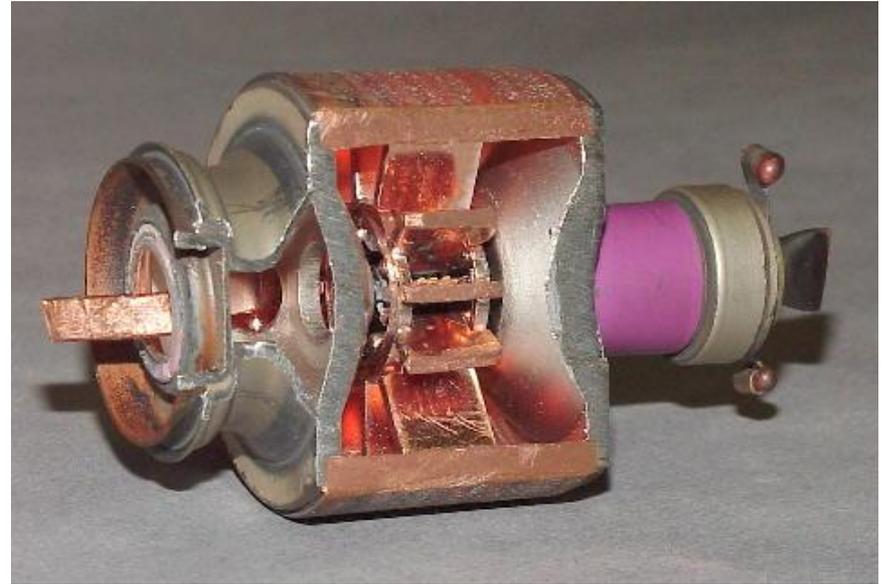


# Передатчики РЛС

Требования со стороны РЛС:

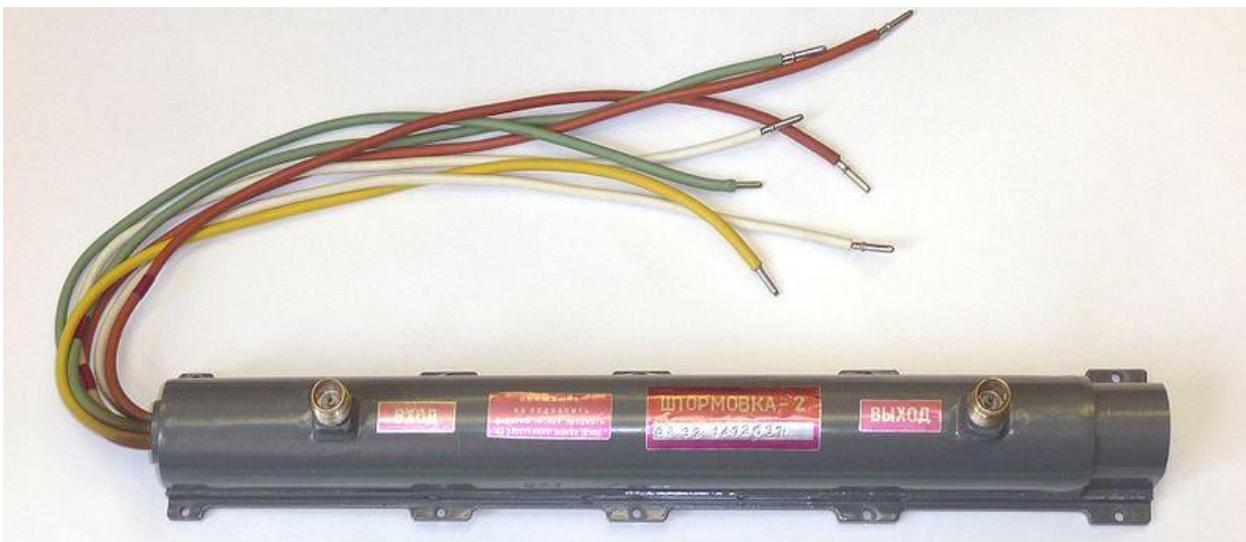
- частота порядка 10 ГГц;
- большая мощность;
- КПД;
- импульсный режим.



Магнетрон - электровакуумный прибор для генерации радиоволн СВЧ, основанный на взаимодействии потока электронов с электромагнитным полем.

Магнетроны могут работать на частотах 0,5 - 100 ГГц, с мощностями 1 Вт - 20 кВт в непрерывном режиме и 10 Вт - 5 МВт в импульсном режиме при  $\tau_{\text{и}} = 0,1 - 50$  мкс.

КПД – до 80%. Перестройка по частоте – не более 10%.



ЛБВ – электровакуумный прибор, в котором для генерирования и/или усиления электромагнитных колебаний СВЧ используется взаимодействие бегущей э-м волны и электронного потока, движущихся в одном направлении.

Диапазон рабочих частот – до 500 ГГц !

Важным свойством ЛБВ является их **широкополосность** (порядка 20-50 % от средней частоты).

Выходная мощность от долей мВт (входные малошумящие усилители СВЧ) до десятков кВт (выходные усилители в передающих устройствах) в непрерывном режиме и до нескольких МВт в импульсном режиме.

КПД – до 30%.



**Клистрон** — электровакуумный прибор, в котором преобразование постоянного потока электронов в переменный происходит путём модуляции скоростей электронов электрическим полем СВЧ

Низкий КПД  
Узкополосность

Параметры многолучевых клистронов:

- диапазон рабочих длин волн – 3-15 см;
- полоса рабочих частот – порядка 200 МГц во всем диапазоне частот, что составляет от 2 до 10%;
- выходная импульсная мощность – не менее 100 кВт;
- длительность импульса – от 0,1 мкс до 1-2 мс;
- скважность – от 10 до 50;

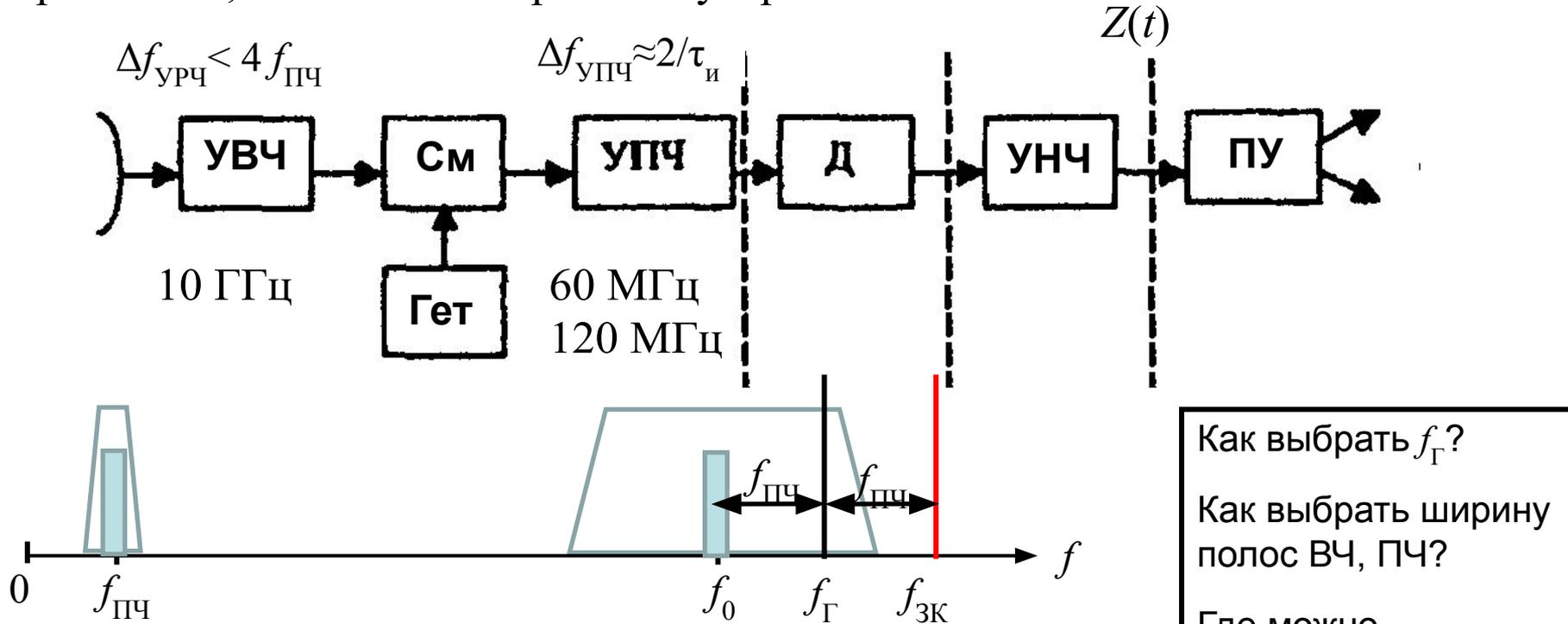
# Уровни гармоник

Тип прибора	Уровни побочных излучений относительно основного, (- дБ)		
	На гармониках		Паразитное излучение (широкополосное)
	$2f_0$	$3f_0$	
Магнетрон	47	44	59
ЛБВ	37	44	42
Клистрон	42	46	42

# Прием и обнаружение радиолокационных сигналов

Задача – обнаружить в принятом колебании сигнал, отраженный от цели.

Обнаружитель – специальное устройство, подключаемое к выходу приемника, обычно это пороговое устройство.



Как выбрать  $f_{\Gamma}$ ?

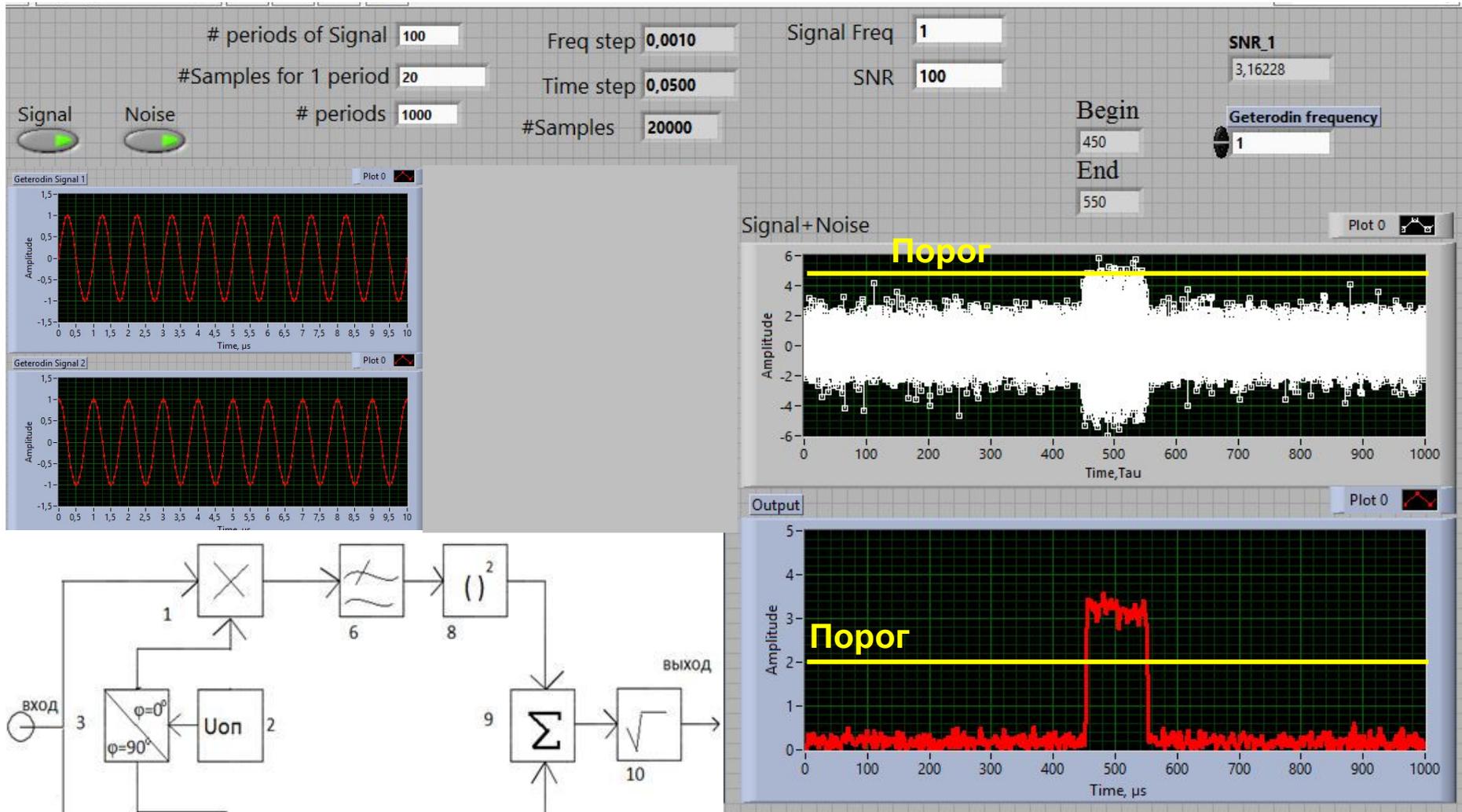
Как выбрать ширину полос ВЧ, ПЧ?

Где можно поставить АЦП?

Особенности задачи радиолокационного обнаружения:

- случайный характер появления сигнала;
- случайная амплитуда сигнала;
- наличие собственных шумов приемника и внешних помех;
- ограничение времени на процедуру обнаружения.

# Детектирование радиолокационных сигналов



Результат работы квадратурного (синхронного) детектора, по сравнению с амплитудным

Обнаружение – статистическая задача [после обнаружения может быть поставлена задача оценки параметров сигнала]

Задача обнаружения ставится следующим образом:

наблюдаемый процесс  $y(t)$  может быть либо помехой (шумом)

$$y(t) = n(t),$$

либо аддитивной смесью сигнала с помехой (шумом)

$$y(t) = s(t) + n(t),$$

[помеха может быть и мультипликативной]

По результатам наблюдения реализации  $y(t)$  в течение заданного времени  $T_{\text{набл}}$  требуется выяснить, какая из ситуаций имеет место, и сделать это следует наилучшим (оптимальным) образом.

Обнаружитель выносит одно из двух взаимоисключающих (альтернативных) решений: «**есть сигнал**» / «**нет сигнала**».

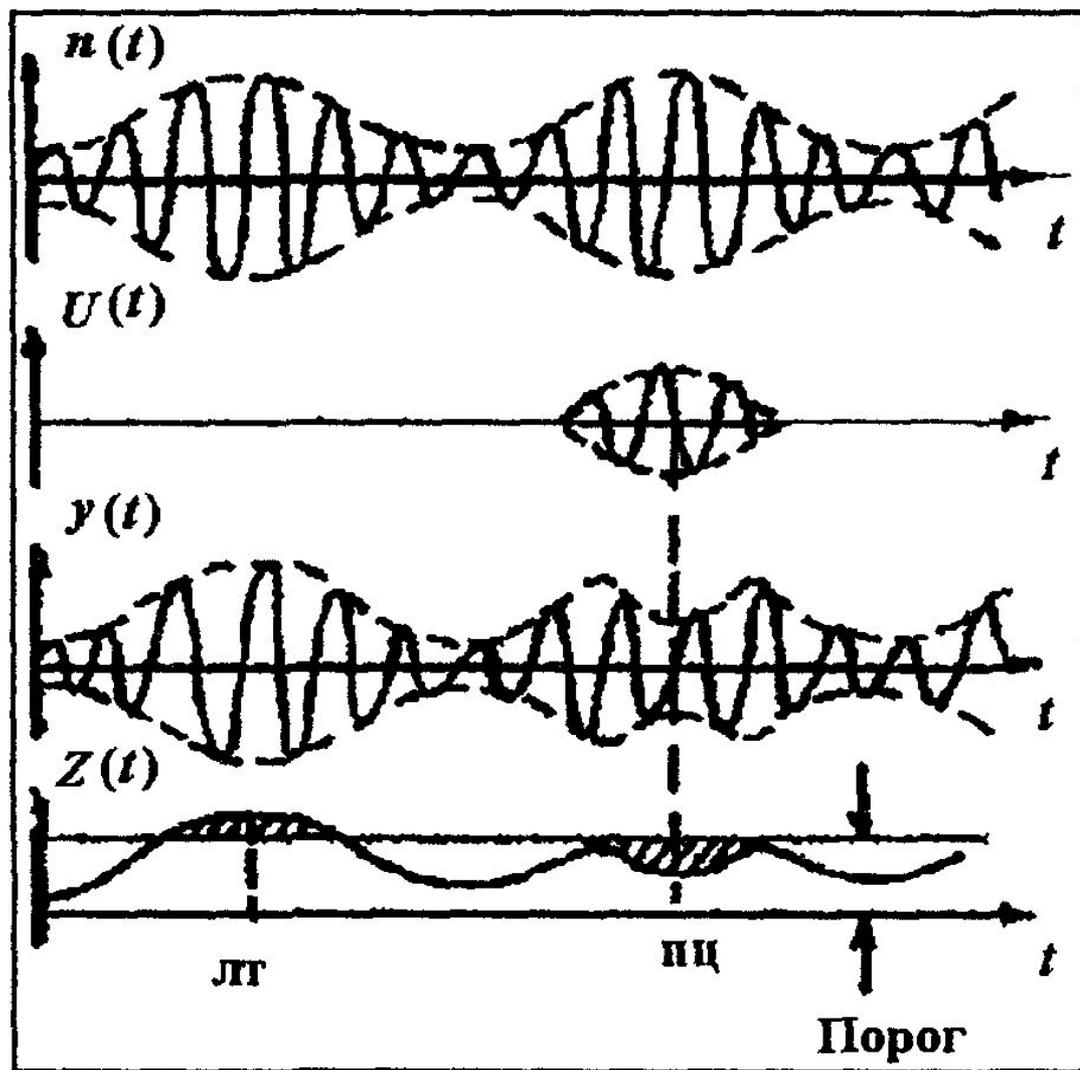
Чем определяется  $T_{\text{набл}}$  («временное окно»), как его выбрать?

При работе обнаружителя возможно 4 исхода:

- **Правильное обнаружение:** сигнал объективно присутствует, решение «Сигнал»;
- **Правильное необнаружение:** сигнал объективно отсутствует, решение «Нет сигнала»;
- **Ложная тревога:** сигнал объективно отсутствует, решение «Сигнал» - *Ошибка первого рода*
- **Пропуск цели (сигнала):** сигнал объективно присутствует, решение «Нет сигнала» - *Ошибка второго рода*

Очевидно выбор оптимального правила (критерия) обнаружения **связан** (но не эквивалентен) с проблемой минимизации вероятностей ошибок первого и второго рода.

## Примеры ошибочных решений (ЛТ – ложная тревога, ПЦ – пропуск цели)



Реализован аналоговый алгоритм обнаружения:

- Детектирование;
- Сравнение с порогом

Наблюдаются:

- Ложная тревога
- Пропуск цели

# Критерии оптимального обнаружения

Что означает термин «лучший обнаружитель»?

Нужно определить критерий сравнения обнаружителей.

При обнаружении возможны два неизвестных и взаимоисключающих условия (альтернативные гипотезы):

- $H_1$  – сигнал есть;
- $H_0$  – сигнала нет.

Обнаружитель выносит решения:

- $A_1$  – сигнал есть;
- $A_0$  – сигнала нет.

