

Тема №1. Теоретические основы построения систем вооружения зенитных ракетных войск

Занятие № 11. Принципы построения оптимальных обнаружителей, используемых в системах вооружения ЗРВ

Учебные вопросы

1. Принципы синтеза оптимальных обнаружителей радиолокационных сигналов.

2. Особенности реализации оптимальных обнаружителей, используемых в системах вооружения ЗРВ

## 1. ПРИНЦИПЫ СИНТЕЗА ОПТИМАЛЬНЫХ ОБНАРУЖИТЕЛЕЙ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СИГНАЛОВ.

В большинстве практических ситуаций координаты и параметры движения цели априорно неизвестны. Это вызывает необходимость осуществлять ее обнаружение в каждом из  $n$  ( $n \gg 1$ ) разрешаемых объемов радиолокационного наблюдения.

Решение о наличии цели в разрешаемом объеме может приниматься либо оператором, по информации, отображаемой на индикаторах, либо автоматически. Автоматическое принятие решения осуществляется в соответствии с *решающим правилом*, то есть реализованным алгоритмом работы обнаружителя.

Сформулировать решающее правило позволяет *критерий качества обнаружения*, который, по сути, является мерой предпочтения при выборе того или иного решающего правила.

Анализ критериев качества рассматривается в базовом курсе основ радиолокации. Во вводной части сегодняшнего занятия кратко вспомним лишь некоторые из них, а также основные понятия и термины, необходимые для работы с ними.

Для произвольного разрешаемого объема всегда имеет место одно из двух случайных событий:

$A_0$  – цели в разрешаемом объеме нет;

$A_1$  – цель в разрешаемом объеме есть.

Поскольку события альтернативны, сумма их вероятностей дает единицу  $P(A_0) + P(A_1) = 1$ .

Решение о наличии или отсутствии цели принимается в РЛС на основе анализа наблюдаемой реализации случайного процесса  $y(t)$ , представляющего собой сумму сигнала (если цель есть) и помехи. Каждому из событий  $A_0$  и  $A_1$  могут соответствовать два в общем случае случайных решения:

$\hat{A}_0$  – «цели нет»;

$\hat{A}_1$  – «цель есть».

Состав решений определяет двухальтернативный характер обнаружения, при котором возможны четыре варианта совмещения событий  $A_k$  с решениями  $\hat{A}_i$  ( $k, i = 0; 1$ ):

ситуация  $\hat{A}_1 A_1$  – правильное обнаружение цели;

ситуация  $\hat{A}_0 A_1$  – пропуск цели;

ситуация  $\hat{A}_1 A_0$  – ложная тревога;

ситуация  $\hat{A}_0 A_0$  – правильное необнаружение.

Эти ситуации образуют полную группу событий

$$P(\hat{A}_1 A_1) + P(\hat{A}_1 A_0) + P(\hat{A}_0 A_1) + P(\hat{A}_0 A_0) = 1.$$

Наиболее важным и универсальным критерием качества автоматического обнаружения принято считать критерий *минимума среднего риска*

$$r_{01}P(\hat{A}_0 A_1) + r_{10}P(\hat{A}_1 A_0) = \min. \quad (1)$$

Этот критерий требует минимизации весовой суммы вероятностей ошибочных ситуаций. Неотрицательные коэффициенты  $r_{01}$  и  $r_{10}$  в общем случае не равны друг другу и представляют собой «плату» за соответствующие ошибочные ситуации пропуска цели и ложной тревоги.

Известно, что вероятность совмещения двух случайных событий равна произведению вероятности одного из них на условную вероятность другого

$$P(\hat{A}_i A_k) = P(A_k)P(\hat{A}_i | A_k), \quad i, k = 0; 1, \quad (2)$$

где  $P(\hat{A}_i | A_k)$  – вероятность принятия решения  $\hat{A}_i$  при условии, что имеет место событие  $A_k$ ;

$P(A_k)$  – априорная (доопытная) вероятность события  $A_k$ .

Следует отметить, что условные вероятности  $P(\hat{A}_i | A_k)$  могут быть определены экспериментально, например при натурных испытаниях РЛС, а априорные вероятности  $P(A_k)$  как правило, неизвестны, что приводит к существенным затруднениям в нахождении  $P(\hat{A}_i A_k)$ .

Условные вероятности  $P(\hat{A}_i | A_k)$  принято обозначать следующим образом:

$P(\hat{A}_1 | A_1) = D$  – условная вероятность правильного обнаружения,

$P(\hat{A}_1 | A_0) = F$  – условная вероятность ложной тревоги,

$P(\hat{A}_0 | A_1) = 1 - D$  – условная вероятность пропуска цели,

$P(\hat{A}_0 | A_0) = 1 - F$  – условная вероятность правильного необнаружения.

При этом, учитывая выражение (2) критерий минимума среднего риска (1) может быть записан в виде

$$r_{01}P(A_1)(1-D) + r_{10}P(A_0)F = r_{01}P(A_1)(1 - D + l_0F) = \min. \quad (3)$$

Где  $l_0 = \frac{r_{01}P(A_0)}{r_{10}P(A_1)}$  – весовой коэффициент, не зависящий от

принимаемого радиолокатором процесса  $y(t)$  и, следовательно, не влияющий на структуру обнаружителя.

Учитывая, что множитель  $r_{01}P(A_1)$  положителен, выражение (3) преобразуется к виду

$$1 - D + l_0F = \min$$

или

$$D - l_0F = \max. \quad (4)$$

Выражение (4) называется *весовым критерием качества обнаружения*. Этот критерий требует одновременной максимизации величины  $D$  и

минимизации  $F$ , однако эти требования противоречивы. Так, например, если потребовать чтобы вероятность  $D$  была максимальной ( $D=1$ ), то в этом случае для каждого разрешаемого объема обнаружитель должен выдавать решение  $\hat{A}1$  о наличии цели. Очевидно, что условная вероятность ложной тревоги при этом тоже будет равна 1 и максимизации (4) не произойдет.

Если же потребовать, чтобы вероятность  $F$  была минимальной ( $F=0$ ), то это тоже приводит к абсурдным результатам, так как вероятность пропуска цели при этом возрастает до единицы.

Обычно значения  $D$  лежат в пределах  $0,5 \div 0,99$ , а  $F$  – в интервале  $10^{-4} \div 10^{-10}$ , то есть величина  $F$  для одного элемента разрешения значительно меньше  $D$ . Это связано с тем, что пространство радиолокационного наблюдения содержит большое количество элементов разрешения  $n$  и условная вероятность хотя бы одной ложной тревоги за обзор должна быть малой

$$F_n = 1 - (1 - F)^n \approx nF \ll 1.$$

Пусть, например, в течение периода обзора  $T_{\text{обз}} = 10$  с просматривается  $n = 10^5$  отдельно разрешаемых элементов пространства. Тогда, задаваясь допустимым значением  $F_n = 10^{-1} \div 10^{-3}$  (не более одной ложной тревоги за обзор), имеем допустимое значение условной вероятности ложной тревоги в каждом разрешаемом объеме  $F = F_n/n = 10^{-6} \div 10^{-8}$ . Таким образом, малая величина  $F$  необходима для обеспечения доверия к результатам обнаружения.

