя некогерентной пачки радиоимпульсов с известными амплитудами и случайными фазами.



3.2 ОБНАРУЖЕНИЕ ПАЧКИ СИГНАЛОВ

Обнаружитель состоит из фильтра, согласованного с одиночным радиоимпульсом (СФО), детектора огибающей (ДО), синхронного накопителя (СН) и порогового устройства (ПУ).

На практике вместо согласованного фильтра СФ часто используют квазиоптимальный фильтр, полоса пропускания которого выбирается из условия получения максимально возможного отношения сигнал/шум на выходе. В частности, при прямоугольной частотной характеристике фильтра ширина полосы пропускания определяется формулой Сифорова: $\Delta f_{opt} \approx 1,37 / \tau_u$

Характеристика детектора огибающей должна описываться функцией $f(x) = \ln I_0(x)$. Поскольку:

$$\ln I_0(x) \approx \begin{cases} \frac{1}{4} x^2, & x \ll 1 \\ x, & x \gg 1 \end{cases}$$

то характеристика ДО при малых отношениях сигнал/шум является **квадратичной**, а при больших отношениях сигнал/шум — **линейной**.

3.2 ОБНАРУЖЕНИЕ ПАЧКИ СИГНАЛОВ

Следовательно, решающей статистикой является либо $\sum_{i=1}^N x_i^2$
либо $\sum_{i=1}^N x_i$

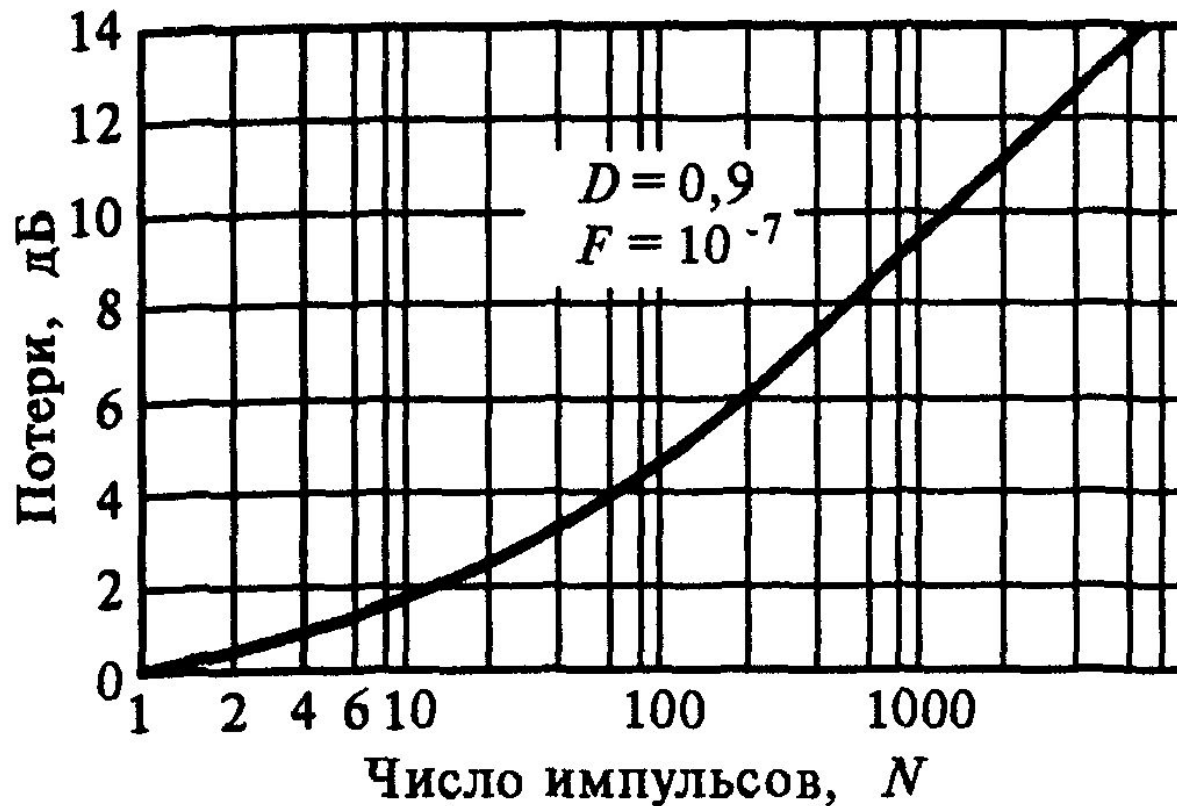
Помехоустойчивость оптимального обнаружителя некогерентной пачки радиоимпульсов с известными амплитудами существенно ниже помехоустойчивости обнаружителя когерентной пачки. Это объясняется тем, что некогерентное накопление менее эффективно по сравнению с когерентным.