Возможны 4 варианта совмещения решения и условия:

$A_1 H_1$  – правильное обнаружение

$A_0 H_1$  – пропуск

$A_1 H_0$  – ложная тревога

$A_0 H_0$  – правильное необнаружение

Вводятся условные вероятности:

$D = p(A_1 | H_1)$  – вероятность правильного обнаружения

$D_0 = p(A_0 | H_1)$  – вероятность пропуска,

$$D + D_0 = 1$$

$F = p(A_1 | H_0)$  – вероятность ложной тревоги

$F_0 = p(A_0 | H_0)$  – вероятность правильного необнаружения,

$$F + F_0 = 1$$

### **Построение критериев оптимальности алгоритма обнаружения**

Для оценки последствий ошибочных решений (ложная тревога или пропуск) вводятся их «стоимости» («потери»):

$r_{01}$  – потери от пропуска;

$r_{10}$  – потери от ложной тревоги.

Средние потери (средний риск):

$$\begin{aligned} r &= r_{01} p(A_0 | H_1) + r_{10} p(A_1 | H_0) = r_{01} p(H_1) p(A_0 | H_1) + r_{10} p(H_0) p(A_1 | H_0) = \\ &= r_{01} p(H_1) D_0 + r_{10} p(H_0) F \end{aligned}$$

Оптимальный обнаружитель должен обеспечивать **минимум среднего риска** («критерий Байеса»)

$$\bar{r} = r_{01} p(H_1) D_0 + r_{10} p(H_0) F \rightarrow \min$$

Такая оценка естественна для наблюдателя, который должен принять большое число решений в одинаковых условиях. В этом случае проявятся статистические характеристики как исследуемого процесса, так и обнаружителя.

Чтобы данный критерий можно было использовать на практике, необходимо установить стоимости ошибок  $r_{01}$  и  $r_{10}$  и априорные вероятности двух альтернативных гипотез  $H_1$  и  $H_0$ .

Если это не удастся сделать, приходится применять более простые критерии.

При условии  $r_{01} = r_{10} = 1$  средний риск равен

$$\bar{r} = p(H_1) D_0 + p(H_0) F \rightarrow \min$$

т.е. суммарной вероятности ошибки.

Этот критерий носит название «**критерий идеального наблюдателя**»).

[критерий Котельникова, который используется в радиосвязи, где ложное обнаружение и пропуск одинаково нежелательны].

Если априорные вероятности гипотез  $p(H_1)$  и  $p(H_0)$  не известны, а это типичная ситуация для радиолокационного обнаружения, то можно ограничиться минимизацией суммы условных вероятностей ошибок (**критерий минимума суммы ...**)

$$r = D_0 + F \rightarrow \min$$

Этот критерий можно использовать только при сопоставимых значениях  $D_0$  и  $F$ . В радиолокации этого нет!

.....

При радиолокационном наблюдении особенно опасна ложная тревога (за каждой ложной тревогой следует обязательный набор действий, например в системе управления воздушным движением), и относительно неопасен пропуск цели.

Поэтому  $F \ll D_0 = 1 - D$  и критерий выглядит следующим образом:

$F = \text{const}$  (типичное значение очень мало  $F = 10^{-7} \dots 10^{-6}$ ) и  $D \rightarrow \max$   
(типичное значение  $D = 0,5 \dots 0,9$ )

(«критерий Неймана-Пирсона).

**Это основной радиолокационный критерий!**

# Отношение правдоподобия («полная теория»)

Отношение правдоподобия. Рассмотрим условия выполнения весового критерия, для чего найдем вероятности правильного обнаружения и ложной тревоги  $D$  и  $F$ . Воспользуемся теоремой Котельникова. При этом следует сделать предположение об ограниченности спектра принимаемого сигнала  $x(t)$  и помехи  $n(t)$  в полосе частот  $0 \leq f \leq f_{\max}$ . Тогда функция  $x(t)$  однозначно отображается своими дискретными значениями  $x_1, x_2, \dots, x_m$ , отсчитанными через временные интервалы  $\Delta t = 1/2f_{\max}$ . Вся совокупность отсчетов называется выборкой. Если функцию  $x(t)$  ограничить интервалом времени  $T_0$ , то для ее отображения требуется  $m = T/\Delta t = 2f_{\max} T_0$  отсчетов.

Каждая реализация случайной функции  $x(t)$  при наличии как помех, так и полезного сигнала определяется многомерной плотностью распределения вероятностей  $w_{сп}(x_1, x_2, \dots, x_m)$ , а если полезного сигнала нет, то плотностью распределения помехи  $w_{п}(x_1, x_2, \dots, x_m)$ . Совместная вероятность нахождения значений  $x$  в интервале  $x_1, x_1 + dx$ ;  $x_2, x_2 + dx_2$  и т. д. равна  $w_{сп}(x_1, x_2, \dots, x_m) dx_1 dx_2 \dots dx_m$  (аналогичная зависимость справедлива для плотности распределения помехи  $w_{п}$ ). Так как значения  $x_1, x_2, \dots$  определяют функцию  $x(t)$  однозначно, то указанная вероятность определяет вероятность реализации функции  $x(t)$ .

Для принятия решения о наличии или отсутствии цели следует разбить все множество выборок на области  $X_1$  наличия сигнала (решение  $A_1$ ) и  $X_0$  (решение  $A_0$ ) отсутствия сигнала. Условную вероятность правильного обнаружения найдем как вероятность попадания выборки  $x_1, x_2, \dots$  в область  $X_1$  при условии наличия сигнала (плотность распределения  $\omega_{сп}$ ), а условную вероятность ложной тревоги — как вероятность попадания этой выборки в область  $X_1$  при условии отсутствия сигнала (плотность распределения  $\omega_{п}$ ). Таким образом,

$$D = \int_{X_1} \int \dots \int \omega_{сп}(x_1, x_2, \dots, x_m) dx_1 dx_2 \dots dx_m,$$

$$F = \int_{X_1} \int \dots \int \omega_{п}(x_1, x_2, \dots, x_m) dx_1 dx_2 \dots dx_m.$$

Интегрирование производится в области  $X_1$  по всем переменным. Граница этой области выбирается на основании весового критерия обнаружения (4.1.19), так что

$$\begin{aligned} D - l_0 F &= \int \int_{X_1} \dots \int [\omega_{\text{сн}}(x_1, x_2, \dots, x_m) - l_0 \omega_{\text{п}}(x_1, x_2, \dots, x_m)] \times \\ &\times dx_1 dx_2 \dots dx_m = \int \int_{X_1} \dots \int \omega_{\text{п}}(x_1, x_2, \dots, x_m) [l(x_1, x_2, \dots, x_m) - \\ &- l_0] dx_1 dx_2 \dots dx_m = \max, \end{aligned}$$

где

$$l(x_1, x_2, \dots, x_m) = \frac{\omega_{\text{сн}}(x_1, x_2, \dots, x_m)}{\omega_{\text{п}}(x_1, x_2, \dots, x_m)}$$

называется отношением правдоподобия (так как более правдоподобно то из решений  $A_1$  и  $A_0$ , которому соответствует большая плотность вероятности получения данной реализации  $x(t)$ ).

Для значений  $x_1, x_2, \dots, x_m$ , для которых отношение правдоподобия  $l(x_1, x_2, \dots, x_m) > l_0$ , все подынтегральное выражение положительно. Значения же  $x_1, x_2, \dots, x_m$ , для которых  $l < l_0$ , уменьшают весь интеграл. Поэтому максимизация разности  $(D - l_0 F)$  требует так выбирать границы области  $X_1$ , чтобы выполнялось неравенство  $l > l_0$ . Отсюда вытекает правило принятия решения:

решение  $A_1$  (сигнал есть), если  $l(x_1, x_2, \dots, x_m) > l_0$ ;

решение  $A_0$  (сигнала нет), если  $l(x_1, x_2, \dots, x_m) < l_0$ .

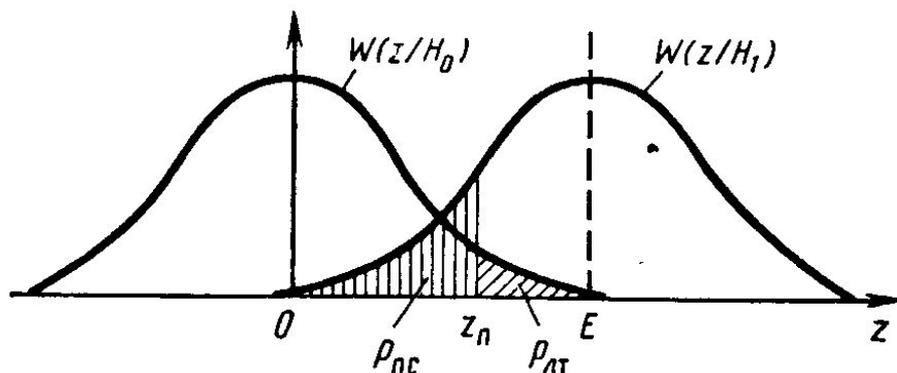
Весовой множитель  $l_0$ , не зависящий от принимаемого сигнала, можно рассматривать как некоторый порог. Для принятия решения о наличии или отсутствии сигнала надо вычислить отношение правдоподобия  $l[x(t)]$  принятого сигнала  $x(t)$  и сравнить его с порогом  $l_0$ .

## Отношение правдоподобия «простыми словами»

- Имеется реализация входного колебания в виде  $m$  отсчетов  $\{y_m\}$ , взятых в соответствии с теоремой Котельникова. Она может быть интерпретирована как  $m$ -мерный вектор.
- Эта реализация является:
  - реализацией шума;
  - реализацией сигнала на фоне шума.
- **Сигнал полностью известен**, поэтому известен набор  $\{y_m^s\}$  «правильных» отсчетов реализации сигнала в отсутствие шума. Т.е. известен «правильный» сигнальный  $m$ -мерный вектор.
- Надо ответить на вопрос: «похож» или «не похож»  $m$ -мерный вектор реализации на сигнальный  $m$ -мерный вектор.
- Что является мерой «похожести»?  
Ответ - скалярное произведение векторов

$$\{y_m\} \cdot \{y_m^s\} = y_1 \cdot y_1^s + y_2 \cdot y_2^s + \dots + y_m \cdot y_m^s$$

- Если бы шума не было, то это скалярное произведение могло бы принять два значения (обозначим его  $z$ ):
  - $z = 0$ , без сигнала;
  - $z = E_s$ , энергия сигнала - при наличии сигнала.
- Из-за присутствия шума первый результат будет больше, а второй меньше.
- Оба результата являются случайными величинами, характеризующимися некоторым распределением вероятностей. Назовем их  $W(z|H_0)$  и  $W(z|H_1)$
- Выбрав некоторое пороговое значение  $z_{\text{п}}$  между 0 и  $E_s$  можно принимать решение о наличии сигнала.



# Алгоритмы оптимального обнаружения радиолокационных сигналов

Сначала рассмотрим принятие решения о наличии или отсутствии сигнала в рамках одного временного окна, равного длительности  $\tau_{\text{и}}$ . Пока задача поиска сигнала на оси времени не ставится.

Последовательно рассматриваются различные случаи, характеризующиеся наличием априорной информации о параметрах обнаруживаемого сигнала.

## 1. Обнаружение полностью известного сигнала

$s(t)$  – ожидаемый сигнал;

$y(t)$  – наблюдаемая реализация.

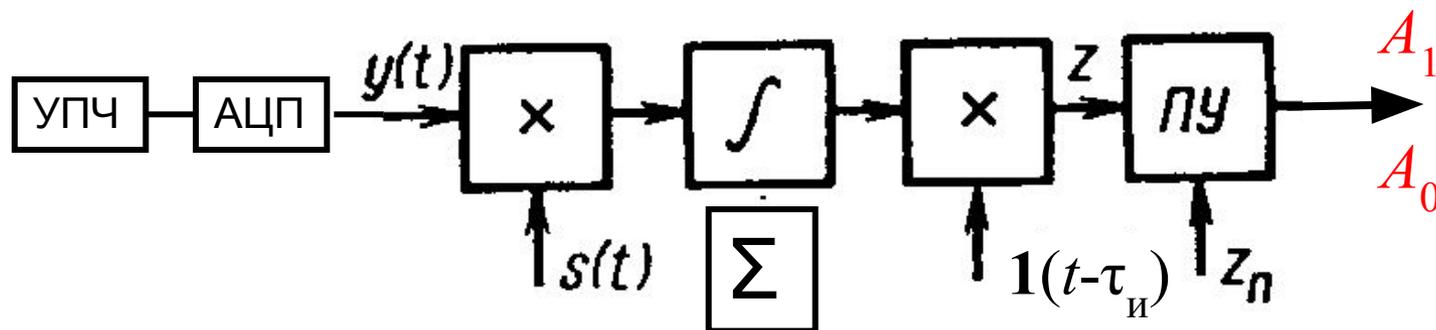
Степень сходства наблюдаемой реализации и ожидаемого сигнала определяется корреляционным интегралом:

$$z = \int_0^{\tau} y(t)s(t)dt.$$

где  $\tau_{\text{и}}$  – известная длительность сигнала.

Полученное значение  $z$  сравнивается с пороговым значением  $z_{\text{п}}$ . Пороговое значение  $z_{\text{п}}$  выбирается по критерию Неймана-Пирсона (по заданному значению  $p_{\text{лт}}$ ).

## Структура корреляционного приемника



$1(t-\tau_{и})$  – очень короткий импульс единичной амплитуды, обеспечивает взятие отсчета на выходе интегратора в момент окончания импульса.

Рассчитаем вероятности ошибок:

$$P_{лт} = P(A_{1-} | H_0) = P(z \geq z_{п} | H_0) = \int_{z_{п}}^{\infty} W(z | H_0) dz; \quad P_{лт} = F$$

$$P_{пс} = P(A_0 | H_1) = P(z < z_{п} | H_1) = \int_{-\infty}^{z_{п}} W(z | H_1) dz, \quad P_{пс} = D_0$$

где  $W(z | H_i)$  — ПВ корреляции  $z$  при гипотезе  $H_i$ ,  $i=0,1$ .

$z$  – линейное преобразование нормального случайного процесса (умножение на фиксированную функцию  $s(t)$  и интегрирование)  $\rightarrow W\{z|H_i\}$  – одномерные нормальные ПВ, где  $i = 0, 1$ .

Определим их параметры: среднее  $m_z$  и дисперсию  $D_z$ .

При отсутствии сигнала

$$m_z = \int_0^{\tau} \overline{y(t)s(t)} dt = \int_0^{\tau} \overline{n(t)s(t)} dt = 0, \quad \text{так как } \overline{n(t)} = 0.$$

При наличии сигнала

$$m_z = \int_0^{\tau} \overline{y(t)s(t)} dt = \int_0^{\tau} [s(t) + \overline{n(t)}] s(t) dt = \int_0^{\tau} s^2(t) dt = E.$$

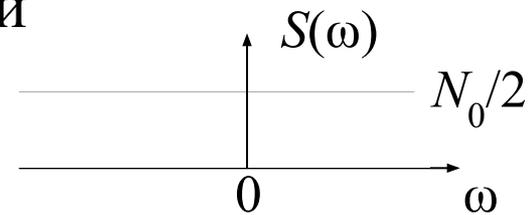
Дисперсия не зависит от присутствия на входе сигнала и в обоих случаях одинакова и равна  $D_z = N_0 E / 2$

## Модель помехи (шума)

В большинстве рассматриваемых задач в качестве модели помехи принимается «**белый шум**».

Белый шум  $n(t)$  – нормальный стационарный дельта-коррелированный процесс

$$K(t, t + \tau) = K(\tau) = (N_0/2) \delta(\tau),$$

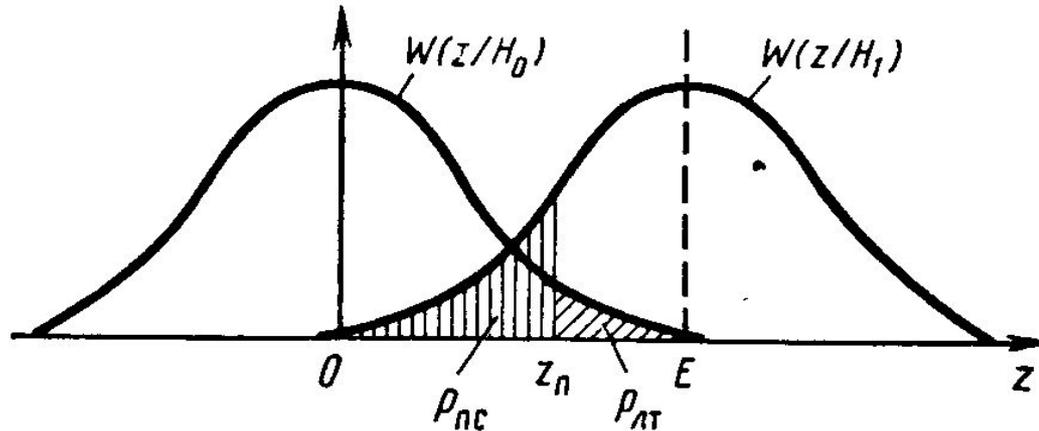


где  $N_0/2$  – двусторонняя спектральная плотность, не зависящая от частоты.

Белый шум – абстракция (его энергия бесконечна).

Любая реальная система обладает конечной полосой пропускания, и потому мы наблюдаем «окрашенный» шум с конечной дисперсией. При этом можно считать, что на входе действительно существовал белый шум.

## Графическое представление статистик



Площади заштрихованных областей равны  $p_{лт}$  и  $p_{лс}$ .