Существенным недостатком двух рассмотренных критериев является необходимость доопытного установления весовых функций ошибочных решений  $r_{01}$  и  $r_{10}$  и значений априорных вероятностей наличия  $P(A1)$  и отсутствия  $P(A0)$  сигнала цели в принятой смеси  $y(t)$ . Поэтому на практике обычно используют *критерий Неймана-Пирсона*, который не требует знания перечисленных функций и основан на жесткой фиксации вероятности ложной тревоги  $F \leq F_0$  и максимизации в этих условиях вероятности правильного обнаружения  $D$

$$D = \max, \text{ при } F \leq F_0. \quad (5)$$

На основании критерия обнаружения выбирается правило принятия решений «цель есть»  $\hat{A}1$  или «цели нет»  $\hat{A}0$ . Поскольку все рассмотренные критерии приводят к однотипным решающим правилам, рассмотрим выбор такого правила на основании наиболее наглядного весового критерия.

Напряжение на входе радиолокационного приемника может быть обусловлено только помеховым напряжением  $u(t)$  (если имеет место событие  $A0$ ) либо суммой сигнала  $s(t)$  и помехи  $u(t)$  (когда имеет место событие  $A1$ )

$$y(t) = A s(t) + u(t),$$

или в векторном виде

$$\vec{y} = A\vec{s} + \vec{u},$$

где  $A = 1$ ;  $0$  – множитель, учитывающий наличие или отсутствие сигнала,

$$\vec{y} = \{y(t_1), \dots, y(t_N)\}.$$

Напряжение  $y(t)$  является случайным процессом и характеризуется  $N$ -мерными плотностями вероятности  $p_{\text{сп}}(\vec{y}) = p_{\text{п}}(\vec{y} - \vec{s})$  при наличии сигнала и  $p_{\text{п}}(\vec{y}) = p(\vec{u})$  при его отсутствии.

Для принятия решения о наличии или отсутствии цели следует разделить все множество  $Y$  возможных реализаций случайного вектора  $\vec{y}$  на две области  $Y1$  и  $Y0$  посредством некоторого значения  $\vec{y}_{\text{пор}}$ . При попадании реализации  $\vec{y}$  в область  $Y1$  принимается решение  $\hat{A}1$  о наличии цели, при попадании в область  $Y0$  – решение  $\hat{A}0$  о ее отсутствии.

Таким образом, задача синтеза оптимального двухальтернативного обнаружителя состоит в нахождении правила  $\hat{A}(\vec{y})$  в соответствии с которым устанавливается принадлежность принятой реализации процесса  $\vec{y}$  области  $Y1$  или  $Y0$ . Это и будет решающее правило.

При  $N=1$  от векторных величин  $\vec{y}$ ,  $\vec{y}_{\text{пор}}$  переходим к скалярным  $y$ ,  $y_{\text{пор}}$  и правило принятия решения в этом случае может быть проиллюстрировано рис.1.

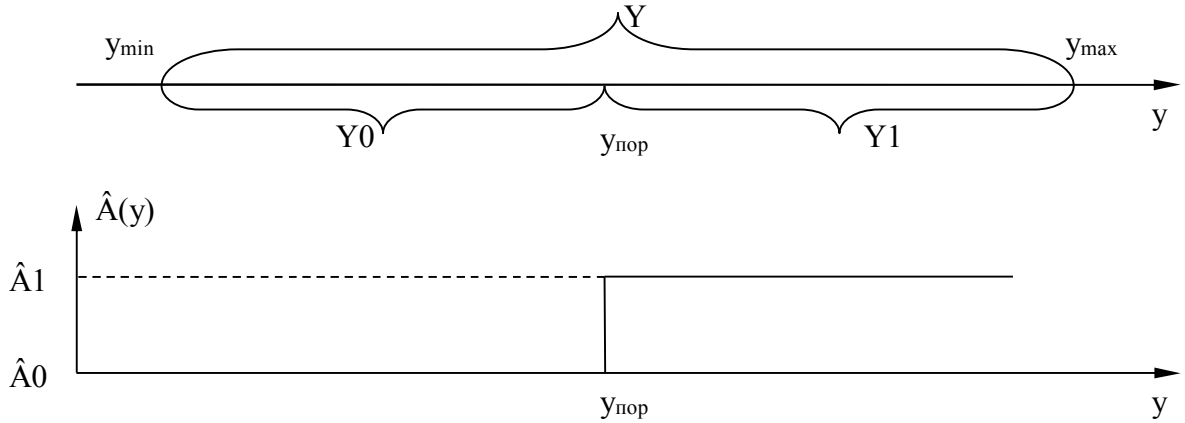


Рис.1. Решающее правило двухальтернативного обнаружителя.

Вероятности правильного обнаружения и ложной тревоги могут быть записаны в виде

$$D = \int_{(Y)} p_{\text{сп}}(\vec{y}) \hat{A}(\vec{y}) d\vec{y},$$

$$F = \int_{(Y)} p_{\text{п}}(\vec{y}) \hat{A}(\vec{y}) d\vec{y}.$$

Подставляя их в выражение (4) получаем

$$\int_{(Y)} [p_{\text{сп}}(\vec{y}) - l_0 p_{\text{п}}(\vec{y})] \hat{A}(\vec{y}) d\vec{y} = \int_{(Y)} p_{\text{п}}(\vec{y}) [l(\vec{y}) - l_0] \hat{A}(\vec{y}) d\vec{y} = \max,$$

$$\text{где } l(\vec{y}) = \frac{p_{\text{сп}}(\vec{y})}{p_{\text{п}}(\vec{y})}.$$

Чтобы выполнить условие максимума интеграла в последнем выражении, нужно, с учетом положительной определенности входящих в него составляющих, потребовать максимума подынтегрального выражения. Последний достигается только в том случае, когда решающая функция

обращается в ноль при отрицательном значении разности  $l(\vec{y}) - l_0$ , и принимает единичное значение в остальных случаях:

$$\hat{A}(\vec{y}) = \begin{cases} 1 & \text{при } l(\vec{y}) \geq l_0, \\ 0 & \text{при } l(\vec{y}) < l_0. \end{cases} \quad (6)$$

Величина  $l(\vec{y}) = \frac{p_{\text{сн}}(\vec{y})}{p_{\text{п}}(\vec{y})} = \frac{p_{\text{п}}(\vec{y} - \vec{s})}{p_{\text{п}}(\vec{y})}$  называется *отношением*

*правдоподобия* (ОП) и представляет собой отношение многомерной плотности вероятности аддитивной смеси помехи и полезного сигнала к многомерной плотности вероятности помех. Наряду с ОП можно использовать любую монотонную функцию от него, например  $\ln l$ , что удобно в случае экспоненциального семейства плотностей вероятности помех.

