

# Ultra-wideband Radar Technology

Edited by James D. Taylor, P.E.

CRC Press

Boca Raton, London, New Work, Washington

2000

---

Сверхширокополосные технологии в радиолокации

Под редакцией Тейлора Д.Д.

Бока Ратон, Лондон, Нью-Йорк, Вашингтон

2000 год

---

# 2 Feature Detection in UWB Radar Signals

*Igor I. Immoreev*

## CONTENTS

2.1	Introduction.....	21
2.2	Brief Overview of Conventional Methods for Optimal Detection of Radar Signals.....	22
2.3	Quasi-optimal Detectors for UWB Signals.....	32
2.4	Optimal Detectors for UWB Signals.....	36
	References.....	45

---

# 2 Особенности обнаружения целей в СШП радарах

*Иммореев И.Я.*

## СОДЕРЖАНИЕ

2.1	Введение.....	3
2.2.	Краткий обзор традиционных методов оптимального обнаружения радиолокационных сигналов.....	4
2.3	Квазиоптимальные обнаружители СШП сигналов.....	12
2.4.	Оптимальный обнаружитель СШП сигналов.....	15
2.4.1.	Введение.....	15
2.4.2.	Схема обнаружителя.....	16
2.4.3.	Процессы при ЧПКО и их отличие от процессов при классической корреляционной обработке.....	17
2.4.4.	Функции распределения $W_0$ и $W_1$ на выходе схемы ЧПКО.....	18
2.4.5.	Характеристики обнаружения.....	19
2.4.6.	Критерийная обработка СШП сигналов после ЧПКО.....	20
2.4.7.	Случай движущейся цели.....	22
	References.....	23

## 2.1. Введение

Любой радар является источником информации о цели. Эта информация содержится в отраженном сигнале, который вместе с внутренними шумами аппаратуры и внешними помехами поступает в приемник, а затем в систему обработки. Система обработки должна наилучшим образом выделить необходимую информацию о цели из смеси сигнала, шумов и помех. Здесь понятие "наилучшим образом" определяет качество выходной информации, а понятие "необходимая информация" – ее количество.

Качество информации зависит от алгоритма обработки. Этот алгоритм устанавливает порядок анализа смеси сигнала, шума и помехи и определяет правило для принятия решения после получения результатов анализа. Решение может касаться обнаружения сигнала, отраженного от цели, величины измеряемого параметра цели и т.д. Эффективность выбранного алгоритма обработки определяется с помощью статистического критерия, который позволяет установить, является ли этот алгоритм наилучшим из всех возможных алгоритмов. Если алгоритм удовлетворяет критерию, то он называется оптимальным. Это означает, что информация выделяется наилучшим образом и ее искажения при обработке сведены к минимуму.

Количество информации зависит от требований к радару, от уровня его «интеллекта». Минимум информации необходим для бинарного обнаружения цели. Больше информации требуется для различения или разрешения нескольких сигналов. Если нужна оценка параметров сигнала, то количество необходимой информации еще более возрастает. А если параметр сигнала за время наблюдения изменяется во времени, то количество получаемой информации должно обеспечить процесс фильтрации сообщений. Еще более существенное увеличение количества информации требуется для распознавания типа цели и, особенно, для построения радиоизображений.

Но количество информации, которую пропускает любой информационный канал в единицу времени, непосредственно зависит от ширины полосы частот самого канала и ширины полосы частот передаваемого по нему сигнала. Поэтому чем «интеллектуальнее» радар и чем больше информации требуется ему для решения задач, тем шире должна быть эта полоса частот.

Получение информации о цели начинается с ее обнаружения. Поэтому основное внимание в настоящей главе уделено решению этой задачи.

Процедуры обнаружения сигналов, скрытых в шумах, исследованы достаточно подробно [1,2,3,4,5 и др.]. Однако эти исследования выполнены, в основном, для узкополосных - синусоидальных и квазисинусоидальных – сигналов, которые обладают уникальным свойством. При таких широко распространенных преобразованиях, как сложение, вычитание, дифференцирование и интегрирование, происходящих с сигналами в процессе локационного наблюдения цели, их форма остается прежней. Здесь и далее под формой понимается закон изменения сигнала во времени. У этих сигналов может меняться амплитуда, частота, начальная фаза, может появиться модуляция

любого из параметров, но гармонический характер колебания остается неизменным. Сохраняющаяся в процессе локации форма сигнала является важной частью априорной информации, необходимой для его обнаружения. Именно это позволяет использовать для обработки узкополосных сигналов согласованный фильтр или коррелятор.

У высокоинформативного сверхширокополосного (СШП) сигнала при указанных выше (и некоторых других) преобразованиях изменяются не только параметры, но и форма. Как показано в [6,7], изменение этой формы в процессе локационного наблюдения цели происходит неоднократно. В результате на вход системы обработки приходит сигнал, форма которого существенно отличается от формы излученного. Именно в этом изменении формы сигнала содержится информация о цели. Однако отсутствие априорной информации о форме сигнала не позволяет использовать классическую оптимальную обработку такого сигнала с помощью согласованного фильтра или коррелятора, а алгоритмы, применяемые в традиционных, узкополосных радарах, не могут быть использованы для обнаружения цели. Таким образом, при переходе от узкополосной локации к СШП локации возникает задача поиска оптимальных методов обнаружения сигнала с неизвестной формой, которые позволяют максимизировать отношение сигнал-шум на выходе системы обработки. Чтобы найти путь к решению этой задачи рассмотрим сначала традиционные методы, применяемые для обнаружения узкополосных сигналов.

## **2.2. Краткий обзор традиционных методов оптимального обнаружения радиолокационных сигналов.**

Большинство задач обнаружения радиолокационных сигналов решается методами статистической теории решений, которая является разделом математической статистики. Эти методы позволяют анализировать напряжение на выходе приемника, полученное на определенном интервале наблюдения. В результате анализа принимается решение о наличии или отсутствии сигнала от цели в составе этого напряжения. Из-за статистической природы анализируемого напряжения, принятое решение имеет ту или иную степень достоверности.

Для получения такого решения необходимо выполнить два условия.

Во-первых, должна быть известна некоторая предварительная (априорная) информация о составе выходного напряжения приемника. В качестве априорной информации используются, например, известные функции распределения напряжения шума  $W_0(u)$  и напряжения суммы сигнала и шума  $W_1(u)$ . Такой же информацией, как будет видно из дальнейшего рассмотрения, является форма ожидаемого сигнала.

Во-вторых, обработка выходного напряжения и принятие решения о наличии или отсутствии цели должны быть выполнены по определенному правилу. Применение этого правила должно максимально увеличить объем полученной (апостериорной) информации о составе выходного напряжения. Рассмотрим процесс получения такого правила.

При бинарном обнаружении цели имеется две группы событий.

В первую группу входят два события, которые отражают фактическую ситуацию в зоне обзора радиолокатора: «цель есть» (событие  $A_1$ ) и «цели нет» (событие  $A_0$ ). Каждое из этих событий имеет свою вероятность появления:  $P(A_1)$  и  $P(A_0)$ . Эти события составляют полную группу, поскольку  $P(A_1)+P(A_0)=1$  и несовместимы, поскольку в данный момент времени может происходить только одно из них.

Во вторую группу входят два других события, которые отражают фактическую ситуацию на выходе системы обработки после анализа полученного напряжения и принятия решения: «цель есть» (событие  $A'_1$ ) и «цели нет» (событие  $A'_0$ ). Вероятности появления этих событий:  $P(A'_1)$  и  $P(A'_0)$ . Эти события также несовместимы и составляют полную группу:  $P(A'_1)+P(A'_0)=1$ .

В процессе радиолокационного наблюдения в каждом из элементарных объемов зоны обзора будет иметь место одно из событий первой группы и одно из событий второй группы. В результате в каждом объеме возникнет один из четырех вариантов одновременного наступления двух зависимых событий. Два из этих вариантов дадут безошибочное решение:  $A_1$  и  $A'_1$  – правильное обнаружение цели и  $A_0$  и  $A'_0$  – правильное необнаружение цели. И два варианта дадут ошибочные решения:  $A_1$  и  $A'_0$  – пропуск цели и  $A_0$  и  $A'_1$  – ложная тревога. Ошибочные варианты появятся благодаря статистическому (шумовому) характеру выходного напряжения приемника, не позволяющему получать полностью достоверную информацию.