Плотность вероятности для нормального закона распределения:

$$p_x(x) = \frac{1}{\sigma_x \sqrt{2\pi}} e^{-\frac{(x-m_x)^2}{2\sigma_x^2}}$$

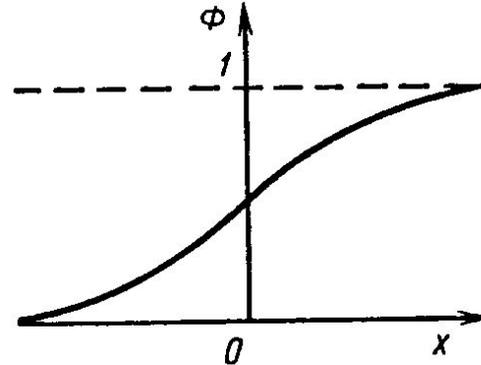
Формулы различаются средним значением  $z$  и пределами интегрирования

$$p_{лт} = \frac{1}{\sqrt{\frac{N_0 E}{2}} \sqrt{2\pi}} \int_{z_n}^{\infty} e^{-\frac{z^2}{2\left(\frac{N_0 E}{2}\right)}} dz$$

$$p_{лс} = \frac{1}{\sqrt{\frac{N_0 E}{2}} \sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{z_n} e^{-\frac{(z-E)^2}{2\left(\frac{N_0 E}{2}\right)}} dz$$

Интеграл вероятности  $\Phi(x)$

$$\Phi(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^x e^{-\frac{t^2}{2}} dt$$



Введем безразмерную переменную величину  $t$  :

$$t = \frac{z}{\sqrt{\frac{N_0 E}{2}}} \quad \text{и нормированный порог } h : \quad h = \frac{z_{\Pi}}{\sqrt{\frac{N_0 E}{2}}}$$

Получим:

$$p_{\text{лт}} = 1 - \Phi(h);$$

$$p_{\text{пс}} = \Phi(h-q) \quad \text{или} \quad p_{\text{пс}} = 1 - \Phi(q-h)$$

$$q = \sqrt{\frac{2E}{N_0}} \quad \text{— параметр обнаружения (отношение С/Ш)}$$

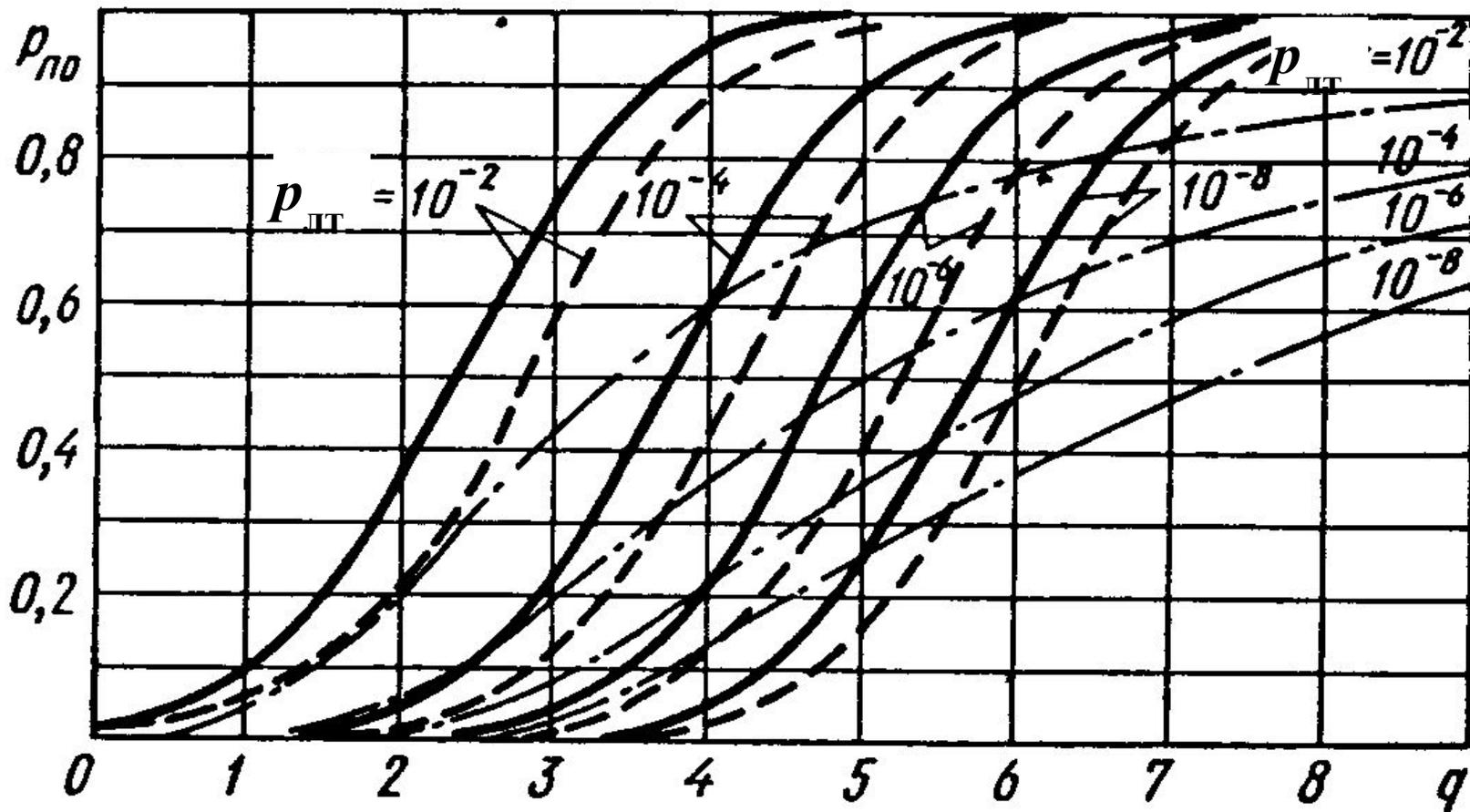
$$p_{\text{лт}} = \frac{1}{\sqrt{\frac{N_0 E}{2}} \sqrt{2\pi}} \int_{z_{\Pi}}^{\infty} e^{-\frac{z^2}{2\left(\frac{N_0 E}{2}\right)}} dz$$

$$p_{\text{пс}} = \frac{1}{\sqrt{\frac{N_0 E}{2}} \sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{z_{\Pi}} e^{-\frac{(z-E)^2}{2\left(\frac{N_0 E}{2}\right)}} dz$$

## Порядок расчета обнаружителя по критерию Неймана-Пирсона

- Техническим заданием определено значение  $p_{\text{лт}}$ .
- Из уравнения  $p_{\text{лт}} = 1 - \Phi(h)$  находим нормированный порог  $h$ . **Функция  $\Phi(h)$  задана таблицей значений!**
- Подставляем значение  $h$  в формулу  
$$p_{\text{по}} = 1 - p_{\text{пс}} = \Phi(q - h).$$
- Изменяя значение параметра обнаружения  $q$  строим зависимость  $p_{\text{по}}(q)$  при  $p_{\text{лт}} = \text{const}$ . Эта зависимость называется ***характеристикой обнаружения***.
- При  $q \rightarrow \infty$   $p_{\text{по}} \rightarrow 1$

## Характеристики обнаружения



Сплошные линии – для полностью известного сигнала

## Практический расчет обнаружителя по критерию Неймана-Пирсона

- Пусть заданы значения  $p_{\text{лт}} = 10^{-4}$  и  $q = 4$ .
- $p_{\text{лт}} = 1 - \Phi(h) \rightarrow \Phi(h) = 0,9999$  и по таблицам интеграла вероятности  $h = 3,72$   
[В.И.Тихонов Статистическая радиотехника, 1966]
- $p_{\text{по}} = \Phi(q - h) \rightarrow p_{\text{по}} = \Phi(0,28) = 0,61$

Сравнить со значением по графику

- Задаемся значениями  $p_{\text{лт}} = 10^{-6}$  и  $q = 6$

???

Продолжение

$z$	0,00	0,01	0,02	0,03	0,04	0,05	0,06	0,07	0,08	0,09
2,5	0,923790	0,923963	0,924132	0,924297	0,924457	0,924614	0,924766	0,924915	0,925060	0,925201
2,6	0,925339	0,925473	0,925604	0,925731	0,925855	0,925975	0,926093	0,926207	0,926319	0,926427
2,7	0,926533	0,926636	0,926736	0,926833	0,926928	0,927020	0,927110	0,927197	0,927282	0,927365
2,8	0,927445	0,927523	0,927599	0,927673	0,927744	0,927814	0,927882	0,927948	0,928012	0,928074
2,9	0,928134	0,928193	0,928250	0,928305	0,928359	0,928411	0,928462	0,928511	0,928559	0,928605
3,0	0,928650	0,928694	0,928736	0,928777	0,928817	0,928856	0,928893	0,928930	0,928965	0,928999
3,1	0,9290324	0,9290646	0,9290957	0,9291260	0,9291553	0,9291836	0,9292112	0,9292378	0,9292636	0,9292886
3,2	0,9293129	0,9293363	0,9293590	0,9293810	0,9294024	0,9294230	0,9294429	0,9294623	0,9294810	0,9294991
3,3	0,9295166	0,9295335	0,9295499	0,9295658	0,9295811	0,9295959	0,9296103	0,9296242	0,9296376	0,9296505
3,4	0,9296631	0,9296752	0,9296869	0,9296982	0,9297091	0,9297197	0,9297299	0,9297398	0,9297493	0,9297585
3,5	0,9297674	0,9297759	0,9297842	0,9297922	0,9297999	0,9298074	0,9298146	0,9298215	0,9298282	0,9298347
3,6	0,9298409	0,9298469	0,9298527	0,9298583	0,9298637	0,9298689	0,9298739	0,9298787	0,9298834	0,9298879
3,7	0,9298922	0,9298964	0,92990039	0,92990426	0,92990799	0,92991158	0,92991504	0,92991838	0,92992159	0,92992468
3,8	0,92942765	0,92943052	0,92943327	0,92943593	0,92943848	0,92944094	0,92944331	0,92944558	0,92944777	0,92944988
3,9	0,92945190	0,92945385	0,92945573	0,92945753	0,92945926	0,92946092	0,92946253	0,92946406	0,92946554	0,92946696
4,0	0,92946833	0,92946964	0,92947090	0,92947211	0,92947327	0,92947439	0,92947546	0,92947649	0,92947748	0,92947843
4,1	0,92947934	0,92948022	0,92948106	0,92948186	0,92948263	0,92948338	0,92948409	0,92948477	0,92948542	0,92948605
4,2	0,92948665	0,92948723	0,92948778	0,92948832	0,92948882	0,92948931	0,92948978	0,929490226	0,929490655	0,929491066
4,3	0,929491460	0,929491837	0,929492199	0,929492545	0,929492876	0,929493193	0,929493497	0,929493788	0,929494066	0,929494332
4,4	0,929494587	0,929494831	0,929495065	0,929495288	0,929495502	0,929495706	0,929495902	0,929496089	0,929496268	0,929496439
4,5	0,929496602	0,929496759	0,929496908	0,929497051	0,929497187	0,929497318	0,929497442	0,929497561	0,929497675	0,929497784
4,6	0,929497888	0,929497987	0,929498081	0,929498172	0,929498258	0,929498340	0,929498419	0,929498494	0,929498566	0,929498634
4,7	0,929498699	0,929498761	0,929498821	0,929498877	0,929498931	0,929498983	0,9294990320	0,9294990789	0,9294991235	0,9294991661
4,8	0,9294992067	0,9294992453	0,9294992822	0,9294993173	0,9294993508	0,9294993827	0,9294994131	0,9294994420	0,9294994696	0,9294994958
4,9	0,9294995208	0,9294995446	0,9294995673	0,9294995889	0,9294996094	0,9294996289	0,9294996475	0,9294996652	0,9294996821	0,9294996981

$h = 3,72$

Пример:  $(3,57) = 0,928215 = 0,9998215$

$\Phi(0,28)$

U	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
0,0	0,0000	00399	00798	01197	01595	01994	02892	02790	03188	03586
0,1	03983	04380	04776	05172	05567	05962	06356	06749	07142	07535
0,2	07926	08317	08706	09095	09483	09871	10257	10642	11026	11409
0,3	11791	12172	12552	12930	13307	13683	14058	14431	14803	15173
0,4	15542	15910	16276	16640	17003	17364	17724	18082	18439	18793
0,5	19146	19497	19847	20194	20540	20884	21226	21566	21904	22240
0,6	22575	22907	23237	23565	23891	24215	24537	24857	25175	25490
0,7	25804	26115	26424	26730	27035	27337	27637	27935	28230	28524
0,8	28814	29103	29389	29673	29955	30234	30511	30785	31057	31327
0,9	31594	31859	32121	32381	32639	32894	33147	33398	33646	33891
1,0	34134	34375	34614	34850	35083	35314	35543	35769	35993	36214
1,1	36433	36650	36864	37076	37286	37493	37698	37900	38100	38298
1,2	38493	38686	38877	39065	39251	39435	39617	39796	39973	40147
1,3	40320	40490	40658	40824	40988	41149	41308	41466	41621	41774
1,4	41924	42073	42220	42364	42507	42647	42786	42922	43056	43189
1,5	43319	43448	43574	43699	43822	43943	44062	44179	44295	44408
1,6	44520	44630	44738	44845	44950	45053	45154	45254	45352	45449
1,7	45543	45637	45728	45818	45907	45994	46080	46164	46246	46327
1,8	46407	46485	46562	46638	46712	46784	46856	46926	46995	47062
1,9	47128	47193	47257	47320	47381	47441	47500	47558	47615	47670
2,0	47725	47778	47831	47882	47932	47982	48030	48077	48124	48169
1	48214	48257	48300	48341	48382	48422	48461	48500	48537	48574
2	48610	48645	48679	48713	48745	48778	48809	48840	48870	48899
3	48928	48956	48983	49010	49036	49061	49086	49111	49134	49158
4	49180	49202	49224	49245	49266	49286	49305	49324	49343	49361
5	49379	49396	49413	49430	49446	49461	49477	49422	49506	49520
6	49534	49547	49560	49573	49585	49598	49609	49621	49632	49643
7	49653	49664	49674	49683	49693	49702	49711	49720	49728	49736
8	49744	49752	49760	49767	49774	49781	49788	49795	49801	49807
9	49813	49819	49825	49831	49336	49841	49846	49851	49856	49861

## 2. Обнаружение сигнала со случайной начальной фазой

(соотношение понятий «случайная» и «неизвестная» начальная фаза)

Обнаружение полностью известного сигнала – чисто теоретическая задача. На практике сигнал всегда случаен!

Как построить оптимальный обнаружитель?

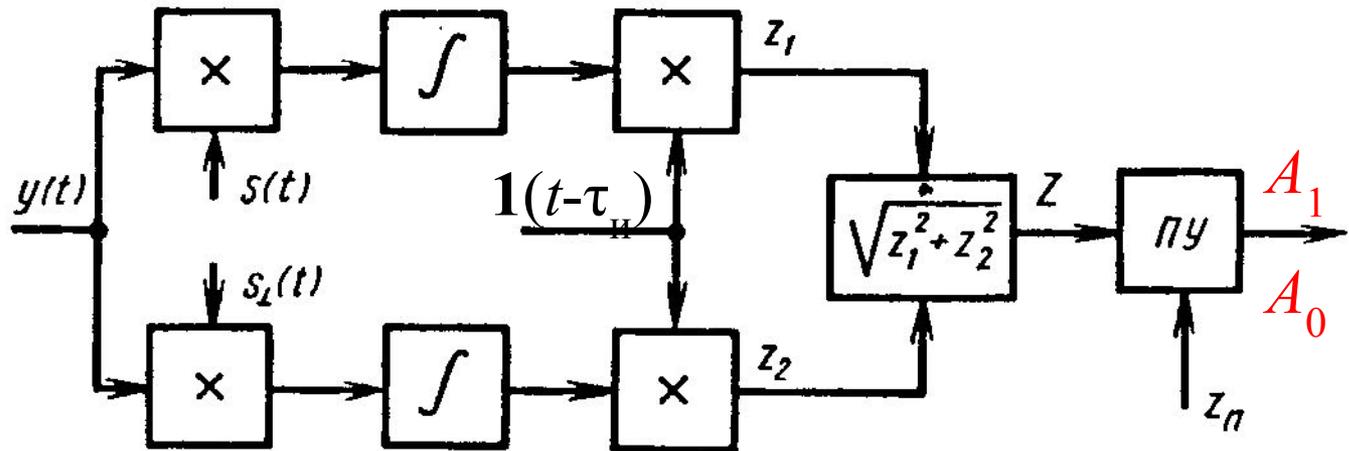
Если остаться в рамках прежней структурной схемы, то результат вычисления корреляционной функции

$$z = \int_0^T y(t)s(t)dt.$$

даже без помех может изменяться от 0 до  $E$ .

Решение проблемы – квадратурный коррелятор.

## Структура квадратурного корреляционного приемника



Какое распределение имеет случайная начальная фаза?

Адекватной моделью случайной начальной фазы сигнала является ее равномерное распределение в пределах  $[-\pi, \pi)$ .

# Расчет характеристик обнаружения

$$p_{лт} = \exp(-h^2/2), \quad p_{пс} = Q(h, q),$$

$$t = \frac{Z}{\sqrt{\frac{N_0 E}{2}}} \quad h = \frac{Z_{п}}{\sqrt{\frac{N_0 E}{2}}} \quad q = \sqrt{\frac{2E}{N_0}} \quad \text{– параметр обнаружения}$$

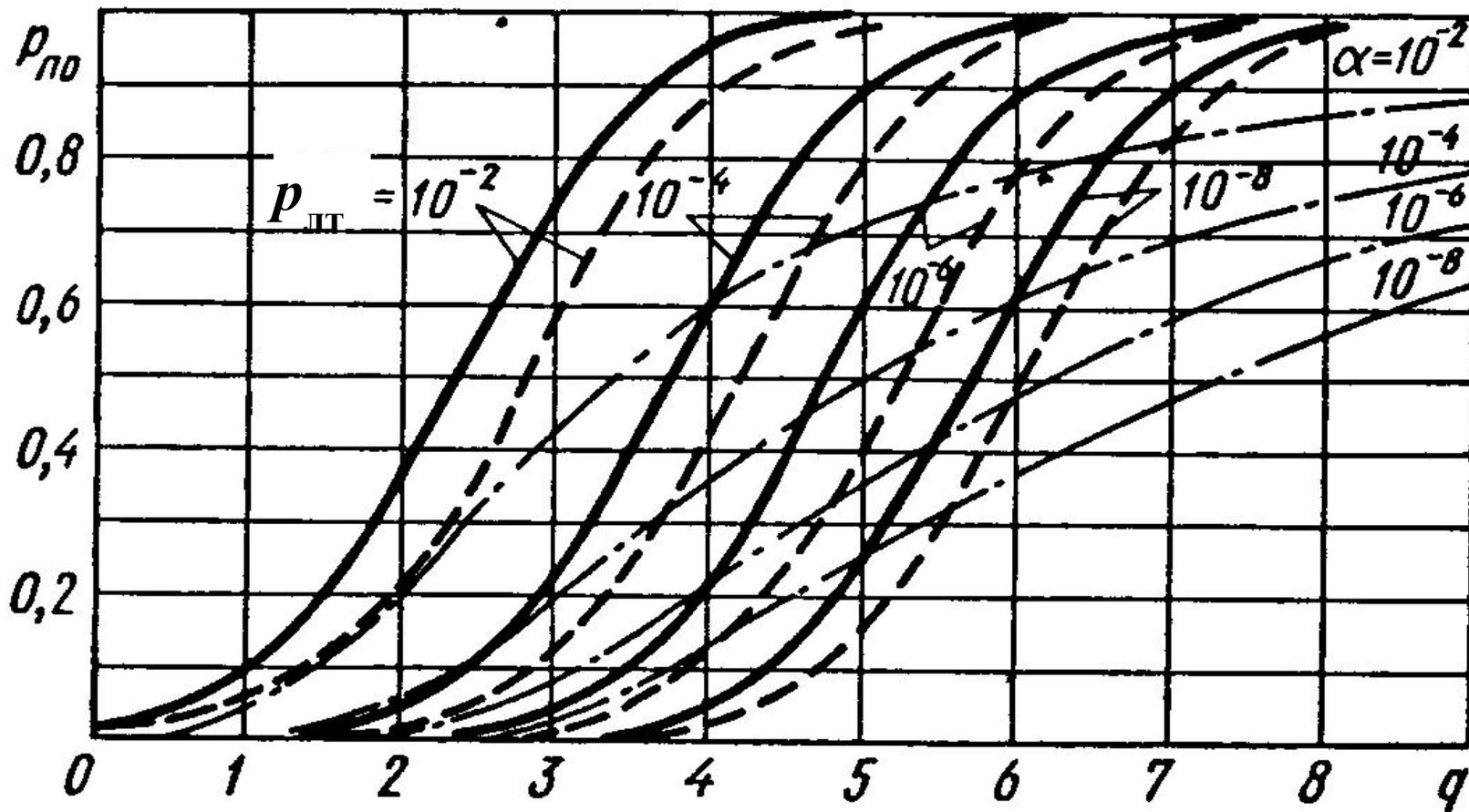
$$Q(u, v) = \int_0^u t \exp\left(-\frac{t^2 + v^2}{2}\right) I_0(vt) dt$$

– табулированная  $Q$ -функция Маркума

Порядок расчета:

$$p_{лт} \rightarrow h \rightarrow p_{по} = 1 - p_{пс} = 1 - Q(\sqrt{-2 \ln p_{лт}}, q)$$

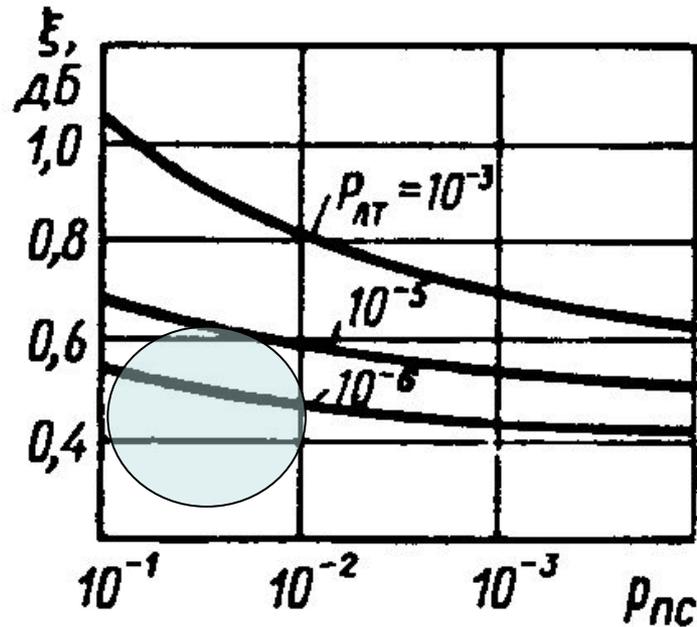
## Характеристики обнаружения



Пунктирные линии – сигнал со случайной начальной фазой

Какова цена случайной начальной фазы?