Правило принятия решения об обнаружении цели (6) является оптимальным по весовому критерию качества обнаружения. В соответствии с этим правилом обнаружитель по принятой реализации процесса  $y(t) = \{\vec{y}\}$  должен вычислить ее ОП  $l(\vec{y})$  (или  $\ln l(\vec{y})$ ) и затем сравнить это значение с порогом обнаружения  $l_0$ . Если в результате сравнения решающая функция принимает единичное значение  $\hat{A}(\vec{y}) = 1$ , выносится решение «цель есть», если  $\hat{A}(\vec{y}) = 0$ , выносится решение «цели нет».

Вычисление ОП осуществляется в устройстве обработки (УО), а сравнение его с порогом – в пороговом устройстве (ПУ) рис. 2.

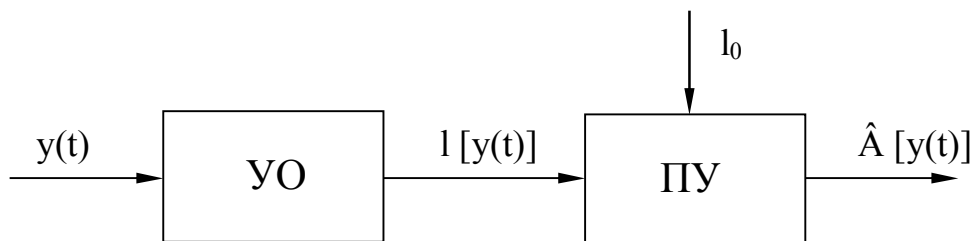


Рис. 2. Структура оптимального обнаружителя.

Если обработка сигнала осуществляется в аналоговом устройстве, то в роли УО выступает радиоприемное устройство, если обработка сигнала ведется в цифровой форме – вычислитель.

Отыскание функций  $l(\vec{y})$  для синтеза реальных обнаружителей сигналов производится на основании моделей полезных сигналов и помех. В зависимости от принятых моделей определяется структура обнаружителя, предназначенного для решения конкретной задачи. Так, структура обнаружителя детерминированных сигналов существенно отличается от структуры обнаружителя случайных сигналов, а структура обнаружителя сигналов на фоне некоррелированных помех от структуры обнаружителя сигналов на фоне помех коррелированных.

Нахождение функционалов ОП  $\ln l(\vec{y})$  представляет собой довольно сложную математическую задачу, которая при произвольном задании многомерной функции распределения помех может и не иметь решения в общем виде. Однако в ряде практически важных случаев можно воспользоваться асимптотическим представлением логарифма ОП, учитывающим, что при обнаружении, прежде всего, представляют интерес малые значения сигналов (их принято называть пороговыми).

Асимптотическое представление используется на основании следующего важного соображения: если обнаружение обеспечивается для случая слабых сигналов, то для более мощных оно обеспечивается тем более.

Если мощность сигнала на входе обнаружителя существенно меньше мощности помех, то логарифм плотности вероятности  $p_{\text{сп}}(\vec{y}) = p_{\text{п}}(\vec{y} - \vec{s})$  может быть разложен в ряд по степеням слабого сигнала  $\vec{s}$  и ограничен квадратичным членом



$$\begin{aligned}
\ln p_{\text{сн}}(\bar{y}) &= \ln p_{\text{н}}(\bar{y} - \bar{s}) \approx \\
&\approx \ln p_{\text{н}}(\bar{y}) - s_1 \frac{d \ln p_{\text{н}}(\bar{y})}{d\bar{y}_1} - \dots - s_N \frac{d \ln p_{\text{н}}(\bar{y})}{d\bar{y}_N} + \frac{s_1^2}{2} \frac{d^2 \ln p_{\text{н}}(\bar{y})}{d\bar{y}_1^2} + \dots + \frac{s_N^2}{2} \frac{d^2 \ln p_{\text{н}}(\bar{y})}{d\bar{y}_N^2} = \\
&= \ln p_{\text{н}}(\bar{y}) - \sum_{i=1}^N s_i \frac{d \ln p_{\text{н}}(\bar{y})}{d\bar{y}_i} + \frac{1}{2} \sum_{i=1}^N s_i^2 \frac{d^2 \ln p_{\text{н}}(\bar{y})}{d\bar{y}_i^2}.
\end{aligned} \tag{7}$$

Выражение (7) содержит линейную и квадратичную составляющие сигнала при условии существования и ограниченности первой и второй производных логарифма N-мерной плотности вероятности. Если же вторая производная не существует, ограничивают ряд (7) линейным членом.

Используя выражение (7) несложно в самом общем виде найти логарифм отношения правдоподобия

$$\ln l(\bar{y}) = \ln p_{\text{н}}(\bar{y} - \bar{s}) - \ln p_{\text{н}}(\bar{y}) = - \sum_{i=1}^N s_i \frac{d \ln p_{\text{н}}(\bar{y})}{d\bar{y}_i} + \frac{1}{2} \sum_{i=1}^N s_i^2 \frac{d^2 \ln p_{\text{н}}(\bar{y})}{d\bar{y}_i^2}. \tag{8}$$

Синтез обнаружителя предполагает вычисление ОП или его логарифма с использованием математических моделей сигнала и помехи.

Для примера рассмотрим простейший случай, когда все параметры сигнала считаются известными, а помеха представляет собой «белый» шум, с нормальным N-мерным законом распределения

$$p_{\text{н}}(\bar{y} = \bar{u}) = (2\pi\sigma^2)^{-\frac{1}{N}} \exp \left[ -\frac{1}{2\sigma^2} \sum_{i=1}^N y_i^2 \right],$$

где  $\sigma^2$  - дисперсия помехи.

Первая производная натурального логарифма плотности вероятности по i-му отсчету записывается как

$$\frac{d \ln p_{\text{н}}(\bar{y})}{dy_i} = \frac{d}{dy_i} \left[ -\frac{1}{N} \ln(2\pi\sigma^2) - \frac{1}{2\sigma^2} \sum_{i=1}^N y_i^2 \right] = -\frac{y_i}{\sigma^2}, \tag{9}$$

а вторая производная равна

$$\frac{d^2 \ln p_{\text{н}}(\bar{y})}{dy_i^2} = -\frac{1}{\sigma^2}. \tag{10}$$

Подставляя выражения (9) и (10) в (8) получаем асимптотическое разложение логарифма ОП

$$\ln l(\vec{y}) = \frac{1}{\sigma^2} \sum_{i=1}^N s_i y_i - \frac{1}{2\sigma^2} \sum_{i=1}^N s_i^2. \quad (11)$$

Выражение (11) характеризует оптимальный алгоритм обработки входной реализации  $y(t)$ , заданной своими дискретными отсчетами  $\{\bar{y}\} = y(t_i)$ . Для перехода к непрерывному виду задания логарифма ОП необходимо осуществить предельный переход при стремлении шага дискретизации  $\Delta t$  к нулю, а полосы пропускания приемника  $\Delta f$  к бесконечности

$$\sigma^2 = \lim_{\Delta f_{\text{пр}} \rightarrow \infty} N_0 \Delta f_{\text{пр}} = \lim_{\Delta t \rightarrow 0} \frac{N_0}{2\Delta t} = \frac{N_0}{2dt},$$

где  $N_0$  – спектральная плотность мощности помехи.