В случае прямоугольной пачки при слабых сигналах и больших N отношение сигнал/шум на выходе некогерентного накопителя увеличивается пропорционально N^2 , а при когерентном накоплении — пропорционально N .

На следующем слайде представлена зависимость потерь некогерентного накопления по отношению к когерентному при **$D=0,9$, $F=10^{-7}$** от числа импульсов в пачке.

3.2 ОБНАРУЖЕНИЕ ПАЧКИ СИГНАЛОВ

Используя решающую статистику $\sum_{i=1}^N z_i$, можно получить практически такую же помехоустойчивость, что и при статистике $\sum_{i=1}^N x_i^2$.



Рассмотрим обнаружение некогерентной пачки радиоимпульсов со случайными амплитудами. Различают следующие виды флуктуаций некогерентной пачки радиоимпульсов:

3.2 ОБНАРУЖЕНИЕ ПАЧКИ СИГНАЛОВ

- независимые (быстрые); характеризуются тем, что амплитуды радиоимпульсов статистически независимы;
- дружные (медленные); характеризуются тем, что амплитуды радиоимпульсов полностью коррелированы;
- частично коррелированные; характеризуются тем, что интервал корреляции сравним с периодом повторения радиоимпульсов и длительностью пачки.

Пусть флуктуации амплитуд радиоимпульсов независимы и описываются законом Рэлея, начальные фазы распределены по равномерному закону. Тогда отношение функций правдоподобия для рассматриваемого случая можно записать в виде:

$$l(u) = \prod_{i=1}^N \frac{N_0}{N_0 + \tilde{E}} \cdot I_0 \left(\frac{2\sigma_a^2 \cdot Z_{1i}^2}{N_0 \cdot (N_0 + \tilde{E})} \right) \quad (91)$$

где Z_{1i} — огибающая i -го импульса на выходе оптимального приемника, настроенного на прием радиоимпульса единичной амплитуды.

3.2 ОБНАРУЖЕНИЕ ПАЧКИ СИГНАЛОВ

Логарифмируя последнее выражение, алгоритм работы оптимального обнаружителя можно представить в виде:

$$\sum_{i=1}^N Z_{1i}^2 \underset{H_0}{\overset{H_1}{>}} C$$

Структурная схема оптимального обнаружителя некогерентной пачки независимо флуктуирующих радиоимпульсов совпадает со схемой, приведенной ранее. Характеристика детектора огибающей должна быть квадратичной.

При дружных флуктуациях амплитуд радиоимпульсов отношение правдоподобия можно записать в виде:

$$l(u) = \int_0^{+\infty} \prod_{i=1}^N \exp\left(-\frac{a^2 \cdot E_1}{N_0}\right) \cdot I_0\left(\frac{2a \cdot Z_{1i}}{N_0}\right) \cdot w(a) da$$

где $w(a)$ — закон распределения амплитуд, обычно рэлеевский; начальные фазы распределены по равномерному закону.

3.2 ОБНАРУЖЕНИЕ ПАЧКИ СИГНАЛОВ

Структурная схема обнаружителя оказывается такой же, как на ранее приведенная. Характеристика детектора огибающей должна быть **линейной** при **больших** отношениях сигнал/шум и **квадратичной** при **малых**.

При частично коррелированных флуктуациях синтез оптимального обнаружителя представляет более сложную задачу по сравнению с рассмотренными выше случаями.

Оценка помехоустойчивости оптимальных обнаружителей некогерентной пачки флуктуирующих радиоимпульсов достаточно сложна и осуществляется обычно численными методами на ЭВМ.

Заметим, что при увеличении интервала корреляции флуктуаций характеристики обнаружения ухудшаются. Поэтому на практике стараются обеспечить независимость флуктуаций радиоимпульсов пачки. Этого можно, в частности, добиться изменением частоты несущей от импульса к импульсу.