Каков проигрыш в энергии сигнала при фиксированных значениях  $p_{лт}$  и  $p_{по}$  ?



Энергетический проигрыш незначителен. Составляет величину  $\sim 0,5$  дБ.

«Цена» за случайную фазу – дополнительный канал приема, дополнительные вычислительные затраты.

### 3. Обнаружение сигнала со случайной амплитудой и начальной фазой

(это и есть модель реального сигнала!)

Теория такого обнаружителя строится в предположении, что амплитуда  $A$  и начальная фаза  $\varphi$  – случайные величины.

Какова структура оптимального обнаружителя? Ответ – та же, что и при случайной начальной фазе.

Характеристики обнаружения определяются законом распределения амплитуды сигнала  $W_0(A)$

$$P_{\text{лт}} = \exp(-h^2/2), \text{ (вдущем обнаружителе)}$$

$$P_{\text{пс}} = \int_0^{\infty} p_{\text{пс}}(A) W_0(A) dA,$$

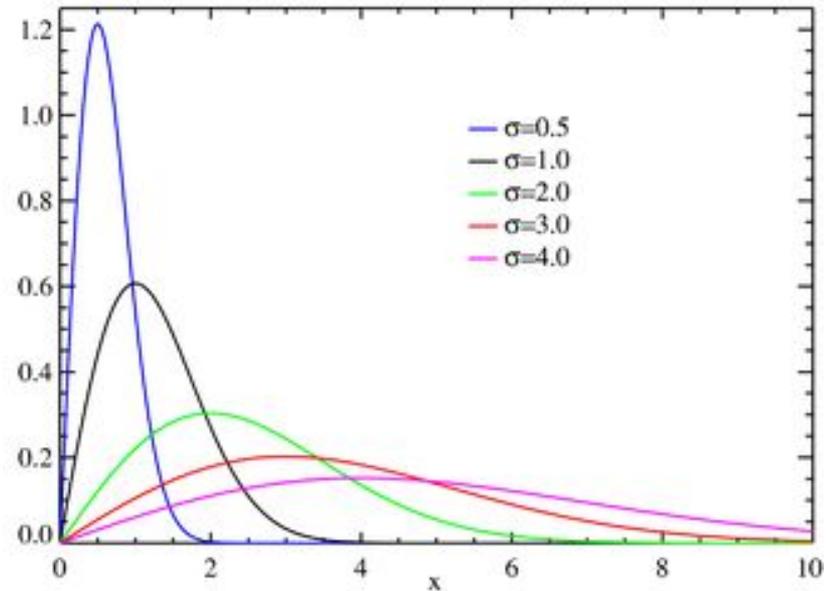
Обычно  $W_0(A)$  – распределение Рэлея

# Распределение Рэлея

$$W_0(A) = \begin{cases} \frac{A}{\sigma_A^2} \exp\left(-\frac{A^2}{2\sigma_A^2}\right), & A \geq 0; \\ 0, & A < 0, \end{cases}$$

Пример распределения Рэлея – длина гипотенузы прямоугольного треугольника, катеты которого имеют длину, распределенную нормально с параметрами  $(0; \sigma)$ .

Хорошо согласуется с реальными мерцаниями сигналов, отраженных от радиолокационных целей.



Математическое ожидание

$$\sqrt{\frac{\pi}{2}} \sigma$$

Дисперсия

$$(2 - \pi/2) \sigma^2$$

Результат расчета вероятности пропуска

$$p_{\text{пс}} = 1 - \exp \left[ -\frac{h^2}{2(1 + q^2/2)} \right],$$

Параметр  $h$  – как и ранее;

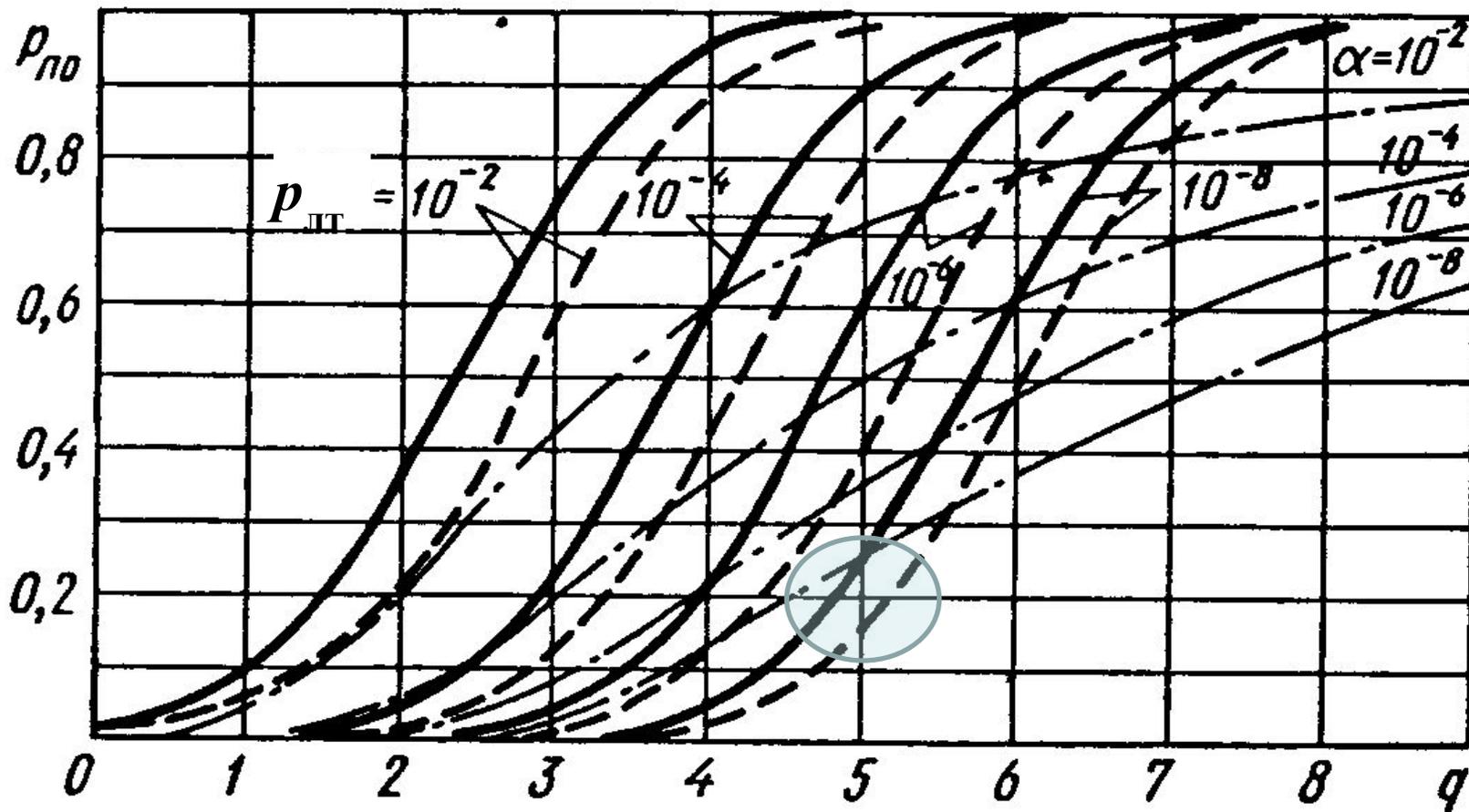
параметр  $q$  – соответствует сигналу с  $A=1$ .

$$p_{\text{по}} = 1 - p_{\text{пс}} = p_{\text{лт}}^{\frac{1}{1 + q^2/2}}.$$

Интересный факт! Характеристик обнаружения пересекают аналогичные кривые для сигнала фиксированной амплитуды, соответствующие тем же значениям  $p_{\text{лт}}$ .

Объясняется это тем, что эпизодические большие выбросы флуктуирующей амплитуды увеличивают вероятность обнаружения сигнала с малым значением  $q$ , в области же больших  $q$  провалы интенсивности флуктуирующего сигнала (замирания) резко замедляют рост  $p_{\text{по}}$  как функции  $q$ .

# Характеристики обнаружения



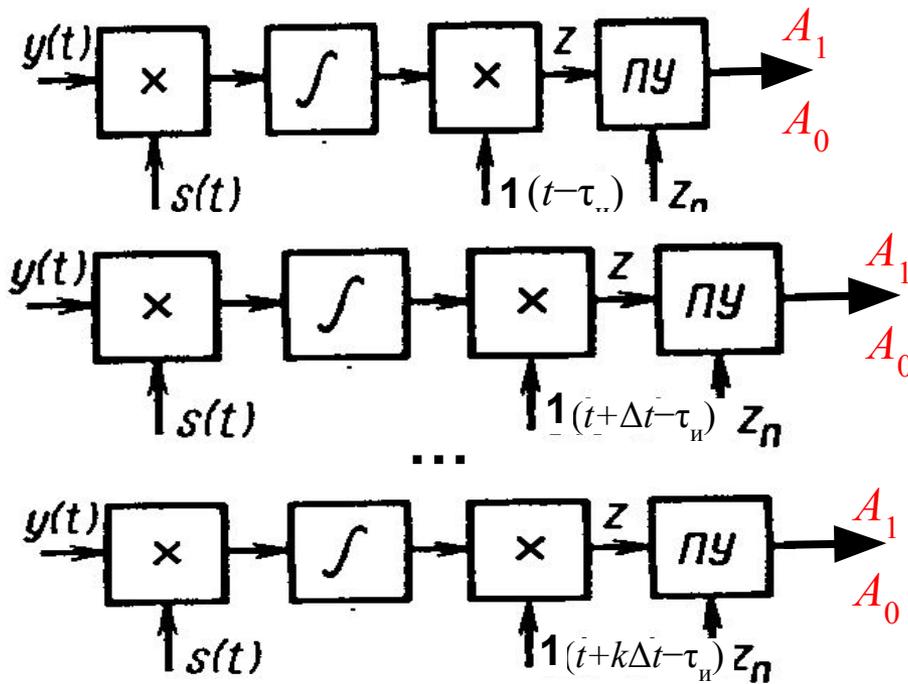
Штрих-пунктирные линии

- Интересный факт!

## Поиск сигнала на оси времени

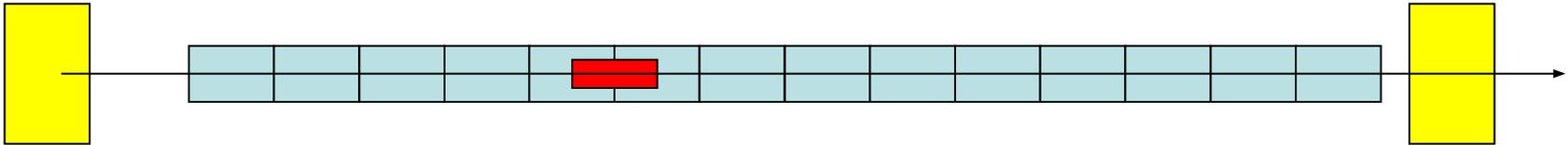
- В рассмотренных алгоритмах обнаружения одиночного импульса предполагалось, что сигнал в наблюдаемом процессе  $y(t) = s'(t) + n(t)$  равен по длительности и совпадает по времени с его копией  $s(t)$ , имеющейся в распоряжении обнаружителя.
- Равенство по длительности (примерное) обеспечивается выбором полосы пропускания ПФ.
- Как обеспечить совпадение по времени?
- Оптимальный обнаружитель реализует простой подход –  $N$  каналов со сдвигом по времени на величину  $\Delta t$ , соответствующую заданной ошибке определения дальности до цели.

Для простоты приведена структура когерентного обнаружителя



На интервале времени, где преобладают решения «Сигнал», определяется  $Z_{\max}$

- Как выбрать длительность временного окна?
- Например выбрать равным  $\tau_n$  - опасность «потерять» половину сигнала



При  $T_n = 1$  мс и  $\tau_n = 1$  мкс получим 1000 позиций для расчета.

Возможные исходы (при условии, что количество целей равно 1):

при гипотезе  $H_0$  - решение  $A_0$  **или** решение  $A_1$  в одной или нескольких позициях;  
 при гипотезе  $H_1$  - решение  $A_0$  во всех позициях **или** решение  $A_1$  в одной (верной/неверной) позиции или нескольких позициях, среди которых есть/нет верной позиции.

При наличии нескольких решений  $A_1$  логично выбрать из них только одно с  $Z_{\max}$ .

## Практика, часть 1

### «Исследование характеристик оптимальных алгоритмов обнаружения радиолокационного импульса»

Цель – построение характеристик обнаружения – зависимостей  $P_{\text{по}}(\text{SNR})$  вероятности правильного обнаружения от отношения сигнал/шум.

Метод исследования – математическое моделирование. Обнаружение сигнала проводится на выходе тракта промежуточной частоты –  $f_{\text{пч}}=100$  МГц,  $\tau_{\text{и}}=1$  мкс.

В модели используется безразмерное время (измеряется числом периодов основной частоты) и безразмерная частота. Время моделирования составляет 120 периодов; длительность радиоимпульса – 100 периодов. Его положение на оси времени предполагается известным – с 10 до 110 периода.

Рассматриваются три случая:

- Сигнал полностью известен (файл **Optim\_Algorithm**)
- Начальная фаза сигнала случайна (файл **Optim\_Algorithm\_Phase**)
- Начальная фаза и амплитуда сигнала случайны (файл **Optim\_Algorithm\_Ampl\_Phase**)

#### Порядок работы:

1. Выбор порога. Переключатель «Noise» включен, переключатель «Signal» выключен. По заданному значению вероятности ложной тревоги  $P_{\text{лт}} = 10^{-2}$  определяется пороговое значение  $z_{\text{п}}$ . Число испытаний  $N$  выбрать исходя из условия *устойчивости результатов статистического эксперимента*.

Число ложных тревог отображается на табло «# of detection». Определение  $z_{\text{п}}$  проводить по графику зависимости  $P_{\text{лт}}(z_{\text{п}})$ . График представить в отчете.

Примечание: **не пытайтесь подобрать значение  $z_{\text{п}}$ , при котором  $P_{\text{лт}} = 10^{-2}$ !**

2. Построение функции обнаружения. Переключатель «Noise» включен, переключатель «Signal» включен. Значение  $z_{\text{п}}$  установлено в соответствии с результатами выполнения п.1. Число испытаний рекомендуется выбрать равным  $N = 10^3$ . Построить зависимость  $P_{\text{по}}(\text{SNR})$  при  $P_{\text{лт}} = 10^{-2}$ . График  $P_{\text{по}}(\text{SNR})$  представить в отчете.

Пункты 1 и 2 выполняются для трех рассматриваемых моделей.

Характеристики обнаружения при  $P_{\text{лт}} = 10^{-2}$  перенести на единый график, который должен быть представлен в отчете.

3. Сравнить полученные функции обнаружения с теоретическими.

4. Повторить выполнение п.п. 1-3 для значения  $P_{\text{лт}} = 10^{-4}$  и  $P_{\text{лт}} = 10^{-6}$ . Число испытаний  $N$  при определении  $z_{\text{п}}$  выбрать соответственно равным  $10^6$  и  $5 \cdot 10^7$ .

Использовать файлы:

- **Optim\_Algorithm\_Быстрый счет,**
- **Optim\_Algorithm\_Phase\_Быстрый счет,**
- **Optim\_Algorithm\_Ampl\_Phase\_Быстрый счет**

В этих файлах используется «ускоренная» модель с параметрами: # periods of Signal = 10, #Samples for 1 period = 10, # periods = 20.

# Обнаружение пакетов импульсов

Стандартный метод уменьшения ошибки измерения – проведение  $N$  независимых измерений и усреднение результатов.

Ошибка уменьшается в  $\sqrt{N}$  раз.

Пакетом  $N$  импульсов называют сигнал, образованный повторением с одинаковым интервалом (периодом  $T_{\text{п}}$ )  $N$  копий стандартного импульса.

Радиолокатор излучает импульсы с периодом порядка 1 мс. При принятии решения о наличии цели вполне можно « подождать » 10-20 мс, если решение станет более достоверным.

Обработка нескольких импульсов подряд для принятия одного решения – обнаружение пакета импульсов.

(Есть альтернативный подход к обработке пакета импульсов – принятие решения по каждому импульсу и логическое объединение решений для принятия одного решения).

Рассматриваются импульсы со случайной начальной фазой.

Классификация пакетов импульсов

- когерентный пакет;
- некогерентный пакет;
- флуктуирующий пакет.

Как изменится положение цели за время  $T_{\text{п}}$ ?

## 1. Когерентный пакет

Для пакета этого вида все  $N$  радиоимпульсов являются одинаковыми (копиями) - имеют одну и ту же случайную начальную фазу и не содержат других случайных параметров.

Показатели обнаружителя определяются по формулам для одиночного импульса со случайной начальной фазой, в которых в выражение для параметра обнаружения  $q$  следует подставлять энергию всего пакета импульсов:

$$q = \sqrt{\frac{2E}{N_0}} \quad \text{где } E = NE_0 \quad \rightarrow \quad q = \sqrt{N \frac{2E_0}{N_0}}$$

## 2. Некогерентный пакет

Некогерентный пакет – пакет импульсов, у которого начальные фазы всех радиоимпульсов случайны и независимы друг от друга.

Схема обнаружителя должна содержать квадратичный детектор. Суммирование импульсов пакета происходит по огибающей.

В реальных условиях следует ожидать реализации именно некогерентного пакета. (Скорость самолета 250 м/с, за  $T_{\Pi}$  самолет перемещается на 25 см, что  $\gg \lambda$ ).

Проигрыш во времени при обнаружении некогерентного пакета составляет  $4/q_0^2$  раз. Таким образом некогерентная обработка слабых сигналов практически лишена смысла;

В случае сильных сигналов ( $q_0 \gg 1$ ) некогерентная обработка почти столь же эффективна, как и когерентная.

### 3. Флуктуирующий пакет

Классификация флуктуирующих пакетов:

- 1) *дружные флуктуации* – амплитуды импульсов изменяются для всех импульсов пакета синхронно.

Такой пакет не представляет ничего нового по сравнению с общей моделью сигнала со случайными амплитудой и начальной фазой.