При этом сумма, входящая в (11) стремится к непрерывному интегралу

$$\sum_{i=1}^N = \int_0^{T_c} dt,$$

а логарифм ОП приобретает вид

$$\ln[l(t)] = \frac{2}{N_0} \int_0^{T_c} s(t)y(t)dt - \frac{1}{N_0} \int_0^{T_c} s^2(t)dt. \quad (12)$$

Учитывая, что интеграл от квадрата сигнала за время его действия равен его энергии

$$\int_0^{T_c} s^2(t)dt = \mathfrak{E}_c,$$

и обозначив величину  $z = \int_0^{T_c} s(t)y(t)dt$  – корреляционным интегралом,

характеризующим степень взаимной связи принятого  $y(t)$  и ожидаемого  $s(t)$  сигналов, запишем алгоритм обнаружения детерминированного сигнала на фоне «белешумовых» помех

$$\frac{2z}{N_0} - \frac{\Theta_c}{N_0} >< \ln l_0,$$

или в окончательном виде

$$z >< \frac{N_0}{2} \ln l_0 + \frac{\Theta_c}{2} = z_0. \quad (13)$$

Выражение (13) означает, что для принятия решения о наличии или отсутствии детерминированного сигналов каждом из объемов разрешения РЛС необходимо по принятой реализации  $y(t)$  вычислить значение корреляционного интеграла  $z$  и сравнить его с порогом обнаружения  $z_0$ . Если порог превышен, принимается решение о наличии цели, в противном случае о ее отсутствии. Алгоритм (13) иллюстрируется на рис. 3.

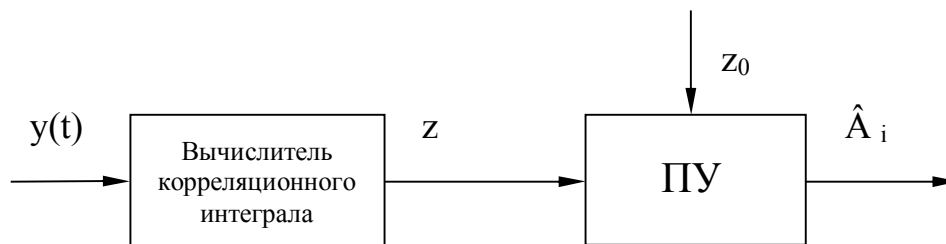


Рис. 3. Структура оптимального обнаружителя на фоне нормального белого шума.

Вычисление корреляционного интеграла в аналоговом приемнике может осуществляться одним из трех известных способов: корреляционным, фильтровым или корреляционно-фильтровым.

## 2. ОСОБЕННОСТИ РЕАЛИЗАЦИИ ОПТИМАЛЬНЫХ ОБНАРУЖИТЕЛЕЙ, ИСПОЛЬЗУЕМЫХ В СИСТЕМАХ ВООРУЖЕНИЯ ЗРВ

### 2.1. Обнаружение сигнала с известными параметрами

Обнаружение сигнала  $s(t)$  с известными параметрами требует вычисления корреляционного интеграла

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

Для реализации корреляционного обнаружителя необходимо выполнить операцию умножения входного процесса  $y(t)$  на ожидаемый сигнал  $s_0(t)$ , формируемый в генераторе ожидаемого сигнала (ГОС) и в общем случае отличающегося от полезного сигнала  $s(t)$ , проинтегрировать произведение на времени действия сигнала  $T_c$  и сравнить полученное значение корреляционного интеграла  $z$  с порогом обнаружения  $z_0$  (рис. 4).

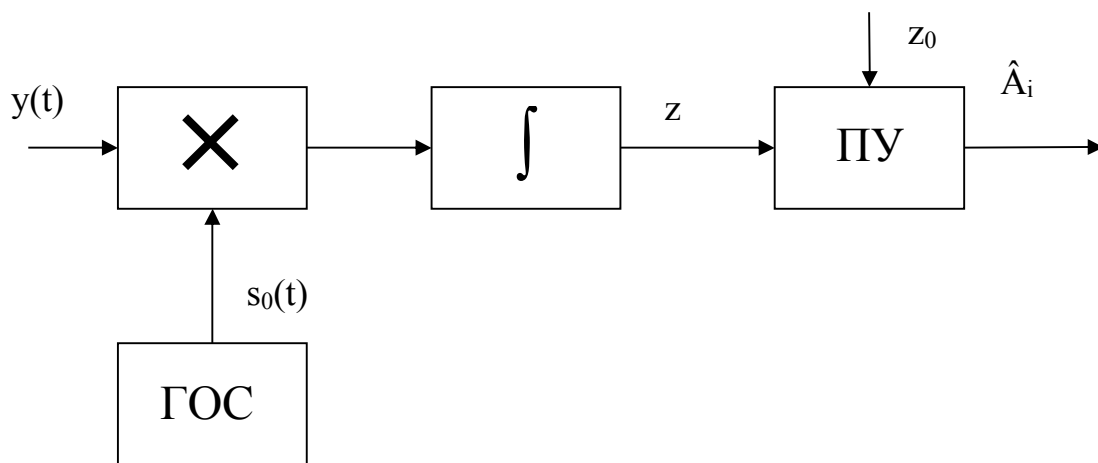
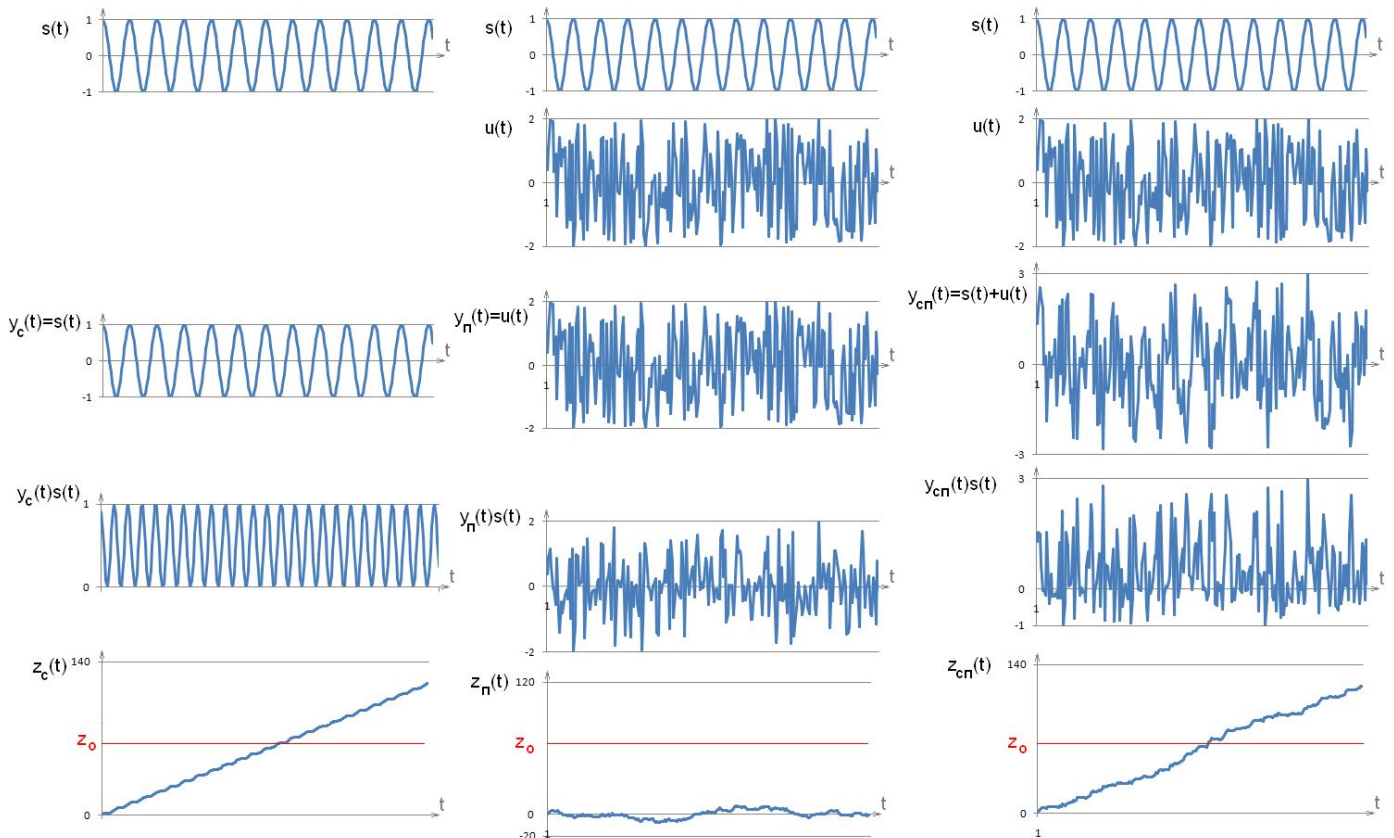