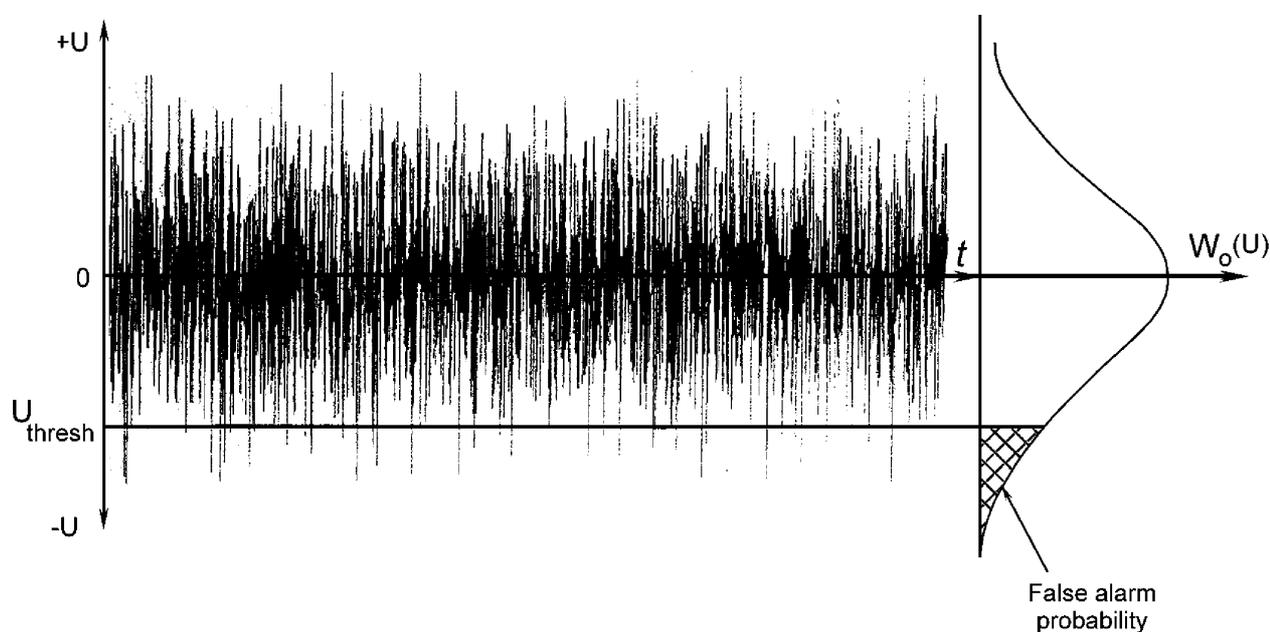


Рис. 1 Вероятность ложной тревоги.

Известно, что вероятность одновременного наступления двух совместимых и зависимых событий  $P(A_n + A'_k)$  определяется по правилу умножения вероятностей. Она равна произведению вероятности одного из этих событий  $P(A_n)$  на условную вероятность появления второго, вычисленную в предположении, что первое событие совершилось  $P(A'_k / A_n)$ :

$$P(A_n + A'_k) = P(A_n) \cdot P(A'_k / A_n).$$

Условная вероятность ложной тревоги (при условии, что сигнала нет), то есть вероятность того, что напряжение шума  $u(t)$  превысит некоторое пороговое значение  $u_0$  (рис.1) будет равна:

$$P(A'_1 | A_0) = P[u(t) \geq u_0] = \int_{u_0}^{\infty} W_0(u) du .$$

Тогда вероятность ложной тревоги:

$$P(A_0 + A'_1) = P(A_0) \cdot P(A'_1 | A_0) = P(A_0) \int_{u_0}^{\infty} W_0(u) du .$$

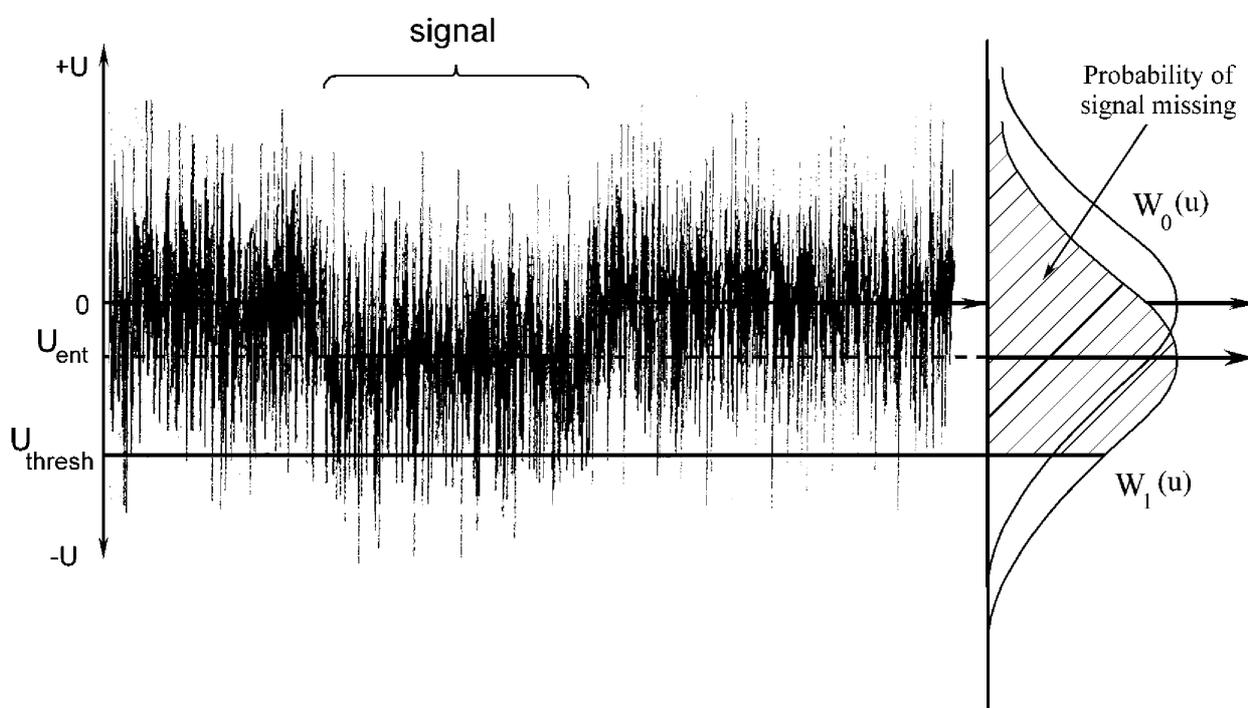


Рис. 2 Вероятность пропуска сигнала

Условная вероятность пропуска сигнала (при условии, что сигнал есть), то есть вероятность того, что напряжение суммы сигнала и шума не превысит уровень  $u_0$  (рис.2) будет равна:

$$P(A_0' | A_1) = P[u(t) \leq u_0] = \int_0^{u_0} W_1(u) du .$$

Тогда вероятность пропуска сигнала:

$$P(A_1 + A'_0) = P(A_1) \cdot P(A'_0|A_1) = P(A_1) \int_0^{u_0} W_1(u) du .$$

События  $(A_0+A'_1)$  и  $(A_1+A'_0)$  несовместимы. Тогда вероятность принятия одного из двух ошибочных решений в соответствии с правилом сложения вероятностей будет равна:

$$P[(A_0+A'_1) \text{ или } (A_1+A'_0)] = P(A_0+A'_1) + P(A_1+A'_0) = P(A_0) \int_{u_0}^{\infty} W_0(u) du + P(A_1) \int_0^{u_0} W_1(u) du .$$

Если изменить пределы интегралов, то это выражение можно представить также в следующем виде:

$$P[(A_0+A'_1) \text{ или } (A_1+A'_0)] = 1 - [ P(A_0) \int_0^{u_0} W_0(u) du + P(A_1) \int_{u_0}^{\infty} W_1(u) du ] .$$

Вероятность принятия правильного решения будет равна:

$$P[(A_0+A'_0) \text{ или } (A_1+A'_1)] = 1 - P[(A_0+A'_1) \text{ или } (A_1+A'_0)] = P(A_0) \int_0^{u_0} W_0(u) du + P(A_1) \int_{u_0}^{\infty} W_1(u) du$$

Для отыскания оптимального уровня порога  $u_0$  необходимо определить его значение, при котором вероятность правильного решения будет максимальна. Для этого вычислим производную:

$$\frac{dP[(A_0 + A'_0) + (A_1 + A'_1)]}{du_0}$$

и приравняем ее нулю.