- 2) *независимые флуктуации* – амплитуды импульсов полагают независимыми случайными величинами, подчиняющимися распределению Рэлея;

В схему обнаружителя входит квадратичный детектор, который является оптимальным при любых значениях  $q_0$

Обнаружитель некогерентного независимо флуктуирующего пакета называют *энергетическим приемником*

## Практика

# «Исследование характеристик алгоритма обнаружения пачки радиолокационных импульсов»

Цель – выбор оптимальных значений порогов в алгоритме обнаружения пачки радиолокационных импульсов; определение положения отраженного радиоимпульса на оси времени и построение характеристик обнаружения – зависимостей  $P_{\text{по}}(\text{SNR})$  вероятности правильного обнаружения от отношения сигнал/шум.

Метод исследования – математическое моделирование. Обнаружение сигнала проводится после прохождения тракта промежуточной частоты –  $f_{\text{пч}} = 100$  МГц,  $\tau_{\text{и}} = 1$  мкс,  $T_{\text{п}} = 1$  мс.

В модели используется безразмерное время (измеряется числом периодов основной частоты) и безразмерная частота. Время моделирования составляет 100000 периодов; длительность радиоимпульса – 100 периодов. Таким образом, отраженный импульс может располагаться в одной из тысячи фиксированных позиций на оси времени.

Работа состоит из двух частей:

- визуализация алгоритма обнаружения (файл «**Пачка импульсов**»), где на виртуальных осциллографах отражается реализация алгоритма обнаружения;
- построение характеристик обнаружения (файл «**Пачка импульсов\_Быстрый счет**»), где доступны только табло для установки параметров алгоритма и фиксации результатов.

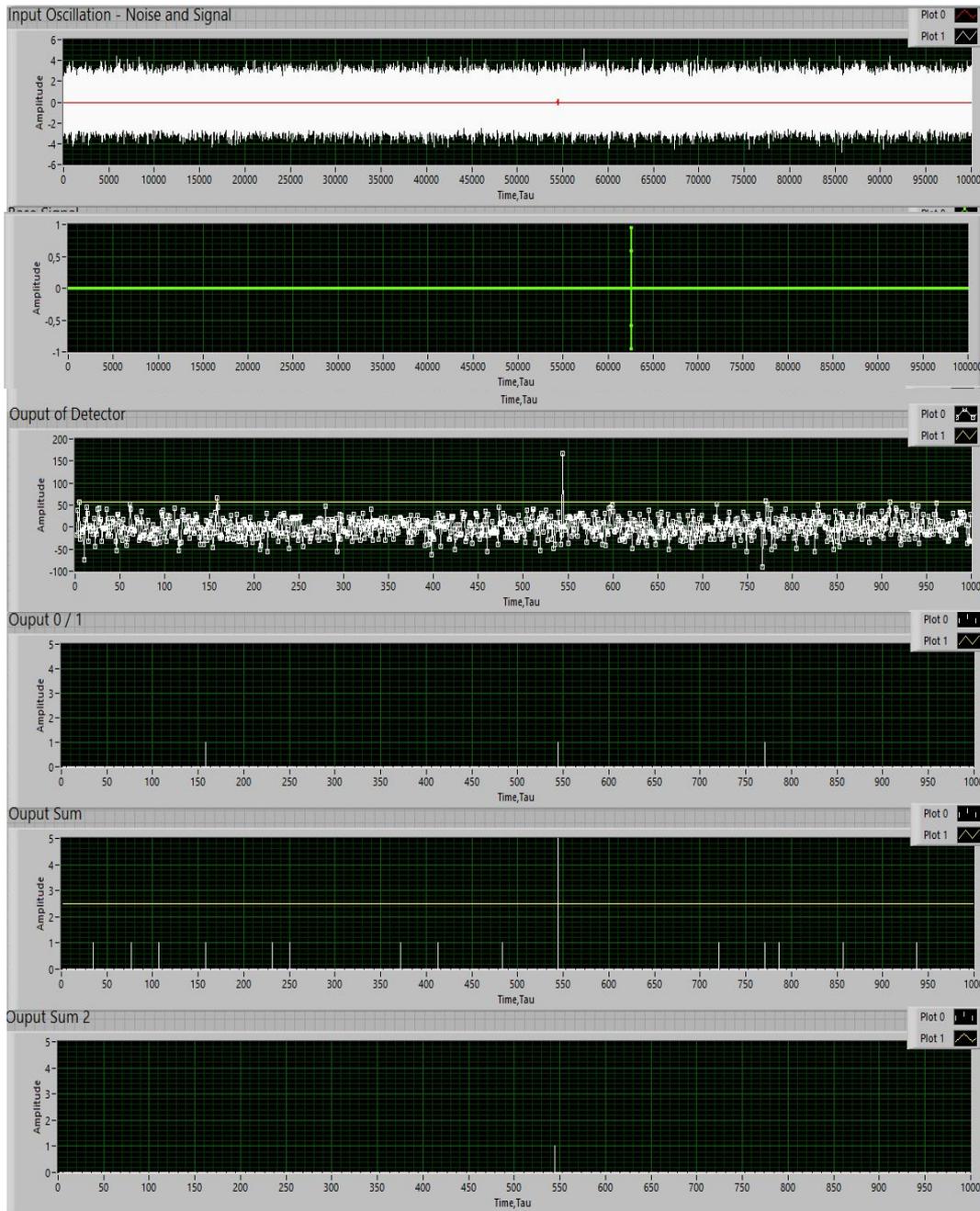
В файле «**Пачка импульсов**» передняя панель программы содержит следующие виртуальные осциллографы:

- «Base Signal» - демонстрирует перемещение импульса по оси времени при расчете корреляционной функции с входным колебанием в каждой из 1000 возможных позиций;
- «Output of Detector» - демонстрирует результат расчета корреляционной функции в каждой из 1000 возможных позиций по отношению к заданному уровню порога «Threshold level»;
- «Output 0 / 1» - демонстрирует решение о превышении порога – решение о наличии сигнала во входном колебании в пределах данной временной позиции;
- «Output Sum» - демонстрирует число решений о превышении порога в пределах данной временной позиции при приеме пачки из «# of pulses» импульсов.

Порядок работы:

1. Наблюдение за работой алгоритма по файлу «**Пачка импульсов**».

## «Голосование» импульсов



Пример – анализ пачки из 5 импульсов.

Красная точка – отраженный радиоимпульс на фоне шума.

Зеленый импульс – опорный сигнал, сканирующий по оси времени вправо.

Результаты расчета  $Z$  и сравнения с  $Z_p$  – три решения «Сигнал». Показан результат для последнего пятого импульса.

В позиции №550 пять голосов «за». В остальных позициях по одному голосу. Решение – большинством голосов – сигнал есть в позиции №550.

2. Выбор порога (далее – файл «Пачка импульсов\_Быстрый счет»):  
Переключатель «Noise» включен, переключатель «Signal» выключен. Число импульсов в пачке – 5. Значение порога «Threshold Number of Times» равно 2,5. Это означает, что решение о наличии сигнала в данной временной позиции будет принято, если для трех из пяти импульсов в пачке принято соответствующее решение. Принимается «учебное значение»  $P_{лт} = 10^{-2}$ . По заданному значению вероятности ложной тревоги определяется пороговое значение  $z_{п}$  – «Threshold level». Для проведения статистических экспериментов число итераций  $N$  рекомендуется выбрать из условия  $P_{лт} * N = 10^2$ . Число ложных тревог отображается на табло «# of detection». Определение  $z_{п}$  рекомендуется проводить по графику зависимости  $P_{лт}(z_{п})$ . Этот график представить в отчете.

3. Построение функции обнаружения:

Переключатель «Noise» включен, переключатель «Signal» включен. Значение  $z_{п}$  установлено в соответствии с результатами выполнения п.2. Строится зависимость  $P_{по}(SNR)$  для  $P_{лт} = 10^{-2}$ . График  $P_{по}(SNR)$  представить в отчете.

4. П.п. 2 и 3 выполняются для значений порога «Threshold Number of Times» равных 1,5; 3,5 и 4,5. Характеристики обнаружения переносятся на единый график, который должен быть представлен в отчете.

5. Наблюдение за работой алгоритма «Накопление» (файл «**Пачка импульсов накопление**») – стандартный алгоритм при обнаружении пачки импульсов.

6. Работа с файлом «**Пачка импульсов накопление\_Быстрый счет**».

Выбор порога:

Переключатель «Noise» включен, переключатель «Signal» выключен. Число импульсов в пачке – 5. Принимается «учебное значение»  $P_{лт} = 10^{-2}$ .

По заданному значению вероятности ложной тревоги определяется пороговое значение  $z_{п}$  – «Threshold level». Для проведения статистических экспериментов число итераций  $N$  рекомендуется выбрать из условия  $P_{лт} * N = 10^2$ . Число ложных тревог отображается на табло «# of detection». Определение  $z_{п}$  рекомендуется проводить по графику зависимости  $P_{лт}(z_{п})$ . Этот график представить в отчете.

7. Построение функции обнаружения для алгоритма «Накопление»:

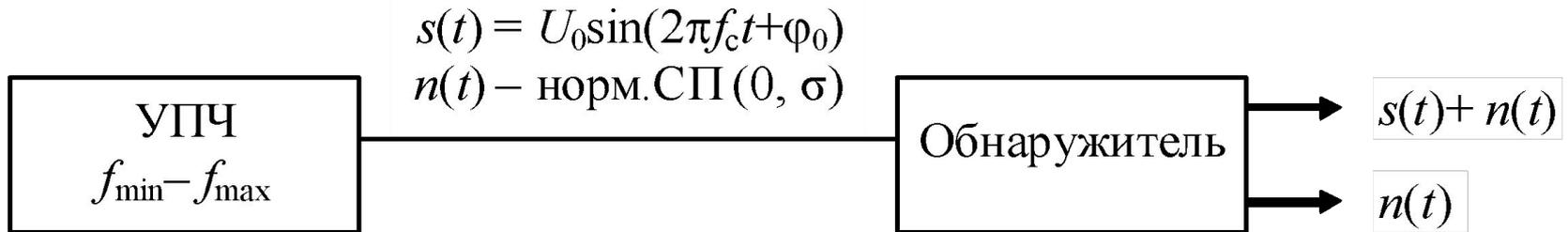
Переключатель «Noise» включен, переключатель «Signal» включен.

Значение  $z_{п}$  установлено в соответствии с результатами выполнения п.6.

Строится зависимость  $P_{по}(SNR)$  для  $P_{лт} = 10^{-2}$ . График  $P_{по}(SNR)$  представить в отчете.

8. Поместить полученную функцию обнаружения на единый график, полученный в п.4. Сделать вывод о преимуществе того или иного алгоритма.

## Обнаружение неизвестного сигнала (пассивная радиолокация)



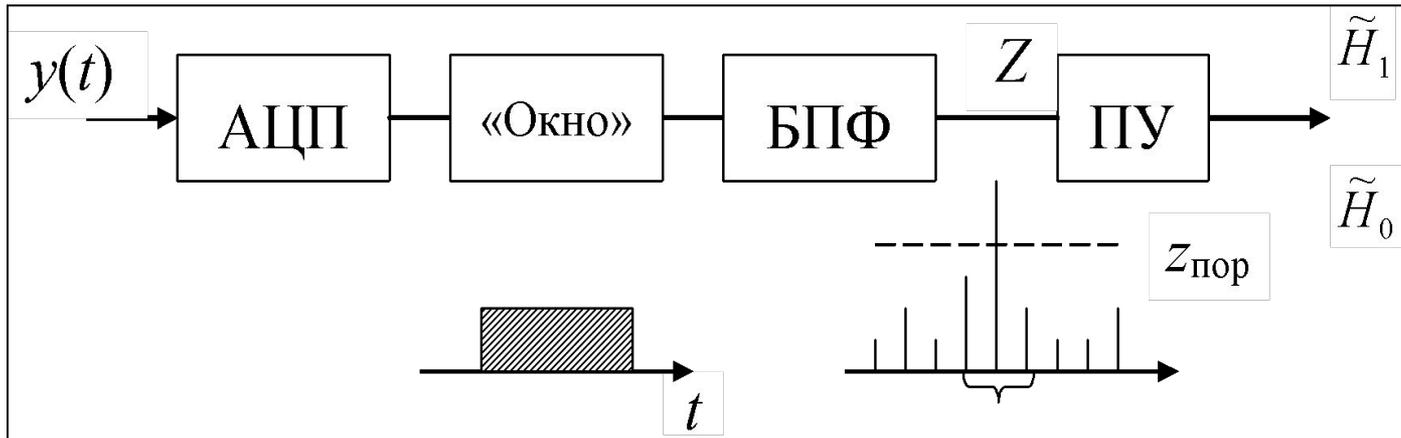
- Пример неизвестного сигнала – излучение сторонней РЛС
- Обнаружители неизвестного сигнала могут быть построены на различных принципах. Их общее название – «квазиоптимальные обнаружители».
- Как можно обнаружить неизвестный сигнал в принятой реализации (в смеси сигнала и шума)?
- Нужно определить параметры, по которым смесь сигнала и шума отличается от чистого шума, и по этим параметрам строить статистики.
- Вместе с обнаружением сигнала полезно определить (оценить, уточнить) его частоту.

# Алгоритмы квазиоптимальных обнаружителей

- Как и в оптимальном алгоритме, в квазиоптимальном алгоритме на основе принятой реализации заданной длительности (временное окно) вычисляется значение некоторой функции, которое сравнивается с пороговым значением.
- Конкретный вид функции определяет тип обнаружителя. Это может быть:
  - амплитуда спектральной составляющей (нескольких соседних составляющих) в оконном спектре принятого колебания (алгоритм на основе БПФ);
  - интеграл (сумма) квадратов текущих значений (отсчетов) во временном окне (энергетический алгоритм);
  - интеграл (сумма) модулей текущих значений (отсчетов) во временном окне (алгоритм «Модуль»);
  - число выбросов принятого колебания над порогом во временном окне (алгоритм «Выброс»).

Названия алгоритмов «Модуль» и «Выброс» не общепринятые.

## Алгоритм на основе БПФ

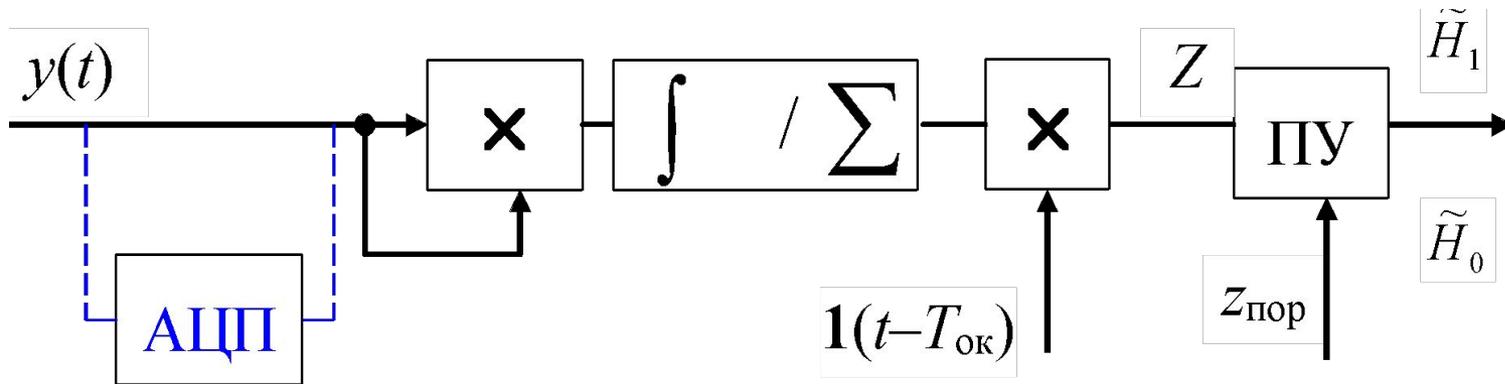


- необходимо АЦП (не реализуется в аналоговом виде);
- ограничения на частоту сигнала и точность передачи уровня со стороны АЦП;
- ограничения на объем выборки со стороны процессора. Объем выборки (длительность окна) определяет дискретность спектра! Сильно влияет на качество обнаружения;

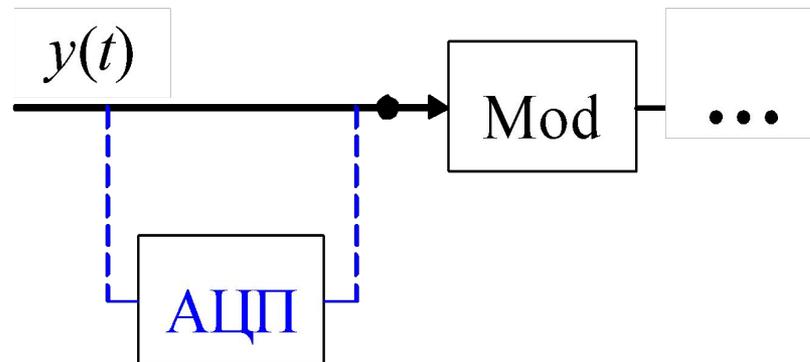
*Ограничения устраняют за счет улучшения быстродействия*

- частота оценивается сравнительно точно.

## Энергетический алгоритм

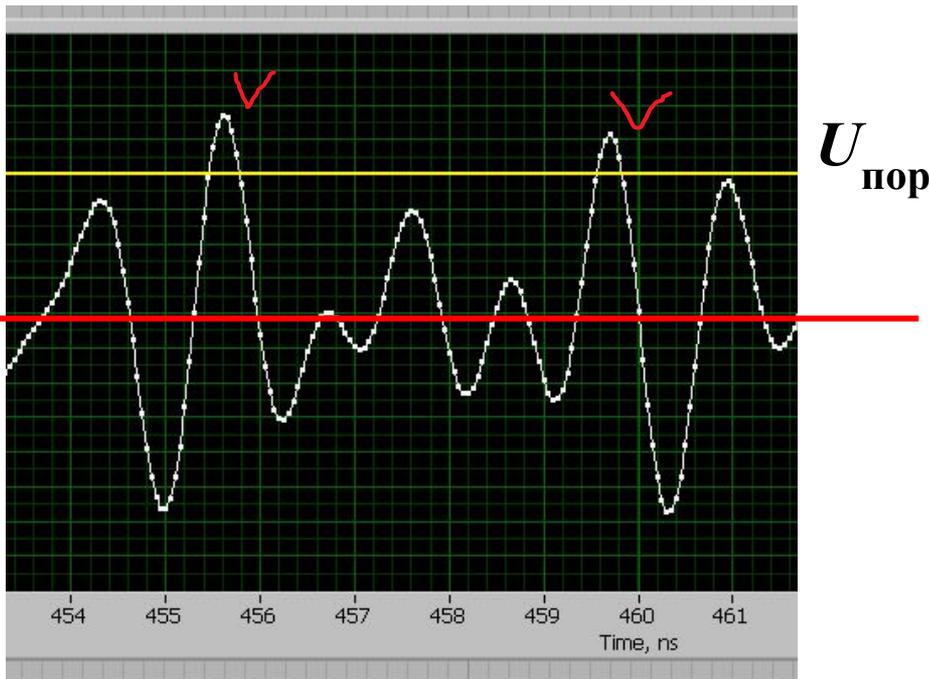
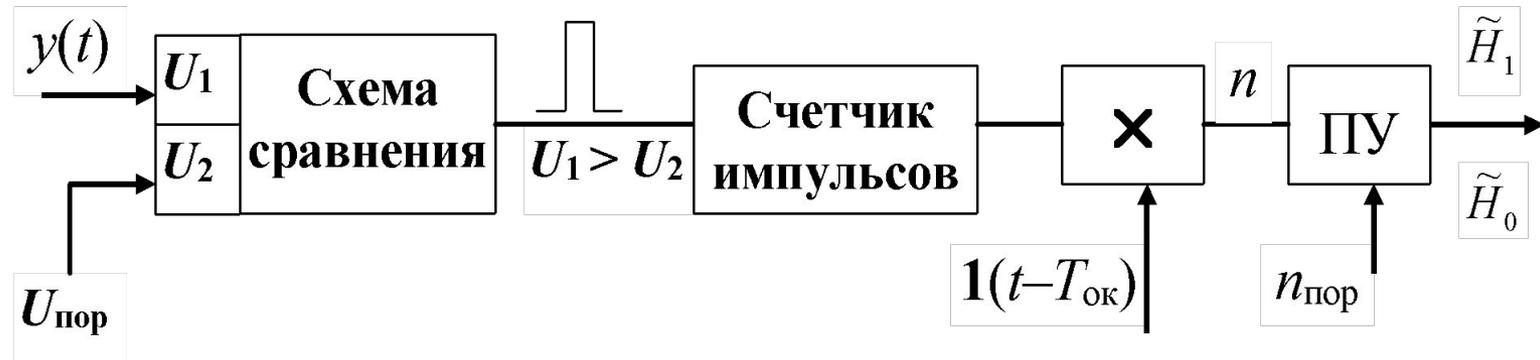


- реализуется как в аналоговом, так и цифровом виде (с АЦП);
- отсчет величины  $Z$  берется через интервал времени  $T_{ок}$  – длительность окна, причем выбор  $T_{ок}$  – отдельная задача.
- частота сигнала не оценивается.