Рис. 4. Корреляционный обнаружитель сигнала с известными параметрами.

Параметры ожидаемого сигнала  $s_0$  (частота, амплитуда, начальная фаза, время запаздывания) должны точно соответствовать параметрам ожидаемого сигнала  $y$ .

Физический смысл корреляционной обработки рассмотрим на примере обнаружения прямоугольного импульса единичной амплитуды

$$s(t) = \begin{cases} \cos(2\pi f_c t + \varphi), & t \in (0, \tau_n) \\ 0, & t < 0; t > \tau_n \end{cases}$$



а) для сигнала без помех

б) для помехи

в) для смеси помехи и  
сигнала

Рис. 5. Формирование корреляционного интеграла  $z$ .

При воздействии на вход обнаружителя полезного сигнала (рис. 5 а), в точности соответствующего ожидаемому, сигнал на выходе умножителя равен квадрату полезного сигнала и имеет только положительную полярность. Интегратор накапливает положительные пульсации за время  $\tau_{\text{и}}$  и формирует на выходе напряжение, определяемое энергией сигнала. Таким образом, при воздействии только полезного сигнала корреляционный обнаружитель выделяет на своем выходе максимум возможного – полную энергию сигнала.

В случае воздействия на обнаружитель шума (рис. 5 б) на выходе умножителя формируется шумовое колебание, промодулированное напряжением ожидаемого сигнала и имеющее нулевое среднее значение. На выходе интегратора образуется процесс, не повторяющийся в различных

реализациях, но имеющий в качестве наиболее вероятного (часто повторяющегося) нулевое значение, поэтому превышение этим процессом порога обнаружения маловероятно.

Если на вход обнаружителя действует аддитивная смесь сигнала с шумом (рис. 5 б), то результат на выходе корреляционного интегратора представляет собой сумму результатов их отдельного воздействия. Так вероятность того, что выходное напряжение интегратора превысит порог будет существенно выше, чем в случае одного шума, но вероятность того, что это напряжение будет ниже порога также существует. Чем выше величина отношения сигнал/шум на входе обнаружителя, тем больше будет вероятность превышения порога.

## 2.2. Корреляционный обнаружитель сигналов со случайными амплитудой и начальной фазой

При воздействии на вход радиолокационного приемника сигнала со случайными (неизвестными) амплитудой и начальной фазой оптимальный обнаружитель должен формировать на выходе не само значение корреляционного интеграла  $z$ , а величину, пропорциональную его модулю  $|z|$  или любую монотонную функцию от него (чаще всего используют квадратичную функцию  $|z|^2$ ). При этом оптимальному правилу решения соответствует схема корреляционного обнаружителя с двумя квадратурными (т.е. сдвинутыми по фазе на  $90^\circ$ ) каналами корреляционной обработки и схемой выделения модуля корреляционного интеграла (рис. 6).

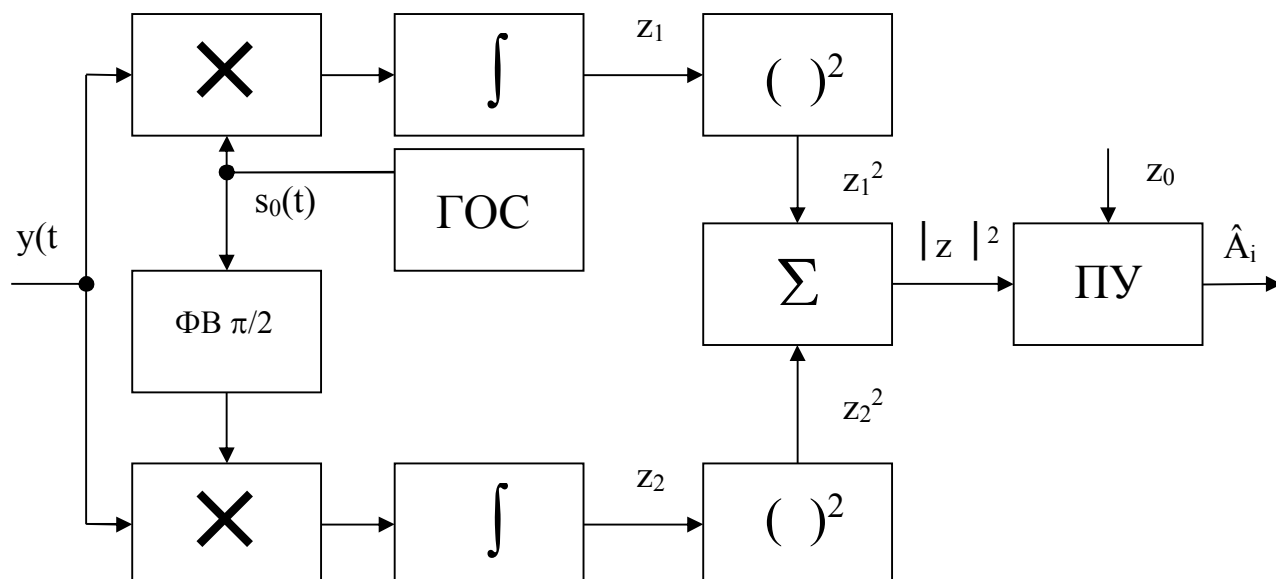


Рис. 6. Корреляционный обнаружитель сигнала со случайными начальной фазой и амплитудой.