В результате получим:  $P(A_0)W_0(u_0) = P(A_1)W_1(u_0)$  или

$$\frac{W_1(u_0)}{W_0(u_0)} = \frac{P(A_0)}{P(A_1)} .$$

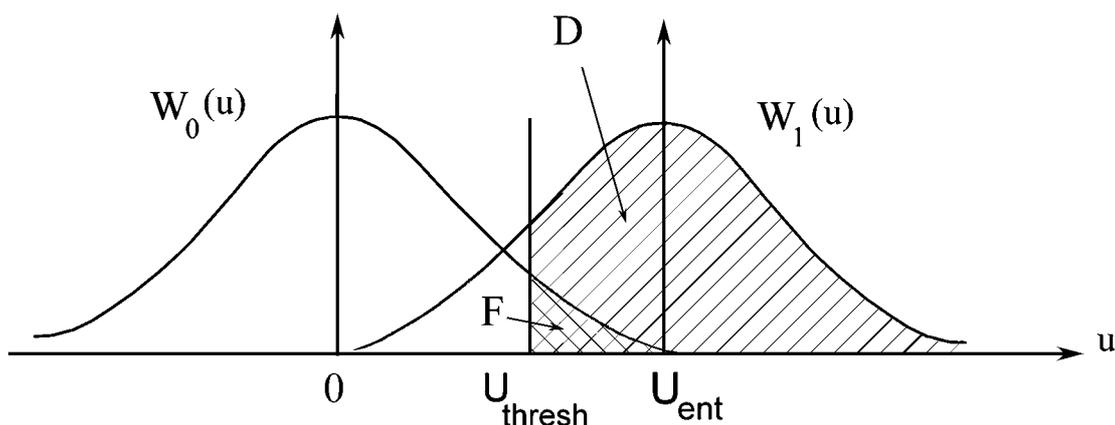


Рис. 3 Функции распределения шума  $W_0(u)$  и суммы сигнала и шума  $W_1(u)$ .

На рис.3 приведены функции распределения шума  $W_0(u)$  и суммы сигнала и шума  $W_1(u)$ . Из рисунка видно, что уровень порога  $u_0$  должен быть тем выше, чем

больше амплитуда сигнала. При  $P(A_0)=P(A_1)=0,5$  оптимальный уровень порога определяется точкой пересечения функций распределения  $W_0(u)$  и  $W_1(u)$ . Для принятия решения о наличии цели необходимо, чтобы:

$$\frac{W_1(u)}{W_0(u)} \geq \frac{P(A_0)}{P(A_1)}.$$

При обратном неравенстве принимается решение об отсутствии цели.

Это неравенство справедливо для значения напряжения шума или смеси сигнала и шума в один момент времени и поэтому в него входят одномерные функции распределения  $W_0$  и  $W_1$ . Его можно распространить на случай, когда решение принимается по  $n$  отсчетам этого напряжения, полученным в интервале наблюдения. Отсчеты могут быть взяты либо по ансамблю реализаций в один момент времени либо из одной реализации в разные моменты времени:

$$\frac{W_1(u_1, u_2, u_3, \dots, u_n)}{W_0(u_1, u_2, u_3, \dots, u_n)} \geq \frac{P(A_0)}{P(A_1)}.$$

В этом случае функции распределения  $W_0$  и  $W_1$  становятся многомерными.

Полученный статистический критерий является наиболее простым. Он называется критерием идеального наблюдателя. Его основной недостаток – отсутствие на практике априорных вероятностей наличия  $P(A_1)$  или отсутствия  $P(A_0)$  цели в зоне обзора радиолокатора. Кроме того, критерий идеального наблюдателя не учитывает последствий ошибочных решений.

Для устранения этого недостатка в уравнение для оценки вероятности ошибочного решения вводятся весовые коэффициенты  $B$  и  $C$ , характеризующие потери, связанные с ложной тревогой и пропуском цели:  $P[(A_0+A'_1)]$  или  $(A_1+A'_0)] = B \cdot P(A_0+A'_1) + C \cdot P(A_1+A'_0)$ . В этом случае для принятия решения о наличии цели необходимо выполнение неравенства:

$$\frac{W_1(u_1, u_2, u_3, \dots, u_n)}{W_0(u_1, u_2, u_3, \dots, u_n)} \geq \frac{B \cdot P(A_0)}{C \cdot P(A_1)}.$$

Этот статистический критерий называется критерием минимального риска. Его использование затруднено на практике не только отсутствием априорных вероятностей  $P(A_1)$  и  $P(A_0)$ , но и отсутствием априорных оценок важности весовых коэффициентов  $B$  и  $C$ . Этот критерий, также как и критерий идеального наблюдателя относится к так называемым байесовским критериям.

Еще одним распространенным критерием является критерий максимального правдоподобия.

Приведенная выше функция распределения  $n$  случайных значений напряжения на выходе приемника  $W(u_1, u_2, u_3, \dots, u_n)$  называется функцией правдоподобия. Существует метод максимального правдоподобия, который позволяет находить максимум этой функции. Для этого производная функции правдоподобия по искомому сигналу приравнивается нулю. Решение полученного уравнения позволяет найти максимально правдоподобную оценку значения сигнала. Так, например, если случайные напряжения на выходе приемника  $u_1, u_2, u_3, \dots, u_n$  распределены по нормальному закону, то эта оценка

совпадает с их средним значением. Метод позволяет получить оценки с наименьшим (относительно других методов) значением дисперсии. Такие оценки называются эффективными. Таким образом, критерием оптимальности процедуры, осуществляемой по методу максимального правдоподобия, является эффективность оценки. При использовании критерия максимального правдоподобия решение о наличии сигнала принимается в том случае, когда функция правдоподобия  $W_1$  превосходит функцию правдоподобия  $W_0$ :

$$\frac{W_1(u_1, u_2, u_3, \dots, u_n)}{W_0(u_1, u_2, u_3, \dots, u_n)} \geq 1.$$

Как уже указывалось выше, некоторые априорные вероятности, необходимые для принятия решения о наличии цели, на практике обычно неизвестны. Поэтому наиболее широко используется еще один критерий, не зависящий от этих вероятностей. Это критерий Неймана-Пирсона, который обеспечивает максимальную вероятность правильного обнаружения  $P(A_1+A'_1)$  (в дальнейшем обозначается  $D$ ) при заданной вероятности ложной тревоги  $P(A_0+A'_1)$  (в дальнейшем обозначается  $F$ ). В соответствии с этим критерием величина порога  $u_0$  в правой части отношения правдоподобия выбирается из заданной условной вероятности ложной тревоги:

$$P[u(t) \geq u_0] = \int_{u_0}^{\infty} W_0(u) du.$$

Таким образом, решение задачи обнаружения цели в большинстве случаев сводится к вычислению отношения:

$$\Lambda = \frac{W_1(u_1, u_2, u_3, \dots, u_n)}{W_0(u_1, u_2, u_3, \dots, u_n)},$$

которое называется отношением правдоподобия. Решение о наличии цели принимается в том случае, когда это отношение превосходит некоторый фиксированный уровень  $u_0$ , установленный заранее в зависимости от принятого критерия.

Вычисление отношения правдоподобия позволяет сформировать структурную схему оптимального приемника.

Традиционные методы оптимального обнаружения радиолокационных сигналов используют в качестве априорной информации функцию распределения вероятностей напряжения шума на выходе приемника. Этот шум обычно аппроксимируется, так называемым, «белым шумом», имеющим равномерную спектральную плотность мощности  $N_0$  Вт/Гц в полосе частот приемника  $\Delta f$  и нормальную функцию распределения напряжения во времени:

$$W_0(u) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma}} \exp\left(-\frac{u^2}{2\sigma^2}\right).$$

Эта функция распределения имеет нулевое среднее значение и дисперсию  $\sigma^2 = N_0 \cdot \Delta f$ . Отсчеты напряжения шума, отстоящие друг от друга на интервал

$\Delta t = 1/2\Delta f$  являются статистически независимыми. Тогда функция правдоподобия для  $N$  отсчетов напряжения шума является произведением  $N$  сомножителей:

$$W_0(u_1, u_2, u_3, \dots, u_n) = \prod_{i=0}^n W_0(u_i) = \left( \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma}} \right)^n \exp\left( -\frac{1}{2\sigma^2} \sum_{i=1}^n u_i^2 \right)$$

Функция распределения суммы сигнала и шума зависит от структуры сигнала. Для понимания общих закономерностей оптимальной обработки в традиционной теории обычно используется гипотетический сигнал, параметры которого полностью известны за исключением времени его прихода. В этом случае функция распределения суммы сигнала и шума отличается от функции распределения шума только тем, что среднее значение этой суммы отлично от нуля и равно амплитуде сигнала  $s$ :

$$W_1(u) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma}} \exp\left( -\frac{(u-s)^2}{2\sigma^2} \right)$$

Функция правдоподобия суммы сигнала и шума будет равна:

$$W_1(u_1, u_2, u_3, \dots, u_n) = \prod_{i=0}^n W_1(u_i) = \left( \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma}} \right)^n \exp\left( -\frac{1}{2\sigma^2} \sum_{i=1}^n (u_i - s_i)^2 \right)$$