## Алгоритм «Модуль»

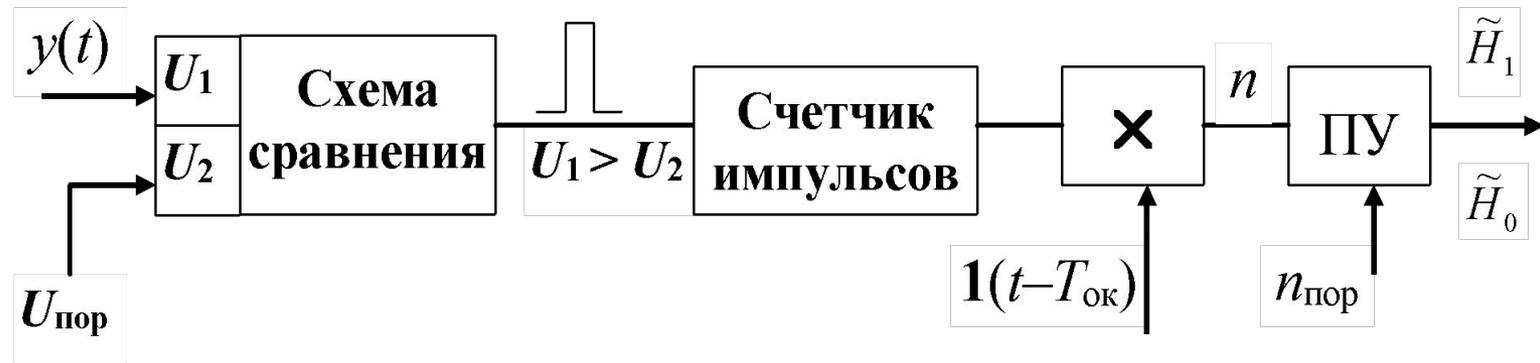
# Алгоритм «Выброс»



На выходе схемы сравнения в момент «выброса» колебания  $y(t)$  формируется короткий импульс.

Выброс определяется по наличию перехода функции  $y(t)$  из области  $y(t) < U_{пор}$  в область  $y(t) > U_{пор}$ .

Учитываются односторонние выбросы из-за симметрии сигнала и шума относительно уровня  $U = 0$ .



Счетчик импульсов определяет число выбросов  $n$  в окне.

Решение о наличии сигнала принимается при условии  $n > n_{\text{пор}}$ , где  $n_{\text{пор}}$  – заранее заданное пороговое число выбросов, которое обеспечивается сигналом на частоте  $f_{\text{min}}$  в отсутствие шума. При этом выбор  $T_{\text{ок}}$  - отдельная задача.

- реализуется как в аналоговом, так и цифровом виде (с АЦП);
- частота сигнала оценивается.

Среднее число выбросов в единицу времени нормального случайного процесса  $(0; \sigma)$  вычисляется по формуле

$$n'_{\uparrow}(U_{\text{пор}}) = \frac{1}{\sqrt{3}} \sqrt{f_{\text{max}}^2 + f_{\text{max}} f_{\text{min}} + f_{\text{min}}^2} e^{-U_{\text{пор}}^2 / 2\sigma^2}$$

## Пример выбора параметров алгоритма «Выброс»

Исходные данные о «неизвестном сигнале»:

$$f_{\min} = 0,5 \text{ ГГц}; \quad f_{\max} = 1,0 \text{ ГГц}; \quad \tau_{\text{и}} - \text{до } 100 \text{ нс}$$

Выбор  $n_{\text{пор}}$  и  $U_{\text{пор}}$  при  $T_{\text{ок}} = 25 \text{ нс}$

- на  $f_{\min}$  сигнал (без шума) при условии  $U_{\text{с}} > U_{\text{пор}}$  даст  $n = 12$  или  $n = 13$  выбросов в зависимости от начальной фазы;
- чтобы такой сигнал был бы обнаружен необходимо выполнить условие  $n > n_{\text{пор}}$  выбираем  $n_{\text{пор}} = 11$ ;
- По формуле можно рассчитать значение  $U_{\text{пор}}$ , которое в среднем обеспечит  $n_{\text{пор}} = 11$ . Получим  $U_{\text{пор}} = 1,05$  при  $\sigma = 1$ .
- Можно предположить, что это значение обеспечит  $p_{\text{лт}} \approx 0,5$ .
- Аналитически вычислить значение  $U_{\text{пор}}$ , соответствующее некоторой малой вероятности ложной тревоги проблематично. Для этого лучше использовать компьютерную модель обнаружителя. Адекватность модели можно проверить, сравнив среднее число выбросов шума с теоретическим. (Модель – на следующих слайдах)
- есть возможность варьировать пороги: уменьшить  $n_{\text{пор}}$  и соответственно увеличить  $U_{\text{пор}}$ .

# Расчет числа выбросов на модели шума

Fmin = 0,5 GHz; Fmax=1,0 GHz

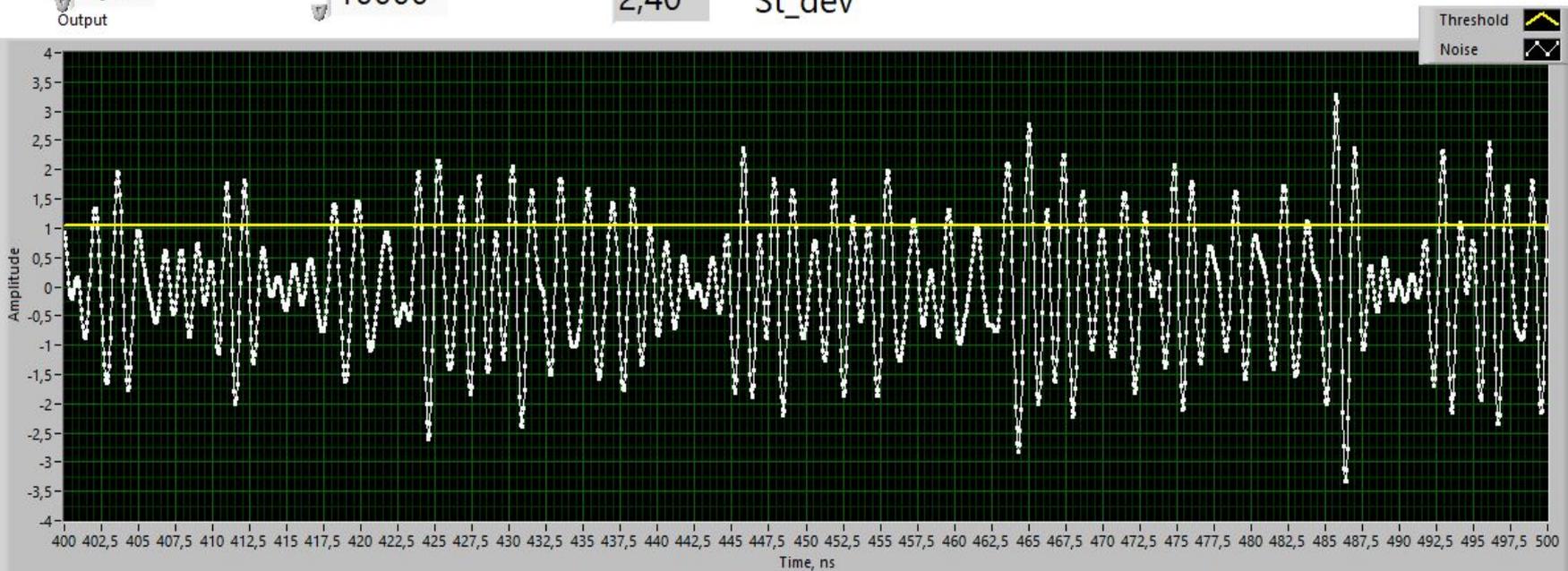
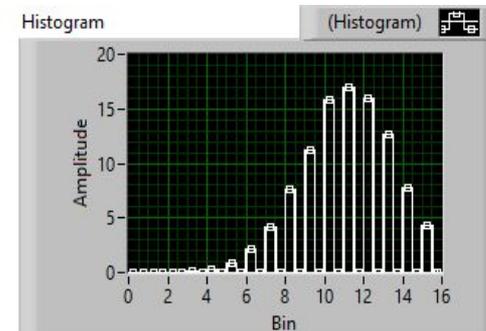
Sampls paramtrs

Fs, GHz 20 time step, ns 0,05 Analyze time, ns 25

#s 20000 freq\_step, MHz 1

Threshold N 11,00 # of crossing

1,05 10000 2,40 St\_dev



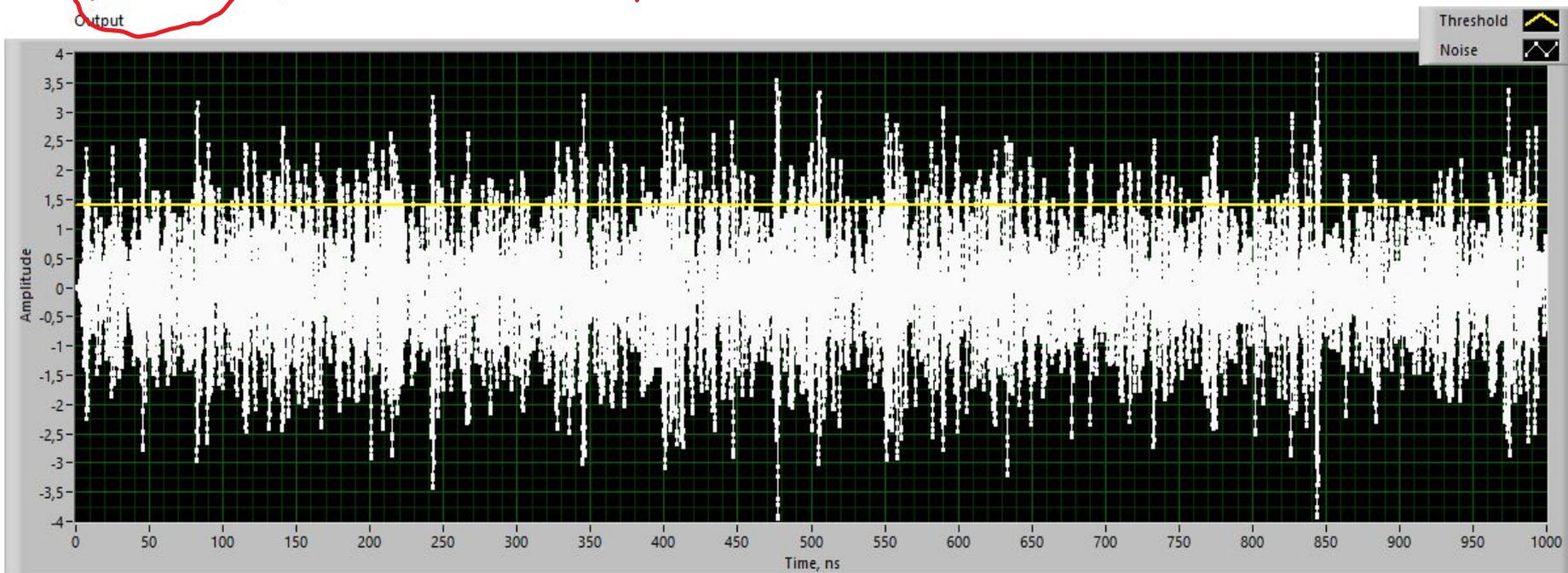
# Выбор $U_{\text{пор}}$ по заданной вероятности ложной тревоги

## Samples parametrs

Fs, GHz 20  
#s 20000  
Analyze time, ns 25  
N 10000  
time step, ns 0,05  
freq\_step, MHz 1

$$p_{\text{ЛТ}} = 0,001$$

Threshold 1,41  
# of crossing 11  
False Alarm 0,0011 ✓



## Задачи пассивной радиолокации

Рассматривается задача обнаружения и определения параметров «неизвестного излучения».

Термин «неизвестное излучение» означает, что неизвестны все его параметры. По ряду параметров может быть априорная информация, например диапазон значений этих параметров, представляющий интерес.

Задачи пассивной радиолокации :

- **обнаружение неизвестного сигнала;**
- **определение параметров неизвестного сигнала – частота, направление на источник и др.;**
- «тонкий» анализ сигнала – извлечение информации (радиоразведка);
- идентификация источника сигнала (радиоразведка).

Следовательно, это излучение надо найти в *исследуемом* частотном диапазоне и в *возможном* телесном или *плоском* угле.

Порядок поиска излучения должен быть следующим:

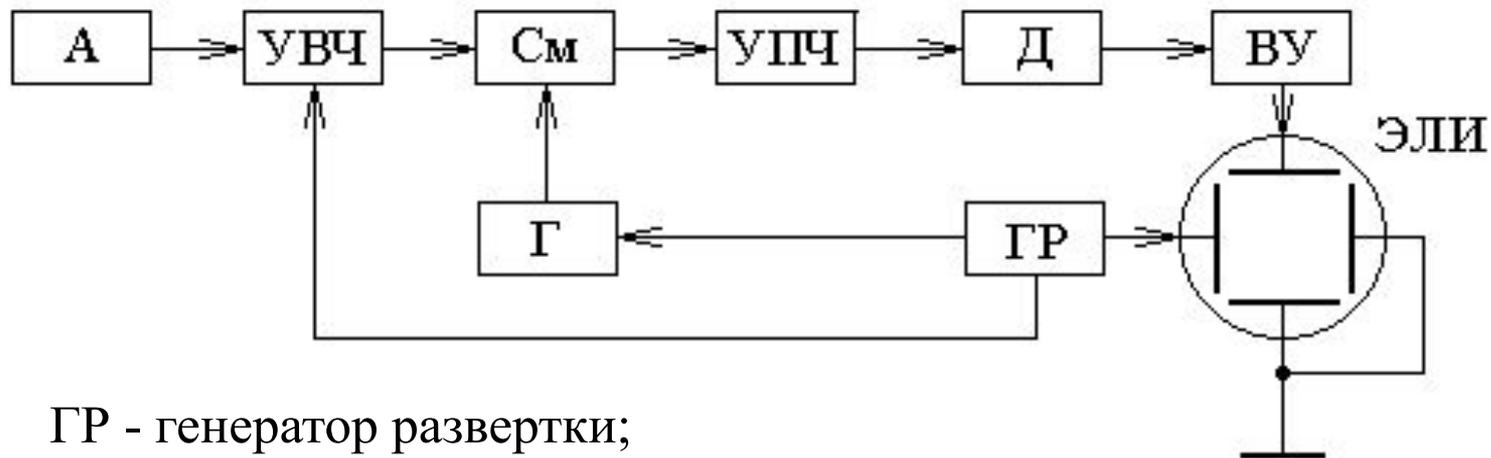
- 1) определяется его несущая частота,
- 2) а затем направление прихода.

[Пассивная радиолокация при известной частоте радиосигнала = *радионавигация (неавтономная РНС)*]

## Поиск в частотной области

- При поиске в частотной области приемное устройство должно работать с **ненаправленной** антенной.
- Способы определения частоты:
  - последовательный – панорамный радиоприемник;
  - параллельный – многоканальный радиоприемник.

### Панорамный радиоприемник



ГР - генератор развертки;

ЭЛИ - электронно-лучевой индикатор

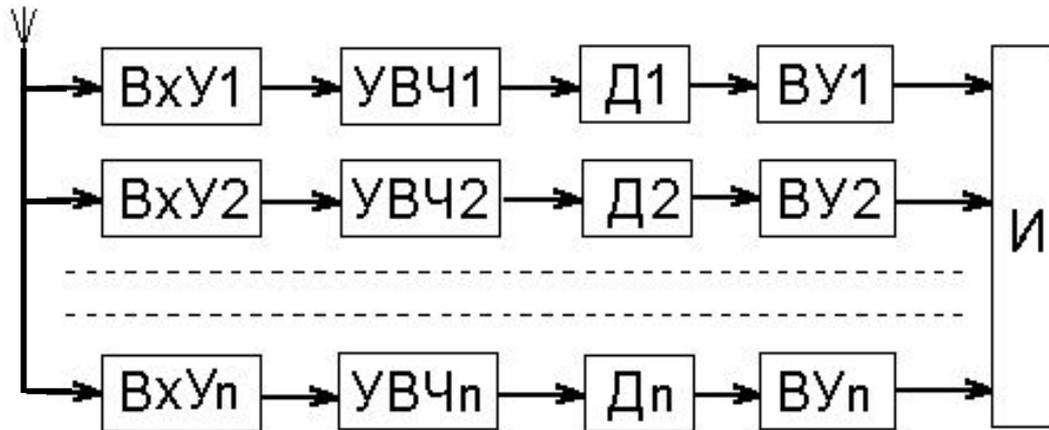
Российские панорамные приемники – П5-26, П5-27 и П5-28:

- полоса частот 1,0 – 7,0 ГГц.
  - тип - супергетеродинный приемник с двойным преобразованием частоты и калиброванным внутренним усилением:
    - номиналы промежуточных частот: первая – 125 МГц, вторая – 30 МГц.
    - приемники имеют по три полосы пропускания: 0,1, 1,0 и 5,0 МГц.
    - чувствительность приемников имеет порядок  $10^{-12}$  Вт.
- Недостаток панорамного приемника – **большое время поиска.**



КВ панорамный радиоприемник P-710

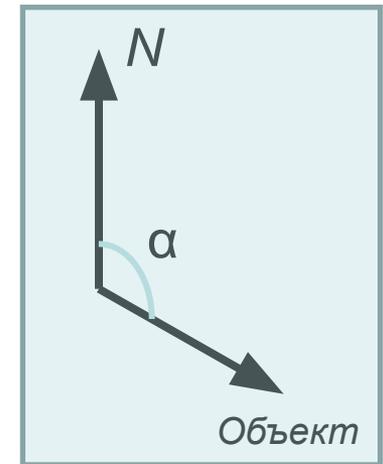
# Многоканальный приемник



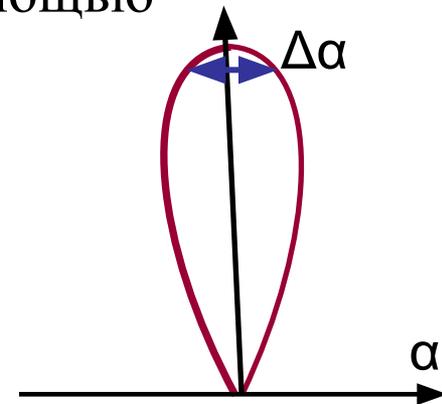
- Совокупность идентичных приемников прямого усиления, перекрывающих заданную полосу обзора и обеспечивающих необходимую разрешающую способность отсчета частоты.
- Каждый канал состоит из входного устройства (ВхУ), УВЧ, детектора (Д) и видеоусилителя (ВУ).
- Чем более высокие требования предъявляются к разрешающей способности приемника, тем больше каналов он должен иметь.
- Основное преимущество такого приемника – **высокая скорость анализа.**

# Поиск по азимуту

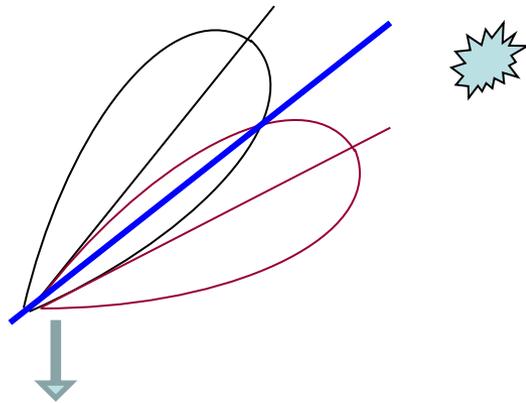
- Определение направления на некоторый объект из точки наблюдения называется *пеленгацией*.
- Азимут – угол между меридианом, проходящим через точку наблюдения, и направлением на объект, отсчитывается по часовой стрелке от направления на север.
- При радиопеленгации применяют термин «радиопеленг» вместо термина «азимут».
- Основными методами пеленгования являются:
  - амплитудный;
  - фазовый.
- При *амплитудном* методе основным элементом радиопеленгатора, позволяющим разделять радиосигналы, приходящие от различных источников, является антенна с узкой ДН.