Для обоснования необходимости квадратурных схем обнаружителей при приеме сигналов со случайными начальной фазой и амплитудой, ответим на вопрос: почему в данном случае неоптимальна схема обнаружителя сигнала с известными параметрами?

Рассмотрим воздействие на такой обнаружитель сигнала с неизвестной начальной фазой

$$s(t) = s_m \cos(2\pi f_c t + \psi)$$

где  $s_m$ ,  $\psi$  – амплитуда и начальная фаза сигнала.

При неизвестной начальной фазе в корреляционном обнаружителе (рис. 4) будет по-прежнему использоваться ожидаемый сигнал

$$s_0(t) = s_m \cos(2\pi f_c t + \varphi)$$

где  $\varphi$  и  $\psi$  необязательно совпадают.

Подавая полезный и ожидаемый сигналы на вход корреляционного интегратора, на его выходе получим:

$$z_1(t) = \int_0^{T_H} s_0(t)s(t)dt = \frac{s_m^2}{2} \int_0^{T_H} [\cos(4\pi f_c t + \varphi + \psi) + \cos(\varphi - \psi)]dt$$

Из последнего равенства следует, что величина подынтегрального выражения образована суммой быстро меняющейся во времени и постоянной

составляющих. Очевидно, что высокочастотная составляющая, если проинтегрировать ее за целое число периодов даст нулевой результат, кроме того, частота  $4f_c$  не соответствует полосе пропускания интегрирующего фильтра и не пройдет на его выход, т.е.

$$z_1(t) = \frac{s_m^2}{2} \tau_n \cos(\varphi - \psi) = \mathfrak{Z}_c \cos(\varphi - \psi) \quad (14)$$

Последняя запись означает, что величина корреляционного интеграла зависит от разности фаз ожидаемого и полезного сигналов, принимает максимальное значение  $\mathfrak{Z}_c$  при их совпадении, равна нулю при  $\psi = \varphi + \frac{\pi}{2}$  и становится даже отрицательной при  $\frac{\pi}{2} < |\varphi - \psi| < \frac{3\pi}{2}$ . Следовательно в большинстве случаев сигнал с неизвестной начальной фазой обнаружителем известного сигнала не обнаруживается, а такой обнаружитель в данном случае неоптимален.

Для обеспечения оптимальности обнаружителя (т.е. выделения на интеграторе полной энергии сигнала) при неизвестной начальной фазе необходимо реализовать в нем не только компоненту (14) но и ее квадратурную составляющую

$$z_2 = \mathfrak{Z}_c \sin(\varphi - \psi). \quad (15)$$

а затем, просуммировав квадраты этих компонент, исключить зависимость выходного напряжения от разности фаз принимаемого и ожидаемого сигналов.

Величины  $z_1$  и  $z_2$  можно графически представить в идее ортогональных векторов (рис. 7).



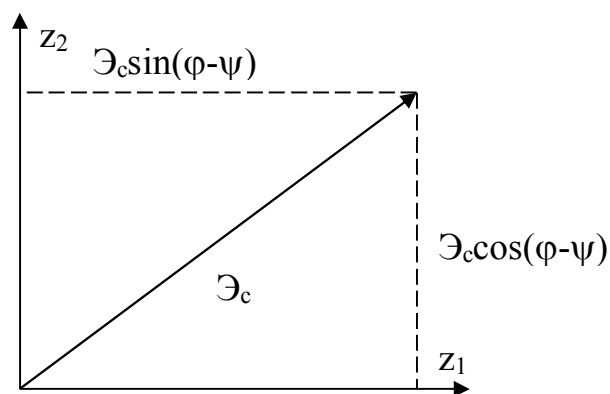


Рис. 7. Формирование корреляционного интеграла в квадратурных каналах.

### Фильтровой обнаружитель радиолокационных сигналов

Учитывая, что сигнал ограничен во времени, то есть равен нулю вне временного интервала  $[0, \tau_n]$ , а также необходимость сдвига ожидаемого сигнала на время запаздывания  $t_z$ , корреляционный интеграл может быть записан в виде

$$z = \int_{-\infty}^{+\infty} s(t - t_z) y(t) dt.$$

Задача фильтрации состоит в реализации этого алгоритма с помощью фильтра, выходной сигнал которого, описывается интегралом Дюамеля

$$w(\tau) = \int_{-\infty}^{+\infty} v(\tau - t) y(t) dt,$$

где  $v(\tau)$  - импульсная характеристика фильтра

Импульсная характеристика должна быть согласована с полезным сигналом

$$v(t) = Cs(t_0 - t).$$

Это условие указывает, что импульсная характеристика согласованного фильтра (СФ) пропорциональна и зеркально симметрична полезному сигналу. Коэффициент  $C$  учитывает коэффициент усиления или ослабления приемного тракта.  $t_0$  величина задержки сигнала на время обработки в

фильтре, не может быть меньше длительности импульса (из условия физической реализуемости).

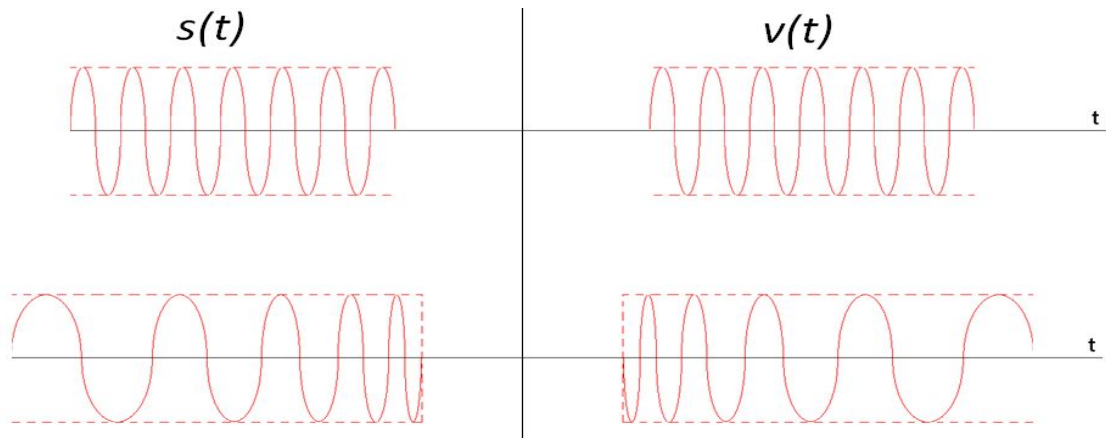


Рис. 8. Импульсные характеристики СФ для простого и ЛЧМ радиоимпульсов

Частотная характеристика СФ  $K(f)$  связана с импульсной  $v(t)$  прямым преобразованием Фурье, и пропорциональна произведению комплексно-сопряженного спектра сигнала и множителя запаздывания сигнала, при прохождении его через СФ

$$K(f) = \gamma s^*(f) e^{-j2\pi f t_0}$$

где:  $s^*(f)$  - комплексно-сопряженный спектра сигнала;