Тогда отношение правдоподобия для полностью известного сигнала будет равно:

$$\Lambda = \frac{W_1(u_1, u_2, u_3, \dots, u_n)}{W_0(u_1, u_2, u_3, \dots, u_n)} = \exp\left( -\frac{1}{2\sigma^2} \sum_{i=1}^n s_i^2 \right) \cdot \exp\left( \frac{2}{\sigma^2} \sum_{i=1}^n u_i s_i \right)$$

Учитывая, что  $\sigma^2 = N_0 \cdot \Delta f$ , а  $\Delta t = 1/2\Delta f$  можем записать:  $1/\sigma^2 = 2 \cdot \Delta t / N_0$ . Тогда:

$$\Lambda = \exp\left( -\frac{1}{N_0} \sum_{i=1}^n s_i^2 \Delta t \right) \cdot \exp\left( \frac{2}{N_0} \sum_{i=1}^n u_i s_i \Delta t \right)$$

Далее в традиционной теории обычно производится переход к пределу при  $\Delta t \rightarrow 0$ . Однако следует помнить, что при этом  $\Delta f \rightarrow \infty$ , а, следовательно, и  $\sigma^2 \rightarrow \infty$ , то есть мощность шума становится бесконечно большой. Тем не менее, такая модель используется. Это позволяет перейти от суммирования к интегрированию на отрезке времени от 0 до  $T$ , где располагаются  $n$  случайных значений напряжения на выходе приемника  $u_1, u_2, u_3, \dots, u_n$ :

$$\Lambda = \exp\left( -\frac{1}{N_0} \int_0^T s^2(t) dt \right) \cdot \exp\left( \frac{2}{N_0} \int_0^T u(t) \cdot s(t) dt \right)$$

Чтобы избавиться от экспоненты в этом выражении и упростить структурную схему оптимального приемника вместо величины  $\Lambda$  вычисляют ее логарифм:

$$\ln \Lambda = \frac{2}{N_0} \int_0^T u(t) \cdot s(t) dt - \frac{1}{N_0} \int_0^T s^2(t) dt.$$

Второе слагаемое является отношением энергии сигнала к спектральной плотности мощности шума и не зависит от выходного напряжения приемника

$u(t)$ . Для известного сигнала и заданной плотности мощности шума это слагаемое является постоянной величиной, которая может быть учтена при выборе порога  $u_0$  (или включена в его состав). Таким образом, для получения оптимального алгоритма обнаружения цели необходимо вычислить интеграл:

$$\frac{2}{N_0} \int_0^T u(t) \cdot s(t) dt$$

и сравнить полученную величину с порогом.

Это корреляционный интеграл, который определяет степень связи между сигналом  $s(t)$  и выходным напряжением приемника  $u(t)$ . Можно сказать, что этот интеграл показывает «сколько» ожидаемого сигнала содержится в принятом напряжении. Очевидно, что знание ожидаемого сигнала при данном методе обнаружения является важной априорной информацией.

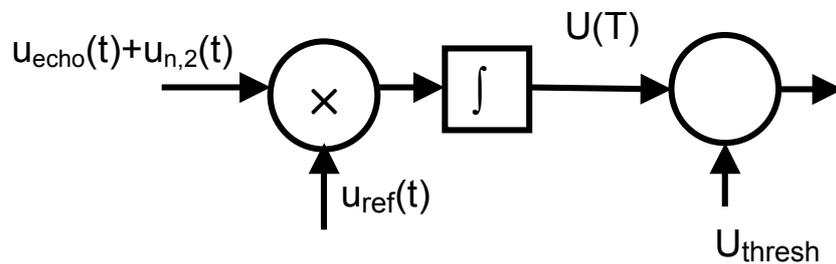


Рис. 4 Схема классической корреляционной обработки.

Схема классической корреляционной обработки, реализующая этот интеграл, приведена на рис.4. Из схемы видно, что в процессе обработки участвует два сигнала: опорный, в качестве которого обычно используется сигнал, излучаемый передатчиком, и отраженный от цели, который поступает в коррелятор из приемника в смеси с шумом. В связи с этим уточним некоторые обозначения:

$u_{ref}(t)$  - напряжение опорного сигнала;

$u_{echo}(t)$  - напряжение сигнала, отраженного от цели;

$u_n(t)$  - напряжение шума;

$u(T)$  - напряжение на выходе коррелятора в конце периода накопления  $T$ ;

С учетом этих обозначений напряжение на выходе коррелятора имеет вид:

$$u(T) = \frac{2}{N_0} \int_0^T u(t) u_{ref}(t) dt.$$

Цель считается обнаруженной, если  $u(T) > u_0$ .

Выходное напряжение приемника  $u(t)$  является входным напряжением для коррелятора. В зависимости от ситуации это напряжение будет равно:

$u(t) = u_n(t)$  - в отсутствии принятого сигнала;

$u(t) = u_{echo}(t) + u_n(t)$  - при наличии принятого сигнала;

Рассмотрим эти ситуации.

Когда сигнал, отраженный от цели, отсутствует, корреляционный интеграл принимает вид:

$$u(T) = \frac{2}{N_0} \int_0^T u_n(t) u_{ref}(t) dt;$$

Фактически этот интеграл показывает изменения функции распределения шума при его прохождении через каскады коррелятора. Для процедуры обнаружения цели это весьма важный вопрос. Дело в том, что в отсутствие сигнала, отраженного от цели, функция распределения шума на выходе коррелятора определяет величину порога  $u_0$ . Если, например, дисперсия шума на выходе коррелятора по какой-либо причине изменяется, то для поддержания постоянного уровня ложных тревог (по критерию Неймана-Пирсона) необходимо изменять величину порога (см. рис.1). Рассмотрим, отчего зависит дисперсия шума в этом случае.

Напряжение шума на входе коррелятора имеет нормальное распределение. При прохождении шума через элементы коррелятора нормальный характер распределения сохраняется. Среднее значение этого распределения остается нулевым. Однако его дисперсия будет отличаться от дисперсии на входе. Для ее изменения есть несколько причин. Во-первых, в процессе работы может измениться спектральная плотность мощности  $N_0$ , что приведет к изменению дисперсии шума. Во-вторых, из-за перемножения напряжения шума с опорным сигналом дисперсия шума будет увеличиваться пропорционально энергии  $E$  этого сигнала.

Чтобы при увеличении дисперсии шума сохранить постоянный уровень ложных тревог, потребуется повышать величину порога  $u_0$ . Однако, чтобы при этом сохранить заданную вероятность правильного обнаружения необходимо увеличить отношение сигнал-шум, то есть увеличить энергию сигнала, отраженного от цели.

На практике принимаются меры по стабилизации уровня порога (стабилизации уровня ложных тревог). С этой целью напряжения шума и опорного сигнала нормируются, то есть делятся на  $\frac{1}{\sqrt{N_0}}$  и  $\frac{1}{\sqrt{E}}$  соответственно.

При этом значение порога  $u_0$  будет оставаться постоянным. Однако для сохранения заданной вероятности правильного обнаружения отношение сигнал-шум все равно необходимо увеличивать.

В общем случае дисперсия напряжения шума на выходе коррелятора зависит также от времени интегрирования  $T$ . Однако, при согласовании полосы приемника с длительностью интегрируемого сигнала эта зависимость отсутствует.

Когда отраженный от цели сигнал присутствует во входном напряжении коррелятора, то корреляционный интеграл принимает вид:

$$u(T) = \frac{2}{N_0} \left[ \int_0^T u_{ref}(t) u_{echo}(t) dt + \int_0^T u_{ref}(t) u_n(t) dt \right].$$

Первый интеграл в этом выражении определяет ненулевое среднее значение функции распределения  $W_1(u)$ . Второй интеграл определяет дисперсию этой функции, которая будет такой же, как и у функции  $W_0(u)$  в отсутствие сигнала, отраженного от цели.