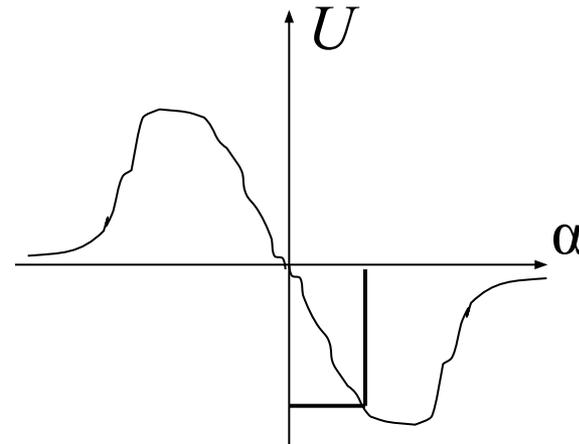
- Амплитудная радиопеленгация осуществляется двумя методами:
  - последовательный обзор;
  - параллельный обзор.
- При последовательном обзоре пеленгация осуществляется поворотом ДН антенны, выполняемым либо путем механического вращения антенны, либо электронно. Отсчет радиопеленга производится по максимуму напряжения на выходе приемника.
- При параллельном обзоре используется многолучевая («игольчатая») ДН антенны, которая формируется фазированной антенной решеткой. При этом каждый луч ДН подключен к своему приемнику.
- Плоские антенные решетки имеют сектор сканирования не более  $120^\circ$ . Большие зоны обзора можно получить с помощью объединения нескольких плоских решеток.
- Очевидно, что точность амплитудного метода пеленгации определяется шириной ДН антенны вблизи максимума.



- Однако наибольшая крутизна ДН антенны наблюдается вблизи минимума (сравните скорость изменения функции  $\cos x$  при  $x = 0$  и  $x = \pi/2$ ).
- Минимум ДН может быть также сформирован как разность ДН двух идентичных антенн, развернутых друг относительно друга на некоторый угол в горизонтальной плоскости.

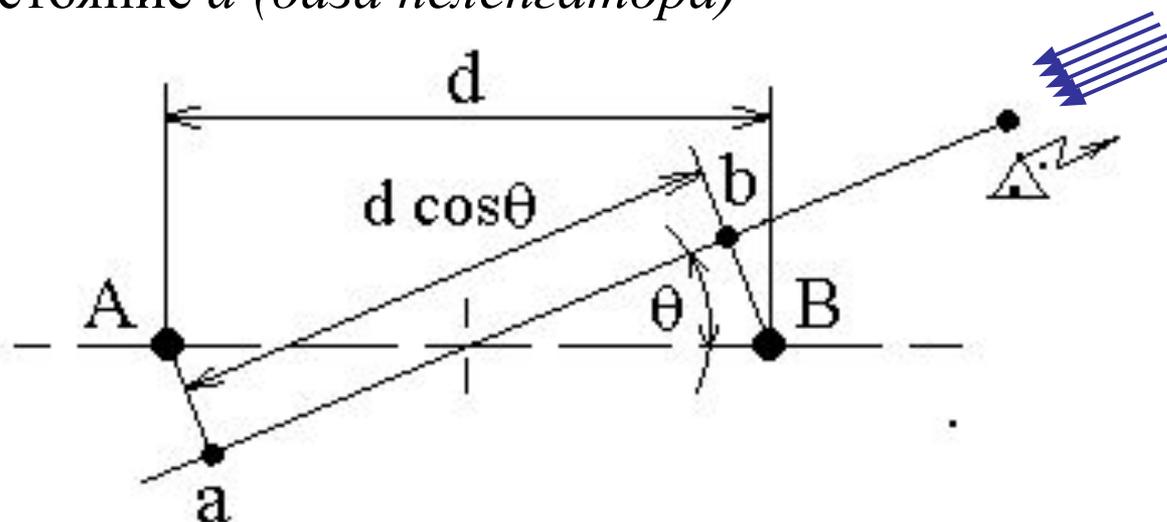


Два приемника,  
включенных встречно



# Фазовый радиопеленгатор

- Простейшим и методически важным способом реализации фазового метода радиопеленгации является использование двух ненаправленных в горизонтальной плоскости антенн А и В (например, двух вертикальных штыревых антенн), разнесенных на расстояние  $d$  (база пеленгатора)



Разность хода (длина отрезка  $ab$ ) до антенн А и В для радиоволны, пришедшей под углом  $\theta$ , равна  $\Delta r = d \cos \theta$ .

Разность фаз ЭДС, наводимых в антеннах, составит  $\Delta \phi = 2\pi d \cos \theta / \lambda$ .

На выходе фазового детектора с характеристикой  $U_{\text{ФД}} = \sin \Delta\phi$ , получим  $U_{\text{ФД}} = \sin (2\pi d \cos\theta / \lambda)$ .

Как выбрать базу  $d$ ? Условие однозначности определения  $\Delta\phi$ :

$$-\pi/2 < 2\pi d \cos\theta / \lambda < \pi/2$$

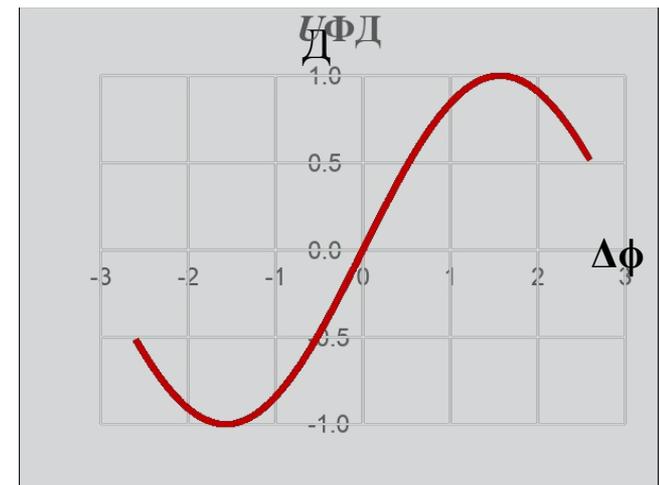
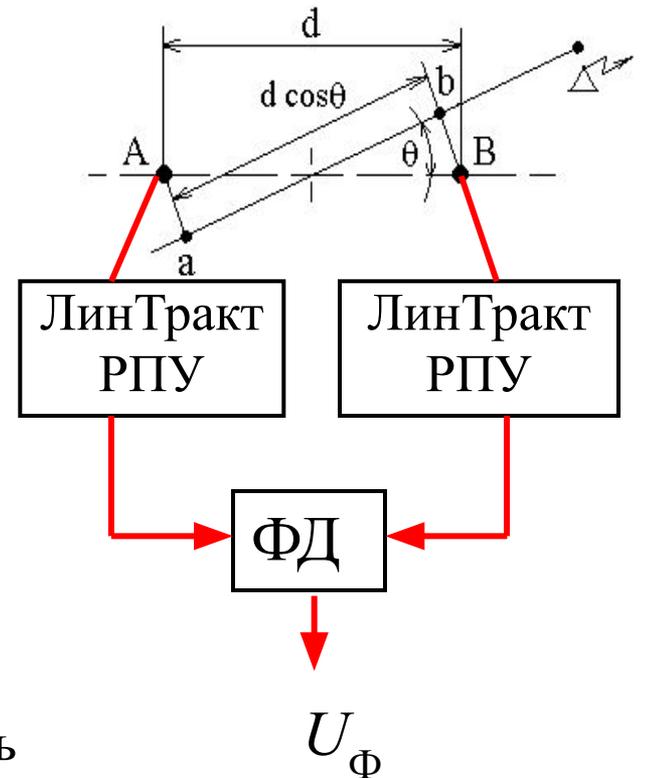
Если нет ограничений на угол  $\theta$ , то  $(\cos\theta)_{\text{max}} = 1$  и при  $d > \lambda/4$  появляется неоднозначность.

Кроме того, величина  $\cos\theta$  слабо изменяется при  $\theta \approx 0$  (зона низкой чувствительности).

Полезно обеспечить условие  $\theta \approx \pi/2$ , тогда можно использовать большую базу, что повысит точность измерения (крутизна характеристики) и не приведет к неоднозначности отсчета.

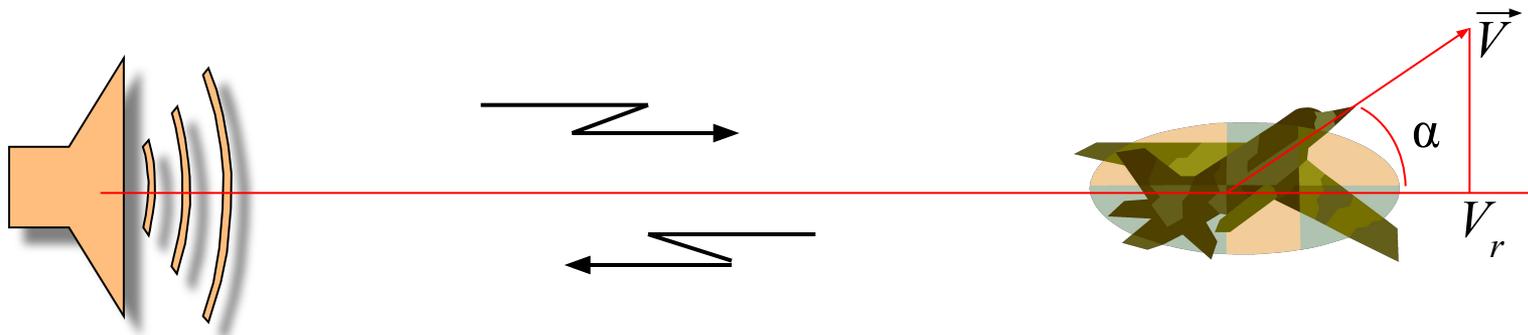
Таким образом, можно предложить двухэтапную методику измерений:

- при малой базе ( $d < \lambda/4$ ) примерное определение направления на источник;
- «наведение» на источник ( $\theta \approx \pi/2$ ) и переход к большой базе ( $d \gg \lambda/4$ ).



# Использование эффекта Доплера в радиолокации

- Эффект Доплера (в радиолокации) – частота принимаемого РЛС отраженного сигнала зависит от радиальной скорости объекта.



- Формула для доплеровского смещения частоты отраженного от цели сигнала

$$\Delta f_d = -f_0 \frac{2V \cos \alpha}{c}$$

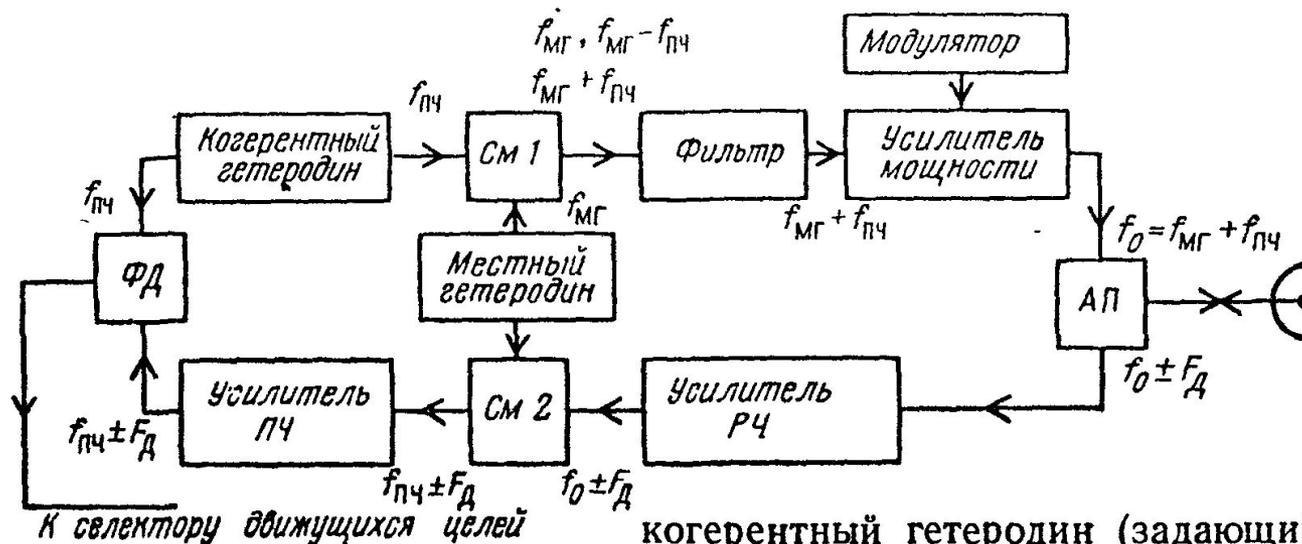
- Оценка величины доплеровского смещения частоты

$$\Delta f_d \approx f_0 \frac{2 \cdot 250 [\text{м/с}]}{3 \cdot 10^8 [\text{м/с}]} = 1,7 \cdot 10^{-6} f_0 \rightarrow \begin{array}{l} \text{проблемы при регистрации;} \\ \text{искажение спектра сигнала} \end{array}$$

## Как используется эффект Доплера?

- Для измерения радиальной скорости цели (скорость можно измерить и косвенно: определив две дальности до цели в два момента времени или используя когерентно-импульсную РЛС с фазовым детектором на ПЧ - далее);
- Для выделения и подавления помех, отраженных неподвижными целями («селекция движущихся целей» – СДЦ);
- Для создания комплексных навигационных систем – доплеровский измеритель скорости и угла сноса (ДИСС).

# Когерентно-импульсная РЛС с фазовым детектором на ПЧ



**Эффект Доплера относительно слабый. Его следует проявить на  $f_{\text{ПЧ}}$ , а не на  $f_0$ .**

когерентный гетеродин (задающий генератор) работает на ПЧ  $f_{\text{ПЧ}}$ . Его колебания в первом смесителе смешиваются с колебаниями стабильного местного гетеродина, частота которого  $f_{\text{МГ}}$  отличается от несущей частоты зондирующего сигнала на  $f_{\text{ПЧ}}$ . В результате смешения образуются комбинационные частоты. После фильтрации из них выделяются колебания, например  $f_{\text{МГ}} + f_{\text{ПЧ}}$ , которые воздействуют на усилитель мощности (мощный усилительный клистрон). Последний, кроме того, с помощью модулятора вырабатывает зондирующие радиоимпульсы. Отраженные импульсы, имеющие частоту  $f_{\text{МГ}} + f_{\text{ПЧ}} \pm F_{\text{Д}}$ , усиливаются и попадают на второй смеситель, который с помощью местного гетеродина выделяет колебания  $f_{\text{ПЧ}} \pm F_{\text{Д}}$ . Таким образом, на фазовый детектор подаются опорное напряжение когерентного гетеродина, имеющего частоту  $f_{\text{ПЧ}}$ , и отраженные импульсы с частотой  $f_{\text{ПЧ}} \pm F_{\text{Д}}$ .

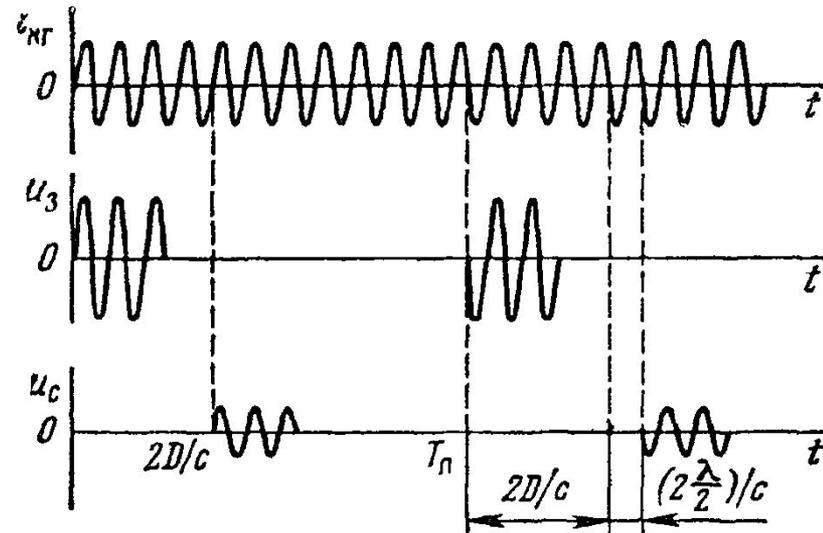
## «Слепые» скорости

Эффект наблюдается в когерентно-импульсной РЛС.

На рисунке показаны зондирующие импульсы  $u_3$ , сформированные из напряжения когерентного гетеродина, и отраженные импульсы  $u_c$  для случая, когда цель прошла расстояние  $\lambda/2$  за время равное периоду повторения  $T_{\Pi}$ . Как видно фазовый сдвиг между напряжением когерентного гетеродина и обоими импульсами не изменяется. На выходе фазового детектора получим одинаковые видеоимпульсы, пульсация отсутствует, следовательно цель неподвижна.