$\gamma$  - коэффициент пропорциональности;

$e^{-j2\pi f t_0}$  - множитель запаздывания сигнала.

*Свойства согласованного фильтра.*

*Свойство частотной селекции – СФ пропускает на выход только спектральные составляющие полезного сигнала и ослабляет все остальные частотные составляющие входного воздействия.*

*Свойство демодуляции фазового спектра сигнала – СФ осуществляет компенсацию фазового спектра входного сигнала. Если входной сигнал имеет фазовую модуляцию (т.е. является сложным  $n>1$ ), то на выходе какая либо фазовая модуляция отсутствует и сигнал преобразуется в простой ( $n=1$ ), т.е. демодулируется. При этом ширина спектра выходного сигнала*

приблизленно равна ширине спектра входного  $\Delta f_{\text{вх}} \approx \Delta f_{\text{вх}}$ , а длительность выходного импульса уменьшится в базу сигнала раз  $\tau_{\text{и вых}} = \frac{\tau_{\text{и вх}}}{n}$ .

Свойство когерентного накопления сигнала – на выходе СФ в момент времени  $t_0 + t_z$  фазы всех частотных составляющих совпадут, т.е. произойдет их когерентное суммирование. В результате этого в указанный момент времени на выходе фильтра образуется амплитудный пик напряжения, пропорциональный энергии сигнала.

Свойство инвариантности СФ от времени запаздывания – ни временные, ни частотные характеристики СФ не зависят от времени запаздывания сигнала. При изменении  $t_z$  амплитудный пик выходного сигнала смещается на временной оси на ту же величину, что позволяет измерять различные дальности целей одним фильтровым каналом.

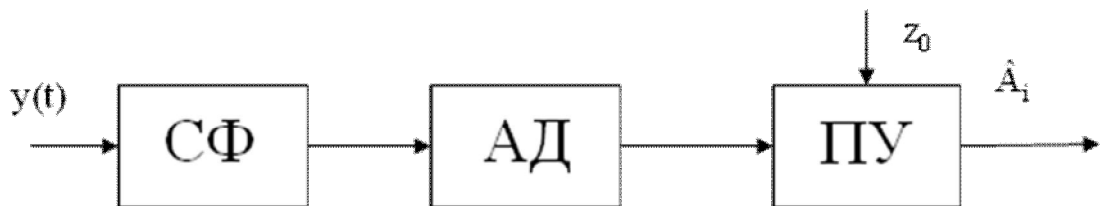


Рис. 9. Фильтровой обнаружитель сигналов

Схема обнаружителя (рис. 9) используется, как правило, в импульсных РЛС не измеряющих доплеровскую частоту, если ширина амплитудно-частотной характеристики СФ много больше диапазона возможных доплеровских частот. В этом случае доплеровским смещением допустимо пренебречь и использовать одноканальный по частоте обнаружитель.

В остальных случаях незнание доплеровской частоты, так же как в корреляционном обнаружителе, приводит к необходимости формирования многоканальных по частоте устройств.

Рассмотрим многоканальный фильтровой обнаружитель на примере обзорной РЛС с непрерывным зондирующим сигналом

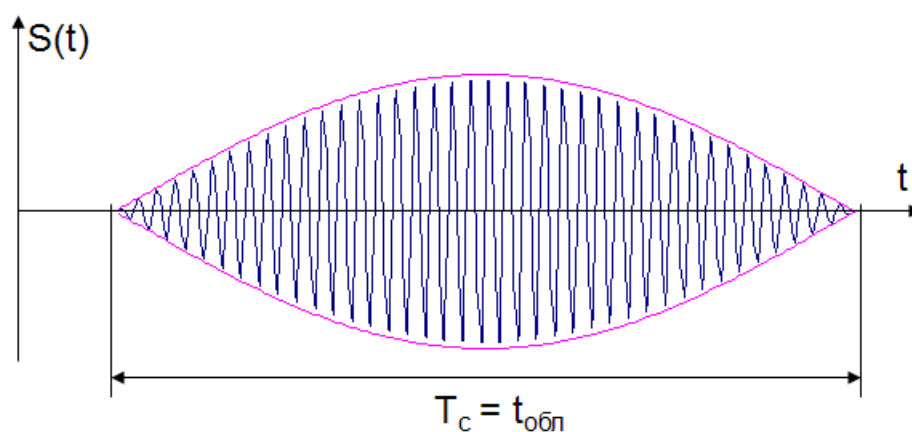


Рис. 10. Сигнал, принимаемый обзорной РЛС с непрерывным зондирующим сигналом

Амплитудно-частотный спектр (АЧС) такого колокольного импульса имеет форму близкую к колокольной и смещен относительно частоты зондирующего сигнала на величину доплеровской добавки частоты. Многоканальная схема обнаружителя является набором из  $k$  одноканальных, разнесенных по частоте на ширину полосы пропускания СФ.

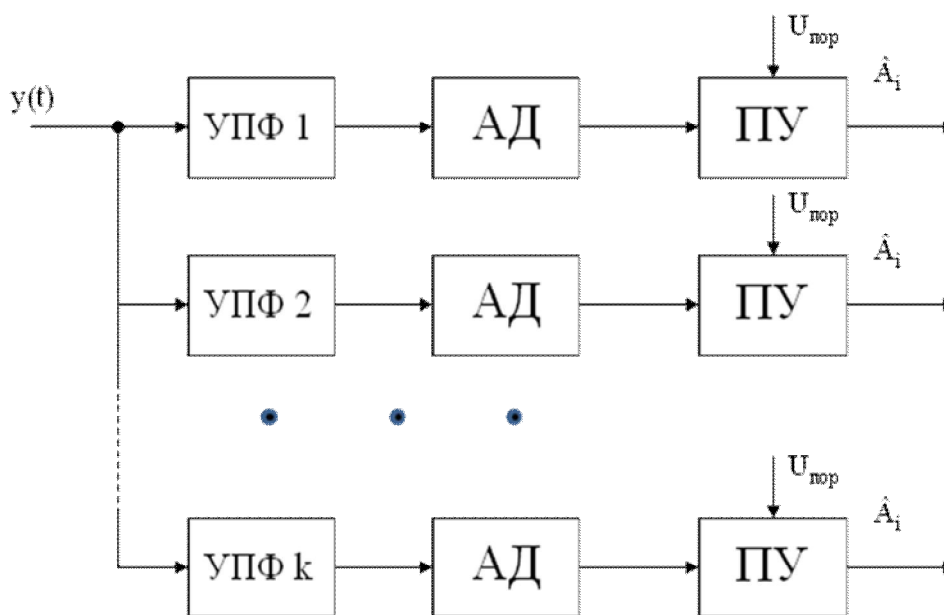


Рис. 11. Многоканальный фильтровой обнаружитель

Корреляционно-фильтровой обнаружитель радиолокационных  
сигналов

Сочетание достоинств корреляционного и фильтрового обнаружителей и частичная ликвидация их недостатков присущи корреляционно-фильтровому обнаружителю радиолокационных сигналов.