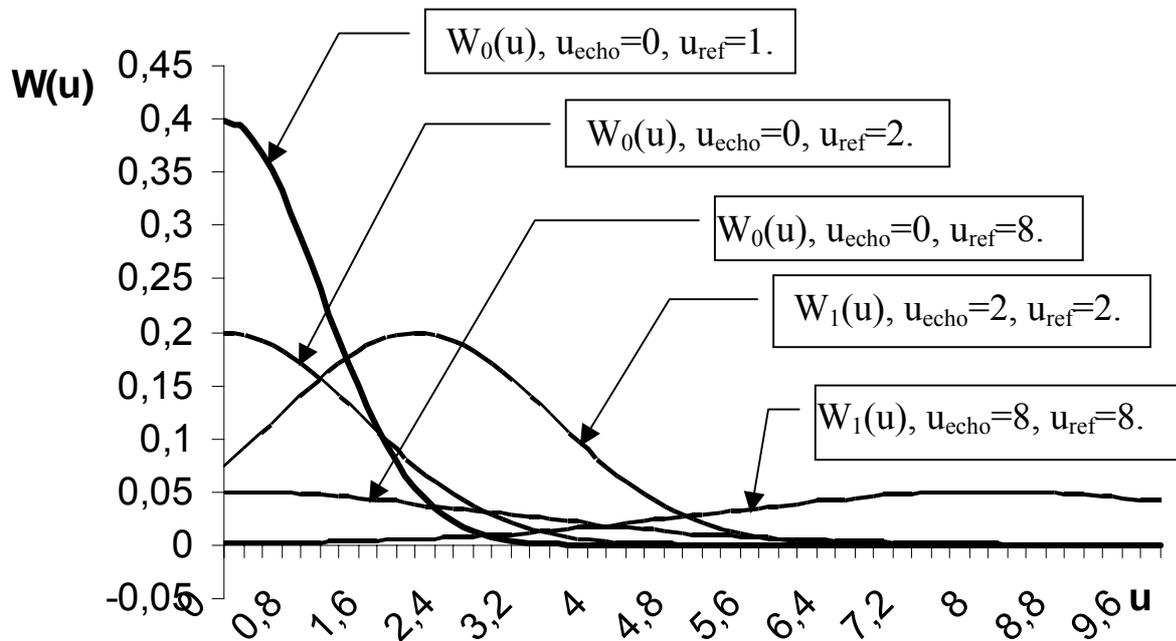


Рис 5. Зависимость функций  $W_0(u)$  и  $W_1(u)$  на выходе классического коррелятора от величины опорного и отраженного от цели сигналов.

На рис. 5 показано взаимное расположение функций  $W_0(u)$  и  $W_1(u)$  на выходе классического коррелятора в зависимости от величины опорного и отраженного от цели сигналов. На рисунке хорошо видно влияние опорного сигнала на дисперсию этих функций и на уровни порога.

Рисунок 5 позволяет также построить характеристики обнаружения для рассмотренного случая. Из рисунка видно, что вероятность ложной тревоги равна:

$$F = \int_{u_0}^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma}} \exp\left(-\frac{u^2}{2\sigma^2}\right) du,$$

а вероятность правильного обнаружения:

$$D = \int_{u_0}^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma}} \exp\left[-\frac{(u-s)^2}{2\sigma^2}\right] du.$$

Используя интеграл вероятностей:

$$\Phi(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^x \exp\left(-\frac{u^2}{2}\right) du,$$

можно переписать:

$$F = 1 - \Phi(u_0), \quad D = 1 - \Phi\left(u_0 - \sqrt{\frac{2s}{N_0}}\right).$$

С помощью этих формул строятся характеристики обнаружения, то есть зависимости правильного обнаружения  $D$  от отношения сигнал-шум  $s/N_0$  при фиксированной вероятности ложной тревоги  $F$  (рис.6). Приведенные зависимости построены для полностью известного сигнала и поэтому являются наилучшими среди характеристик обнаружения, построенных для любых других видов сигналов. В связи с этим в дальнейшем эти характеристики используются, как эталонные.

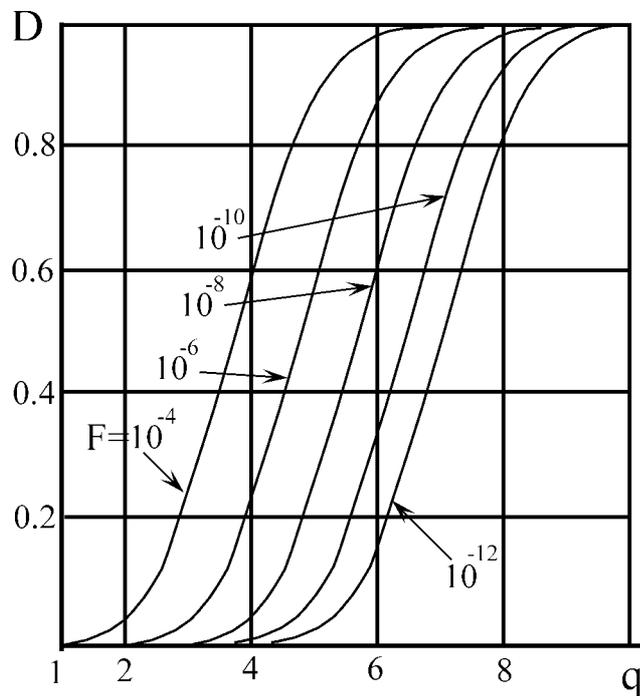


Рис. 6 Характеристики обнаружения классического коррелятора для полностью известного сигнала.

Кроме схемы, приведенной на рис. 4, имеются и другие схемы, выполняющие процедуру, описываемую корреляционным интегралом. Широко используется схема согласованного фильтра, импульсная характеристика которого, как следует из названия, согласована с обнаруживаемым сигналом. Эта характеристика входит в подынтегральное выражение корреляционного интеграла вместо опорного сигнала. Отношение сигнал-шум на выходе фильтра аналогично этому отношению на выходе коррелятора. В настоящей главе этот фильтр не рассматривается, поскольку он производит оптимальную обработку

известного сигнала и не может быть использован для обработки СШП сигналов, параметры которых не известны.

### 2.3. Квазиоптимальные обнаружители сверхширокополосных сигналов.

Как было указано выше, реальный СШП сигнал, отраженный от цели, имеет сложную форму (пример на рис.7) и неизвестные параметры: длительность, а также число, расположение и интенсивность максимумов. Отсутствие информации о параметрах сигнала не позволяет выполнить его аналитическое описание, позволяющее ввести некоторую априорную информацию о сигнале в систему обработки.

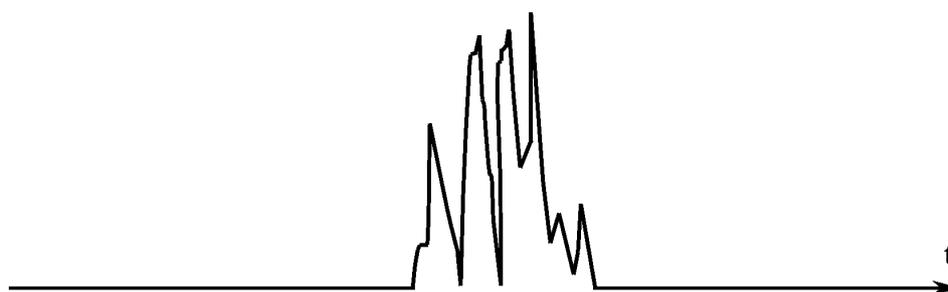


Рис. 7 Пример СШП сигнала, отраженного от цели.

К этой трудности добавляются и другие.

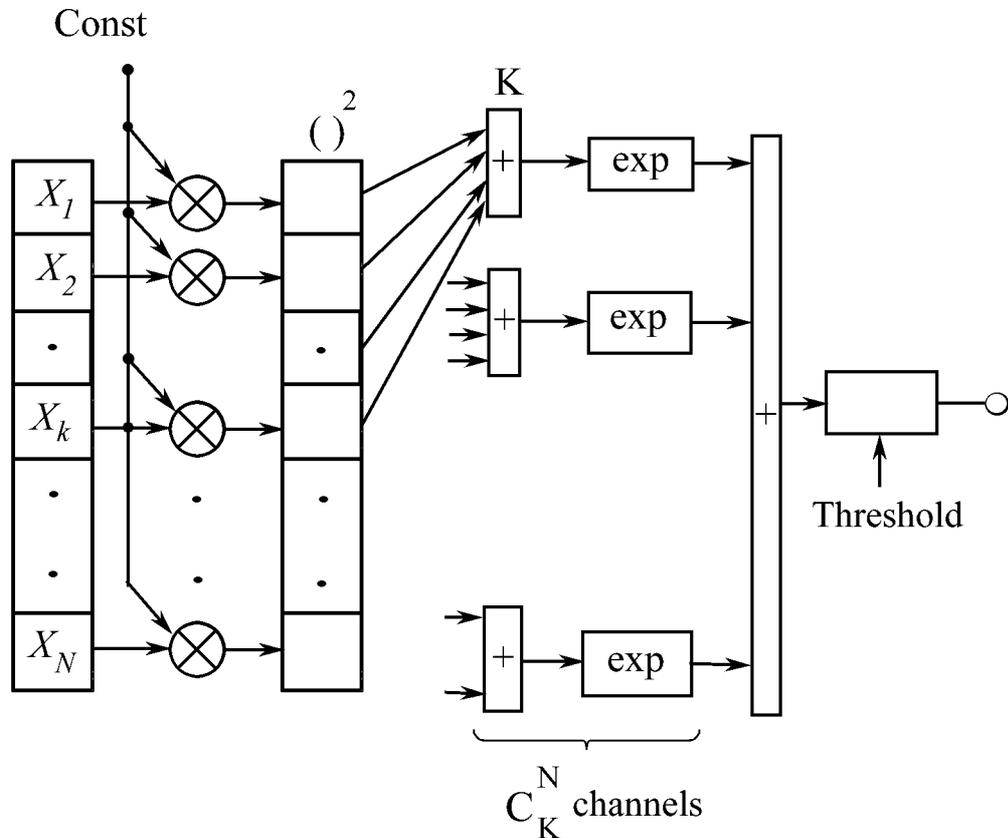
Из-за уменьшения длительности излучаемого импульса (примерно на три порядка по сравнению с традиционным узкополосным радаром) во столько же раз увеличивается число элементов разрешения по дальности. Соответственно увеличиваются требования к быстродействию и объему памяти системы обработки.