Слепые скорости:

$$v_{\text{сл}} = \frac{n \lambda / 2}{T_{\Pi}} = n \frac{\lambda}{2} F_{\Pi} = \frac{cn F_{\Pi}}{2 f_0}$$



Слепыми скоростям соответствуют доплеровские частоты  $f_{\text{д сл}} = n F_{\Pi}$

## Доплеровский измеритель скорости и угла сноса (ДИСС)

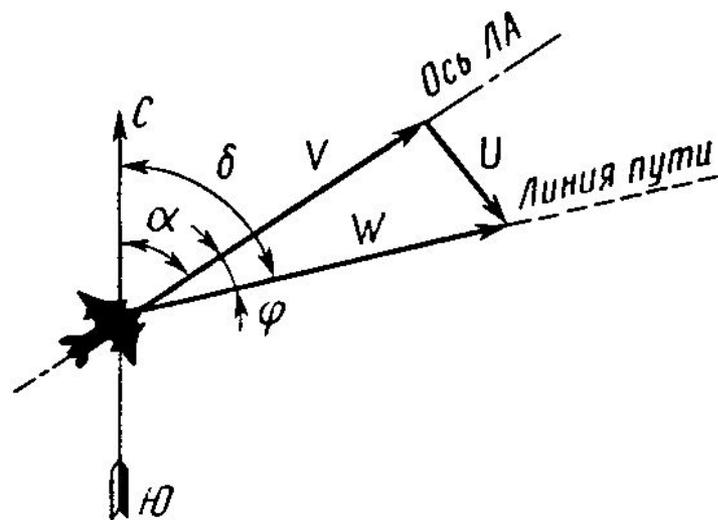
Рассмотрим горизонтальный полет:

$W$  – путевая скорость;

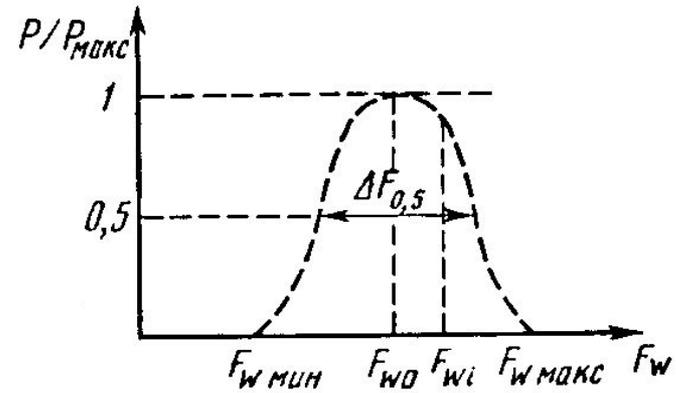
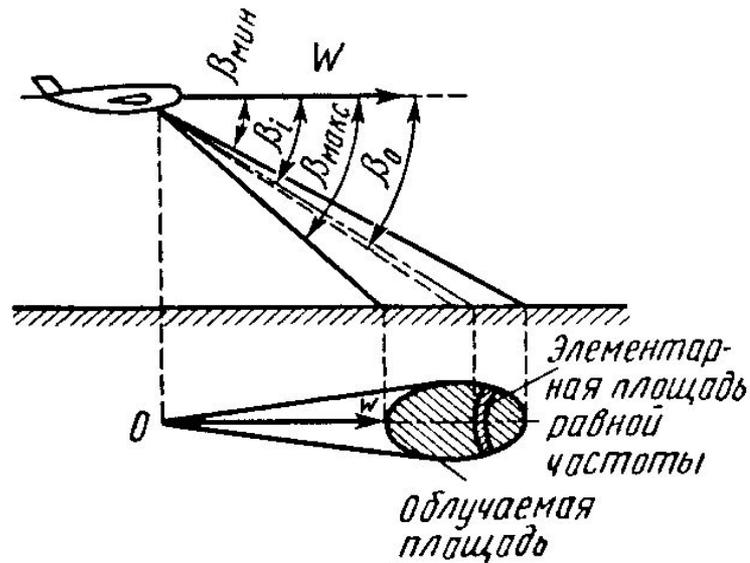
$V$  – воздушная скорость;

$U$  – скорость ветра;

$\varphi$  – угол сноса



При горизонтальном полете ЛА для обеспечения достаточно большой проекции вектора скорости  $W$  на направление облучения и сохранения значительного отражения в направлении ДИСС применяют наклонное облучение земной поверхности



Для определения спектра частот отраженного сигнала вырежем из облучаемой площади элементарную полосу, все точки которой расположены на направлениях, составляющих угол  $\beta_i$  с вектором скорости  $W$ . Имея в виду, что каждой из  $N$  элементарных полосок соответствует доплеровский сдвиг частоты  $F_{wi} = \frac{2W}{\lambda_{\text{н}}} \cos \beta_i$ , для всей облучаемой площади спектр отраженного сигнала можно представить последовательностью частот

$$f_{\text{н}} + \frac{2W}{\lambda_{\text{н}}} \cos \beta_i.$$

Если отражающие свойства поверхности в пределах облучаемой площади одинаковы, то форма огибающей спектра определяется формой ДНА измерителя в вертикальной плоскости. Максимальную мощность в этом случае имеет сигнал на средней частоте спектра, соответствующей направлению  $\beta_0$  (оси ДНА).

Ширина спектра сигнала по уровню половинной мощности:

$$\Delta F_{0,5} = \frac{2W}{\lambda_{\text{н}}} \left[ \cos\left(\beta_0 - \frac{\beta_A}{2}\right) - \cos\left(\beta_0 + \frac{\beta_A}{2}\right) \right] = \frac{4W}{\lambda_{\text{н}}} \sin \beta_0 \sin \frac{\beta_A}{2},$$

где  $\beta_A$  — ширина ДНА в вертикальной плоскости.

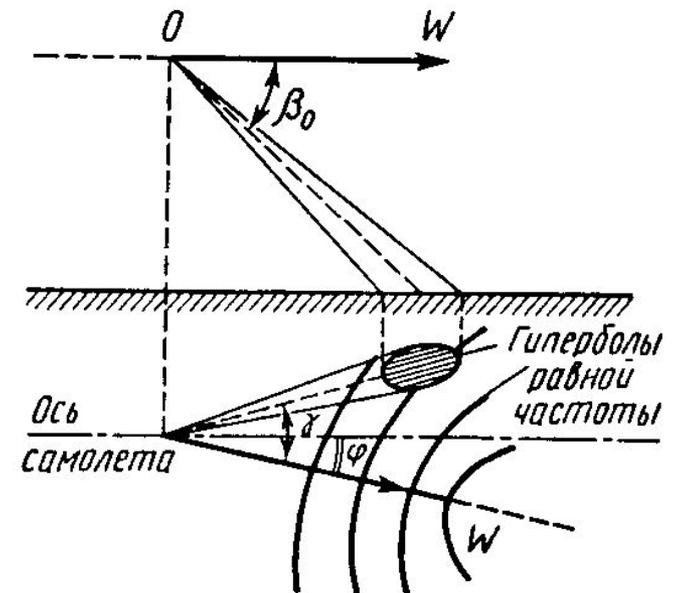
При достаточно узких ДНА, которые используют в ДИСС, можно принять  $\sin \beta_A/2 \approx \beta_A/2$ . При этом

$$\Delta F_{0,5} = \frac{2W}{\lambda_{\text{н}}} \beta_A \sin \beta_0.$$

Для измерения путевой скорости ЛА необходимо найти среднюю частоту доплеровского спектра  $F_{w0}$ . Если вектор  $W$  горизонтален и составляет с осью ДНА угол  $\gamma$  в горизонтальной и  $\beta_0$  в вертикальной плоскости, то

$$F_{w0} = \frac{2W}{\lambda_{\text{н}}} \cos \beta_0 \cos \gamma.$$

При совмещении направления облучения в горизонтальной плоскости с вектором  $W$  угол  $\gamma=0$  и приращение частоты достигает максимума:



$$F_{Wm} = \frac{2W}{\lambda_{\text{н}}} \cos \beta_0$$

При известных  $\lambda_n$  и  $\beta_0$  путевую скорость  $W$  можно определить непосредственным измерением  $F_{Wm}$  с помощью частотомера.

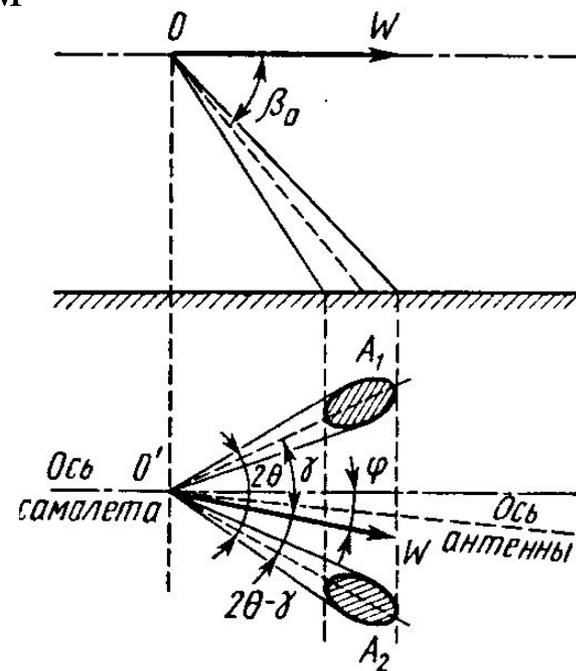
$$F_{Wm} = \frac{2W}{\lambda_n} \cos \beta_0$$

Угол сноса  $\varphi$  равен углу, составленному осью самолета и осью ДНА в момент ее совмещения с направлением вектора путевой скорости, т.е. при  $F_w = F_{wm}$ .

Однолучевая система не находит практического применения из-за низкой точности измерения.

Используются 3-4-х лучевые системы.

При измерении путевой скорости и угла сноса антенная система поворачивается до совмещения спектров сигналов на выходе каналов приемника, соответствующих двум лучам антенны. При этом ось симметрии лучей совмещена с вектором  $W$ , а угол между этой осью и осью самолета равен углу сноса  $\varphi$ . Из рисунка видно, что точность двухлучевой системы выше, чем однолучевой, так как при повороте антенны лучи пересекают линии равных частот под углом, близким к прямому, а это обеспечивает большую чувствительность системы.



Используются двусторонние системы с лучами, направленными вперед и назад.

## ДИСС-7

- ДИСС-7 является доплеровским измерителем путевой скорости и угла сноса с непрерывным излучением сигнала, с несимметричной четырехлучевой антенной системой, устанавливаемый на самолетах третьего поколения.
- ДИСС-7 предназначен для непрерывного автоматического вычисления составляющих вектора полной путевой скорости, в самолетной системе координат XYZ.

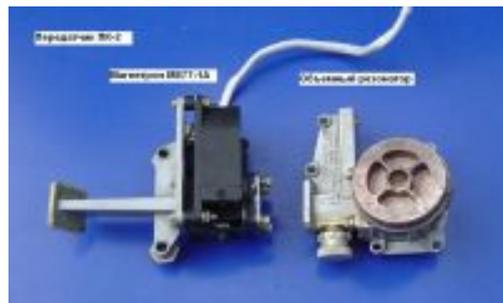
### Тактико-технические данные

- вид излучения: непрерывный;
- частота излучения  $F_0 = 13325$  МГц;
- мощность передатчика не менее **2 Вт**;
- диапазон измеряемых доплеровских частот  $1,5 \div 32$  кГц;
- частота коммутации лучей антенны  $2,5 \pm 0,25$  Гц;
- время непрерывной работы **12 часов**;
- чувствительность приемника не хуже минус **113 дБ/мВт**;
- ошибка измерения средней путевой скорости не более **0,9%**;
- масса **29 кг**;
- габаритные размеры **666 x 406 x 231 мм**.

# ДИСС-7



**Антенна**



**Магнетрон**



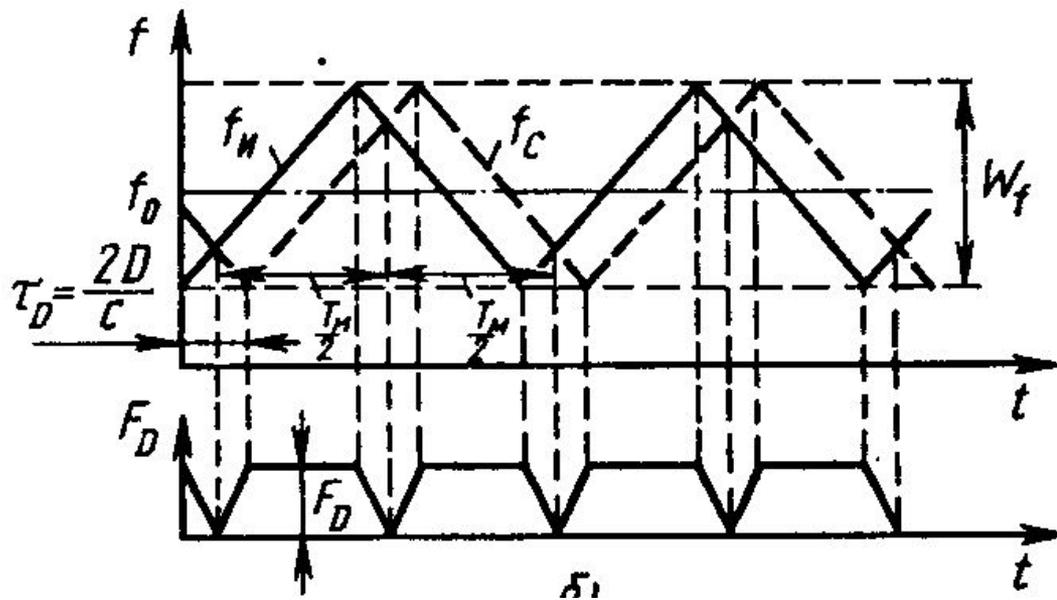
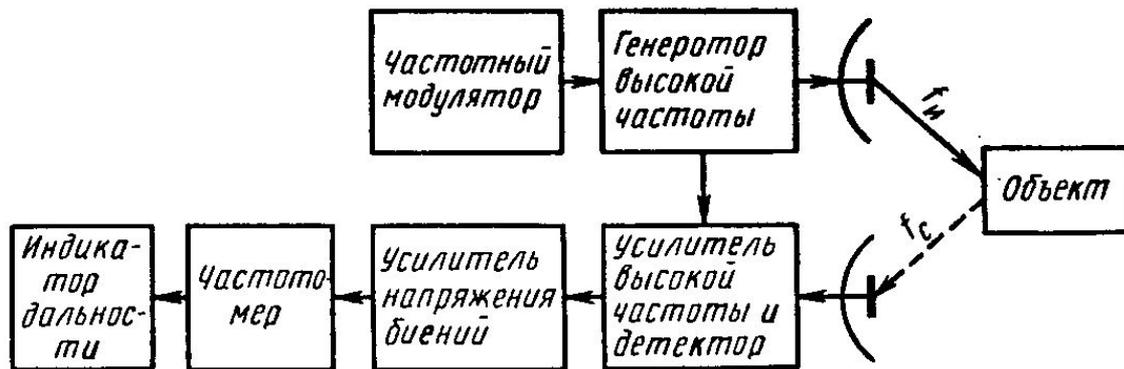
# Радиовысотомер

- Использует частотный метод определения дальности.
- Использует непрерывное излучение. (Почему?)

Определение дальности частотным методом сводится к измерению изменения частоты излучаемых колебаний за время распространения сигнала до отражающего объекта и обратно. Если частота излучаемых колебаний  $f_n$  изменяется непрерывно по линейному закону со скоростью  $\gamma = df_n/dt$ , то приращение частоты излучаемых колебаний за время распространения сигнала  $\tau_D = 2D/c$  составит  $\Delta f_n = \gamma \tau_D$ . Измеряя разность частот излучаемых и принимаемых колебаний  $\Delta f_n = f_n - f_c = F_D$ , определим дальность объекта:

$$D = \frac{c}{2\gamma} \Delta f_n = \frac{c}{2\gamma} F_D.$$

- Непрерывное изменение частоты по линейному закону невозможно. Поэтому приходится использовать периодическую модуляцию. Наиболее распространенный сигнал – симметричный ЛЧМ-сигнал.



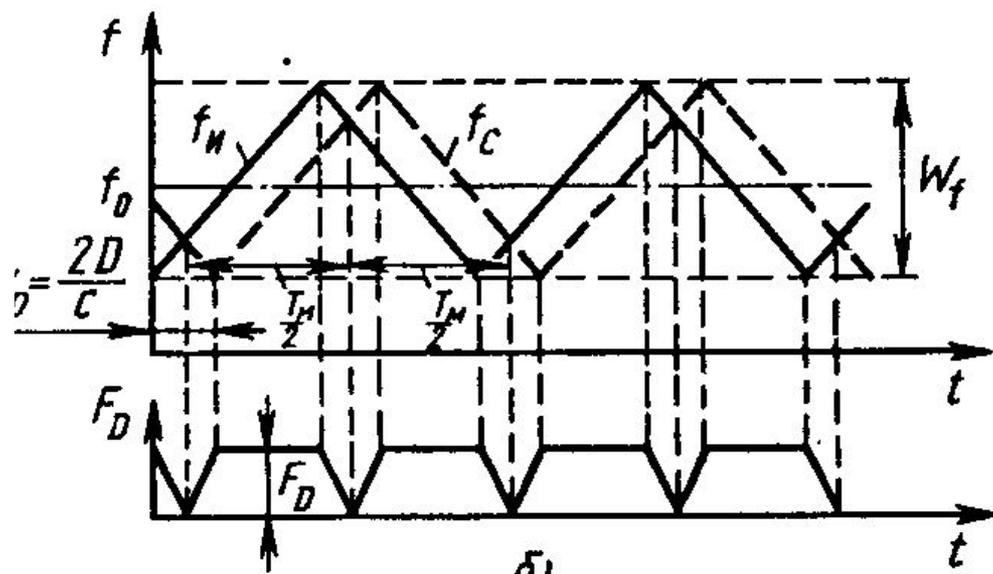
$f_0$  – средняя частота;  
 $T_M$  – период модуляции;  
 $W_f$  – девиация частоты;  
 $F_D$  – разностная частота биений.

При выполнении условия  $F_D \gg F_M = 1/T_M$  можно записать:

$$f_n = f_0 + \gamma t = f_0 + \frac{2W_f}{T_M} t;$$

$$f_c = f_0 + \gamma(t - \tau_D) = f_0 + \frac{2W_f}{T_M} \left(1 - \frac{2D}{c}\right);$$

$$F_D = f_n - f_c = \frac{4W_f}{cT_M} D.$$



Выражение для  $F_D$  не учитывает провалы кривой  $F_D(t)$  при  $f_n = f_c$ . Фактически частотомер фиксирует среднюю частоту биений за период модуляции:

$$F_{D\text{ср}} = \frac{4W_f}{cT_M} D \left( \frac{T_M - \tau_D}{T_M} \right).$$

При выполнении условия  $\tau_D \ll T_M$   $F_{D\text{ср}} \approx F_D$ . Следовательно,

$$D = \frac{cF_{D\text{ср}}}{4W_f F_M} \approx \frac{c}{4W_f} \frac{F_D}{F_M}.$$

Обычно в частотных системах измерения дальности одного объекта в качестве частотомера используют счетчик импульсов, который фиксирует число биений за период модуляции:

$$n_D = F_D T_m = \frac{4W_f}{c} D.$$

Дискретность отсчета  $\Delta D$ , соответствующая изменению числа биений  $n_D$  на единицу, может быть найдена из соотношения

$$n_D \pm 1 = \frac{4W_f}{c} (D \pm \Delta D).$$

Отсюда

$$\Delta D = c/(4W_f) = \lambda_w/4,$$

где  $\lambda_w = c/W_f$  — модуляционная длина волны.

# Малогабаритный авиационный радиовысотомер А-037



Диапазон частот, ГГц	4,2...4,4
Диапазон измерения высоты, м	0...750
Погрешность измерения высоты в диапазоне углов крена и тангажа $\pm 40^\circ$ , м	$\pm 6\%$
Среднее время наработки на отказ, ч	3000
Масса, кг: Приемопередатчик / индикатор / антенна	2,7 / 1,1 / 2*0,2