Корреляционный интеграл, вычисляемый оптимальным обнаружителем, может быть представлен в виде

$$z = \int_0^{T_c} y(t)s(t)dt = \int_0^{T_c} y(t)s_1(t)s_2(t)dt = \int_0^{T_c} y_1(t)s_2(t)dt$$

где  $y_1(t) = y(t)s_1(t)$

Выбор функций  $s_1(t)$  и  $s_2(t)$  производится таким образом, чтобы обеспечить простоту технической реализации импульсной характеристики фильтра  $v(t) = s_2(t_0 - t)$ , с помощью которой вычисляется интеграл свертки

$$z(\tau) = \int_{-\infty}^{+\infty} y_1(t)v(\tau - t)dt.$$

Корреляционно-фильтровой метод обработки сводится к двум операциям (рис. 12):

1) перемножение принимаемого высокочастотного сигнала  $y(t)$  с функцией  $s_1(t)$ , эта операция – элемент корреляционной обработки, выполняется в смесителе;

2) вычисление интеграла свертки выходного сигнала перемножителя с импульсной характеристикой фильтра, которая выбрана как зеркальное отображение функции  $s_2(t)$ , эта операция – элемент фильтровой обработки, выполняется в фильтре.

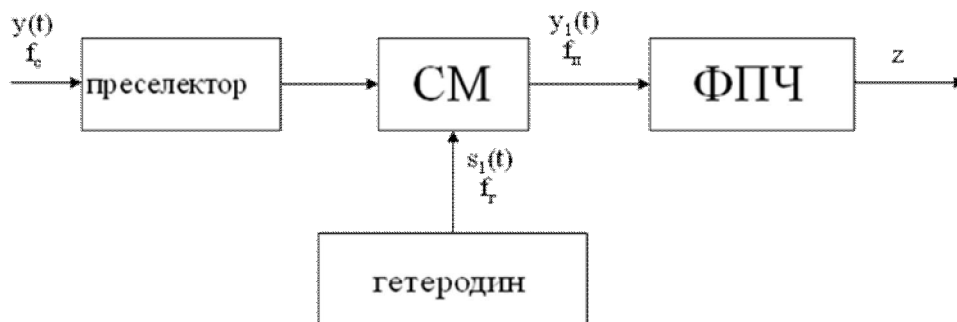


Рис. 12. Структурная схема корреляционно-фильтровой обработки

Корреляционно-фильтровая обработка применяется в РЛС с ЗС вида КППРИ. Ожидаемый сигнал  $s(t)$  представляется в виде произведения  $s_1(t)$  – ограниченной на времени  $T_c$  последовательности радиоимпульсов с несущей частотой  $f_r$  и  $s_2(t)$  – немодулированного по амплитуде колебания на частоте  $f_n$ . В роли СФ применяется узкополосный фильтр, полоса пропускания которого обратно пропорциональна длительности импульсной последовательности  $T_c$ .

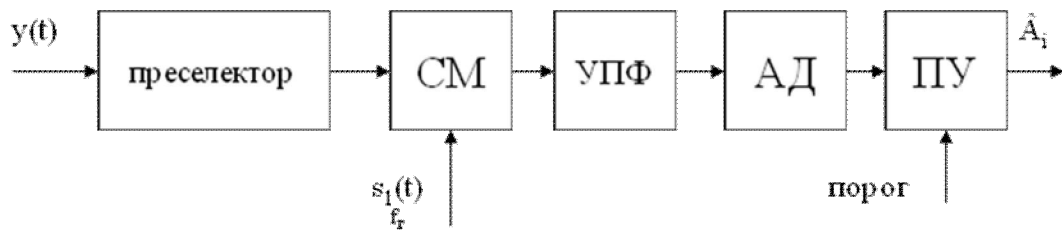


Рис.13. Одноканальный корреляционно-фильтровой обнаружитель

Одноканальный КФ обнаружитель (рис. 13) способен обнаружить сигнал на одной конкретной дальности и на одной конкретной скорости. Для просмотра диапазона дальностей и скоростей необходимо формировать многоканальный по дальности и по скорости обнаружитель (рис. 14)

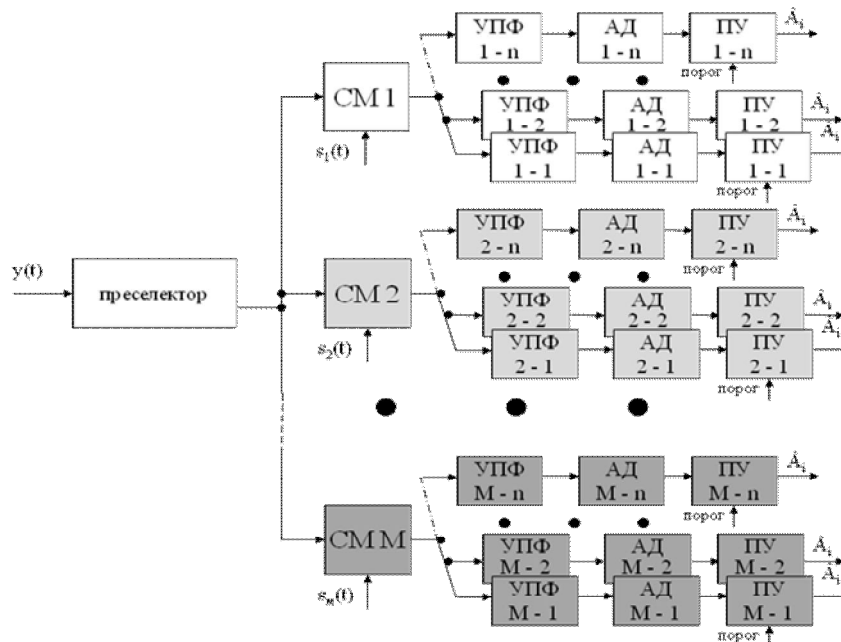


Рис.14. Многоканальный корреляционно-фильтровой обнаружитель