Из-за движения цели отраженные сигналы в соседних периодах повторения могут приходиться из разных элементов разрешения. Так, при радиальной скорости цели  $V_R=800$  км/час и периоде повторения импульсов  $T_T=1$  мс ее смещение за период составит  $V_R T_T= 22,2$  см. В тоже время длина элемента разрешения при длительности импульса 1 нс равна всего 15 см. В результате возникают трудности при выполнении процедур обработки, которые используют сигналы из разных периодов повторения (накопление, череспериодная компенсация).

Таковы условия, в которых необходимо обнаружить цель при ее облучении СШП сигналом.

В принципе можно реализовать процедуру оптимального обнаружения неизвестной цели, имеющей большое число разрешаемых отражателей («блестящих точек»). Впервые такая процедура была предложена, по-видимому, в [8]. Предположим, что цель имеет длину  $L$  и занимает в пространстве  $N$  элементов разрешения  $x_1, x_2, \dots, x_N$ , из которых в  $K$  элементах есть отражатели, а остальные элементы «пустые». Тогда для получения оптимального обнаружения неизвестного сигнала необходимо обработать все сочетания из  $N$  элементов по  $K$

блестящим точкам. Поскольку одно из таких сочетаний должно совпасть с отраженным от цели сигналом, этот алгоритм реализует процедуру обнаружения полностью известного сигнала. Схема такого оптимального обнаружителя, приведенная в [8], показана на рис. 8.



$$\text{Const} \equiv \frac{\text{Energy of signal}}{k}$$

Рис. 8 Оптимальный обнаружитель неизвестного сигнала.

Из рисунка видно, что его реализация требует очень большого числа каналов обработки. Так, например, при числе элементов разрешения в интервале наблюдения  $N=40$ , ширине спектра сигнала 1 ГГц и ожидаемом числе блестящих точек  $K=8$ , требуемое число каналов обработки составит  $2,9 \times 10^{10}$ . Структура обнаружителя является исключительно сложной и на современной технической базе практически невыполнимой.

В связи с этим в [8] были предложены два более простых алгоритма, позволяющие реализовать квазиоптимальные обнаружители неизвестных сигналов.

Первый алгоритм использует изменение энергии на выходе обнаружителя при появлении сигнала, отраженного от цели. В [8] показано, что при  $N=K$  (цель отражает сигнал во всех элементах разрешения на интервале наблюдения)

оптимальный обнаружитель, показанный на рис. 8, вырождается в квадратичный детектор с линейным интегратором (рис. 9). Поскольку при этом интегрирование производится по всем  $N$  элементам разрешения, отпадает необходимость в априорной информации о наличии и расположении  $K$  элементов, содержащих отражатели цели. Это, так называемый, энергетический обнаружитель. При использовании этого обнаружителя в случае, когда  $K \neq N$ , появляются дополнительные потери, обусловленные накоплением шумов из «пустых» элементов разрешения в интервале наблюдения. При увеличении числа отражателей  $K$  в этом интервале характеристика обнаружения энергетического обнаружителя быстро приближается к характеристике обнаружения оптимального обнаружителя полностью известного сигнала.

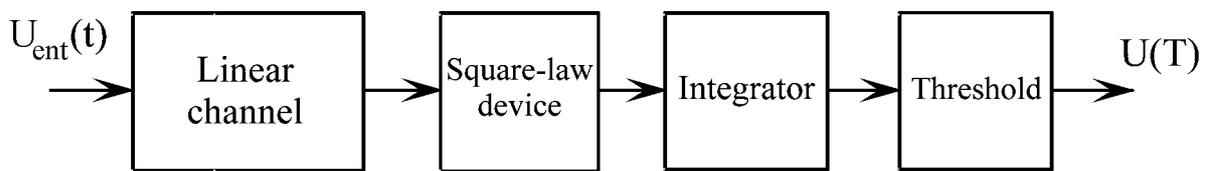
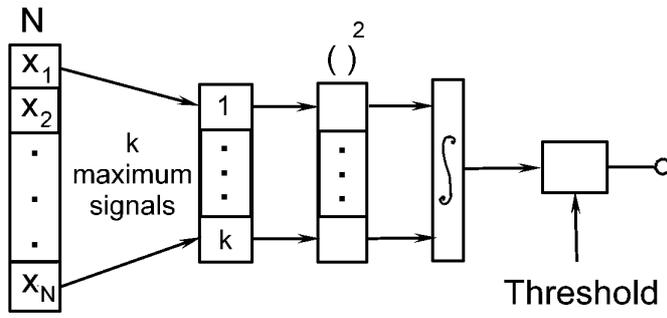


Рис.9 Квадратичный детектор с линейным интегратором.

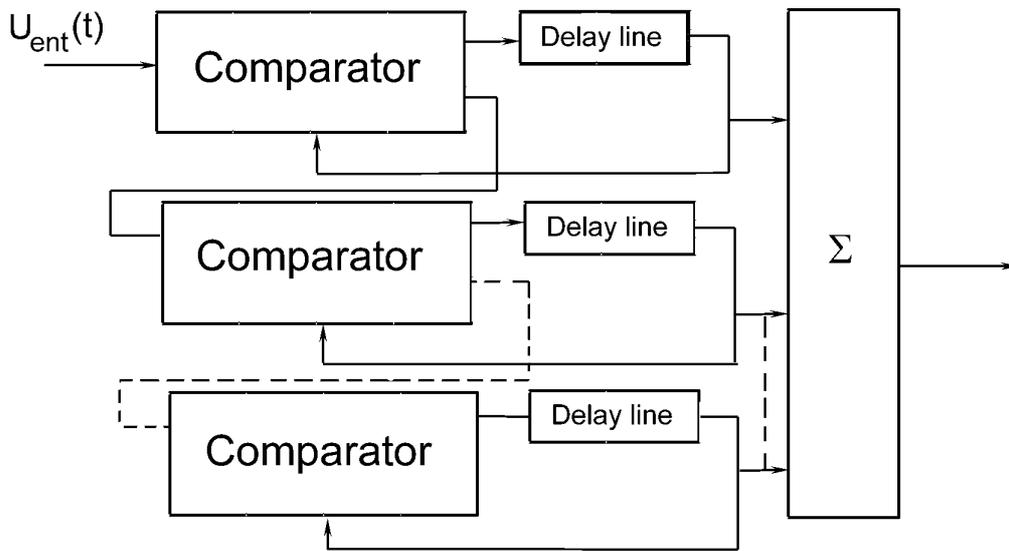
Для уменьшения потерь, возникающих в энергетическом обнаружителе при  $K \ll N$  в [8] был предложен другой квазиоптимальный алгоритм, который производит ранжирование сигналов, отраженных от “блестящих точек” в заданном интервале наблюдения. Интервал наблюдения выбирается грубо, исходя из приближенных представлений о размерах цели. С помощью скользящего окна в этом интервале осуществляется отбор максимальных амплитуд сигнала. Квадратичной обработке и линейному накоплению подвергаются только  $K$  максимальных амплитуд, отобранных из  $N$  элементов разрешения. Структурная схема такого одноканального рангового обнаружителя представлена на рис.10. Здесь же показана процедура отбора максимумов сигнала для цели, имеющей три “блестящие точки”.

Если  $K$  неизвестно, то строится многоканальный ранговый обнаружитель, в каждом канале которого суммируется различное число максимальных отражений от “блестящих точек” объекта. Выходные сигналы каналов обнаружителя объединяются. Эффективность обнаружителя при этом возрастает, однако, она достигается ценой существенного усложнения его схемы.

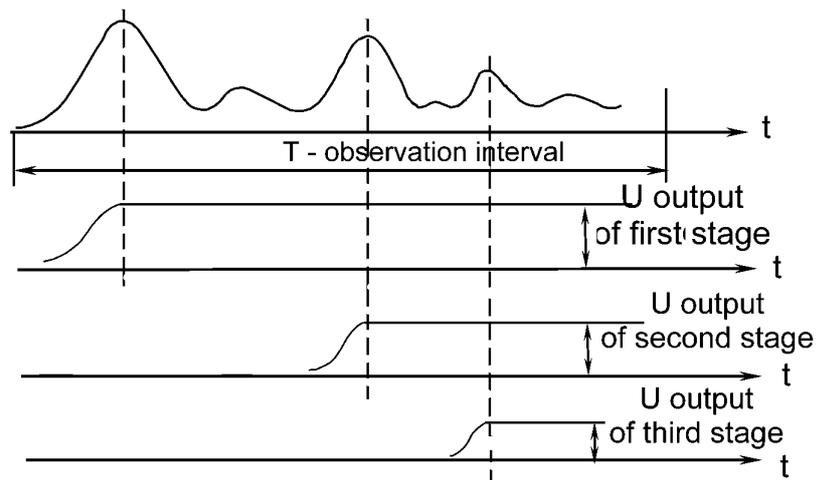
Кроме указанных выше квазиоптимальных обнаружителей сигнала с неизвестными параметрами, следует упомянуть еще один из наиболее простых обнаружителей такого сигнала. Это, так называемый, обнаружитель “по точкам” [9]. Его алгоритм вообще не учитывает структуры сигнала. Обнаружение цели осуществляется последовательным сравнением сигналов с порогом в каждом элементе разрешения и логического объединения полученных решений по схеме ИЛИ. Обнаружитель не накапливает сигналы, отраженные от отдельных



a)



b)



c)

Рис.10 Структурная схема одноканального рангового обнаружителя.

“блестящих точек”. Это приводит к большим энергетическим потерям, которые частично компенсируются логическим накоплением решений (вероятностей). Достоинством обнаружителя является простота реализации.

Чтобы оценить эффективность трех рассмотренных квазиоптимальных обнаружителей, произведено их сравнение с обнаружителем полностью известного сигнала, который полагается эталонным. Оценка получена математическим моделированием алгоритмов обработки этих четырех обнаружителей. При моделировании был выбран интервал наблюдения, в котором число элементов разрешения  $N=100$ . При длительности сигнала 1 нс это соответствует длине цели 15 м. Число «блестящих точек»  $K$  в принятом интервале наблюдения изменялось от 1 до 32. Для всех обнаружителей в модели использовался белый шум с нормальным распределением, имеющим нулевое среднее значение и одинаковую дисперсию.

Энергетический обнаружитель осуществлял суммирование квадратов выборок во всем стробе наблюдения. Многоканальный ранговый обнаружитель моделировался в виде 6-канальной схемы с суммированием квадратов 1,2,4,8,16,32 выборок в соответствующем канале. Выходные сигналы каналов взвешивались и объединялись по схеме отбора максимума. Весовые коэффициенты выбирались из условия выравнивания частоты ложных тревог в каждом канале суммирования. Обнаружитель «по точкам» фактически соответствовал первому каналу многоканального рангового обнаружителя, рассчитанному на одну “блестящую точку”.

В таблице приведены энергетические потери в пороговом сигнале (в дБ) для трех алгоритмов обнаружения относительно эталонного алгоритма при вероятности правильного обнаружения  $D=0,5$  и вероятности ложных тревог  $F=10^{-3}$ .

Таблица

Алгоритм	Число “блестящих точек”				
	1	4	8	16	32
энергетический	7.5	8.1	5.2	3.0	2.1
многоканальный ранговый	2.7	4.8	3.0	1.6	1.5
«по точкам»	2.5	5.6	4.2	3.8	4.7

Из таблицы видно, что энергетический обнаружитель значительно проигрывает остальным обнаружителям при малом числе “блестящих точек”. При усложнении формы цели относительная величина потерь у этого обнаружителя снижается, а при 32 точках он даже превосходит обнаружитель «по точкам», хотя и несколько проигрывает многоканальному ранговому обнаружителю. Такой результат достаточно ясен. При малом числе отражающих элементов цели энергетический обнаружитель накапливает много лишних шумовых выборок, тогда как обнаружитель «по точкам» выбирает одну “блестящую точку”. С увеличением числа отражателей цели снижается

количество шумовых выборок, накапливаемых энергетическим обнаружителем, и его эффективность возрастает. В то же время обнаружитель «по точкам» существенно «недобирает» энергию сигнала из-за отсутствия у него накопления. В пределе, при числе «блестящих точек», стремящемся к  $N=100$ , энергетический обнаружитель становится равным эталонному обнаружителю.

Отметим, что энергетический обнаружитель и обнаружитель «по точкам» достаточно эффективно работают в противоположных ситуациях - при очень малом и очень большом числе «блестящих точек» цели. Это позволяет построить двухканальный обнаружитель, состоящий из этих обнаружителей, работающих параллельно. Их выходные сигналы объединяются по максимуму. Такой вариант можно также интерпретировать как упрощенный многоканальный ранговый обнаружитель, состоящий только из двух каналов. Один из этих каналов обеспечивает обнаружение целей очень простой, а другой - целей очень сложной формы. Выходные сигналы обнаружителей перед объединением по максимуму нормируются для выравнивания потоков ложных тревог (так же, как это делается в многоканальном ранговом обнаружителе).

Характеристики обнаружения для рассмотренных выше квазиоптимальных обнаружителей приведены на рис.11.

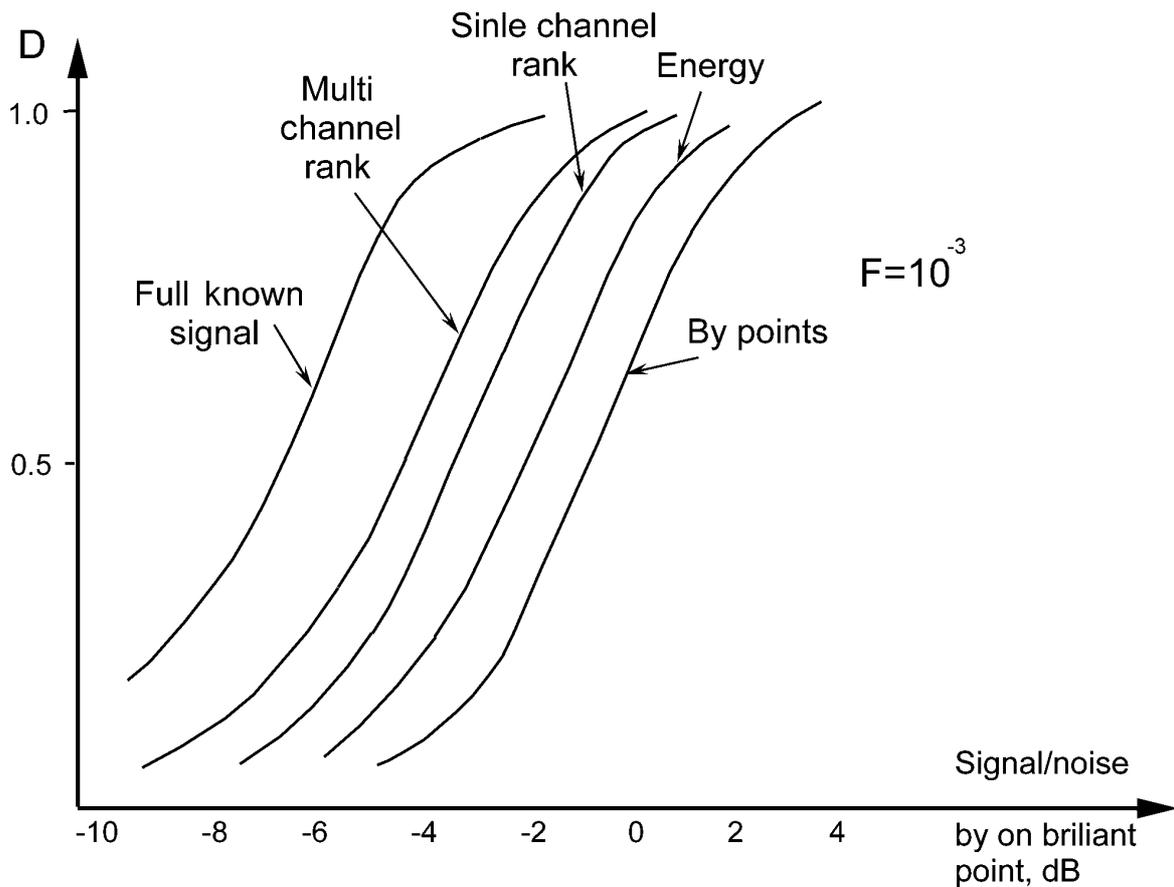


Рис.11 Характеристики обнаружения квазиоптимальных обнаружителей.

## 2.4. Оптимальный обнаружитель сверхширокополосных сигналов.

### 2.4.1 Введение

Параметры СШП импульсов, отраженных от сложной цели, неизвестны, поскольку определяются ее размерами и формой. Однако период повторения этих импульсов  $T_r$  от характеристик цели не зависит и определяется только радаром. Это - единственная априорная информация о сигнале, которой можно воспользоваться для его обнаружения. Принципиальная возможность использования периодичности сигнала, скрытого в шуме, для решения этой задачи известна достаточно давно [10]. Рассмотрим эту возможность применительно к СШП сигналу.

### 2.4.2. Схема обнаружителя.

Для реализации полученного алгоритма внесем в схему классической корреляционной обработки (рис.4) изменение, показанное на рис.12.

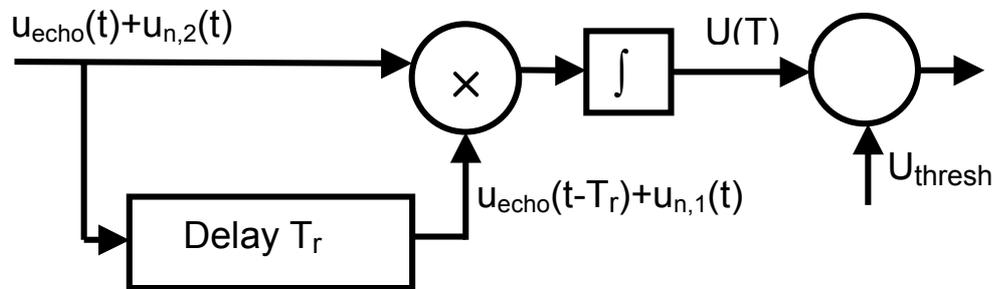


Рис.12 Измененная схема классической корреляционной обработки.

В измененной схеме опорным является сигнал, принятый в предыдущем периоде наблюдения и задержанный на время  $T_r$ . Эта схема имеет три отличия от классического коррелятора:

а) принятый сигнал сравнивается не с излученным сигналом, а с сигналом, отраженным от цели;

б) шумы поступают на оба входа коррелятора (эти шумы не коррелированы, поскольку приняты в разных периодах повторения);

в) время интегрирования  $T$  определяется не длительностью излученного сигнала, а интервалом наблюдения за целью, то есть длительностью сигнала, отраженного от цели (при физической длине цели  $L$  это время равно  $T = \frac{2L}{c} - \tau$ , где  $c$  - скорость света, а  $\tau$  - длительность излученного импульса).

Таким образом, параметром сигнала, определяющим эффективность измененного корреляционного приемника, становится его форма. Этот вид обработки назван череспериодной корреляционной обработкой (ЧПКО).

После объединения в корреляторе задержанных и текущих отсчетов напряжения из двух периодов повторения их дальнейшая обработка

производится на одном временном интервале. Это позволяет анализировать процессы при ЧПКО с использованием одномерных функций распределения. В качестве статистического критерия используется критерий Неймана - Пирсона.

Для выяснения общих закономерностей ЧПКО в начале рассматривается процесс обработки сигнала, принятого от неподвижной цели (сигналы, принятые в двух соседних периодах, одинаковы). Этот случай для ЧПКО является таким же эталонным, как прием полностью известного сигнала для классической корреляционной обработки. Поэтому в дальнейшем производится сравнение характеристик обнаружения сигнала от неподвижной цели при ЧПКО и полностью известного сигнала при классической корреляционной обработке, принятых на фоне одинакового белого шума. Это позволяет дать объективную оценку эффективности метода.

В общем случае на качество ЧПКО будут влиять многие факторы: перемещение цели, произошедшее за время  $T_r$ ; соответствие размера временного строка, в котором производится обработка, длине цели в пространстве; справедливость применения нормального распределения для описания статистических характеристик шума в сверхширокой полосе частот и т. п. Оценка влияния этих факторов на работу обнаружителя позволит в дальнейшем определить возможности ЧПКО.

### 2.4.3. Процессы при ЧПКО и их отличие от процессов при классической корреляционной обработке.

В случае ЧПКО напряжение на выходе коррелятора будет равно:

$$u(T) = \frac{2}{N_0} \int_0^T u(t)u(t - T_r) dt .$$

При отсутствии принятого сигнала это напряжение определяется выражением:

$$u(T) = \frac{2}{N_0} \int_0^T u_n(t)u_n(t - T_n) = \frac{2}{N_0} \int_0^T u_{n,1}(t)u_{n,2}(t) dt .$$

Под интегралом здесь стоит произведение двух нормально распределенных и некоррелированных шумов. В отличие от классического коррелятора функция распределения этого произведения имеет постоянную дисперсию, поскольку не зависит от опорного сигнала. Произведение шумов интегрируется в течение интервала наблюдения  $T$ . Длительность этого интервала может изменяться, поскольку она определяется физической длиной цели. Дисперсия произведения шумовых напряжений будет увеличиваться пропорционально времени интегрирования. Напомним, что в классическом корреляторе это время постоянно, так как определяется длительностью излученного сигнала. Функция распределения шумов  $W_0$ , полученная после интегрирования на выходе схемы ЧПКО, будет определять величину порога, обеспечивающего заданную вероятность ложных тревог. Таким образом, положение порога в схеме ЧПКО

определяется длиной ожидаемой цели (интервалом наблюдения), а в классическом корреляторе – величиной опорного сигнала (в отсутствие нормировки).

Если сигнал на входе коррелятора есть, то напряжение на его выходе определяется выражением:

$$u(T) = \frac{2}{N_0} \left[ \int_0^T u_{\text{echo}}(t)u_{\text{echo}}(t)dt + \int_0^T u_{\text{echo}}(t)u_{n,1}(t)dt + \int_0^T u_{\text{echo}}(t)u_{n,2}(t)dt + \int_0^T u_{n,1}(t)u_{n,2}(t)dt \right].$$

Первый интеграл, также как и в случае классического коррелятора, определяет энергию принятого сигнала, а, следовательно, и ненулевое среднее значение выходной функции распределения  $W_1$ . Четвертый интеграл аналогичен интегралу выражения для  $u(T)$ , полученному в отсутствие сигнала. Он определяет вид функции  $W_1$ , который должен совпадать с видом функции  $W_0$ . Однако в присутствии сигнала появляются второй и третий интегралы, которые дополнительно влияют на вид функции  $W_1$ . Перемножение шумов с принятым сигналом и интегрирование в интервале наблюдения  $T$  увеличивает их дисперсию (так же как в классическом корреляторе увеличивается дисперсия входного шума за счет перемножения с опорным сигналом). В результате дисперсия выходной функции распределения  $W_1$  увеличивается. Она становится больше, чем дисперсия функции распределения  $W_0$ .

Такова качественная картина процессов при ЧПКО.

#### 2.4.4. Функции распределения $W_0$ и $W_1$ на выходе схемы ЧПКО.

Для расчета характеристик обнаружения необходимо найти конкретный вид функций распределения  $W_0$  и  $W_1$  на выходе схемы ЧПКО.

Функция распределения  $W_0$  формируется в процессе прохождения входных нормальных шумов через перемножитель и интегратор.

На выходе перемножителя имеются произведения отсчетов шумовых напряжений. Функция распределения произведения нормально распределенных случайных величин  $y = u_1 \times u_2$  получена в [11]. Для коррелированных случайных величин  $u_1$  и  $u_2$ , имеющих коэффициент корреляции  $R$  и дисперсии  $\sigma_1^2$  и  $\sigma_2^2$  она равна:

$$W_m(y) = \frac{1}{\pi \sigma_1 \sigma_2 \sqrt{1 - R^2}} e^{\frac{Ry}{\sigma_1 \sigma_2 (1 - R^2)}} K_0 \left[ \frac{|y|}{\sigma_1 \sigma_2 (1 - R^2)} \right],$$

где  $K_0(x)$  - бесселевая функция 2-го рода нулевого порядка от мнимого аргумента .

В рассматриваемом случае  $R=0$ ,  $\sigma_1^2 = \sigma_2^2$  и выражение для  $W_m(y)$  существенно упрощается:

$$W_m(y) = \frac{1}{\pi\sigma^2} K_0\left(\frac{|y|}{\sigma}\right).$$

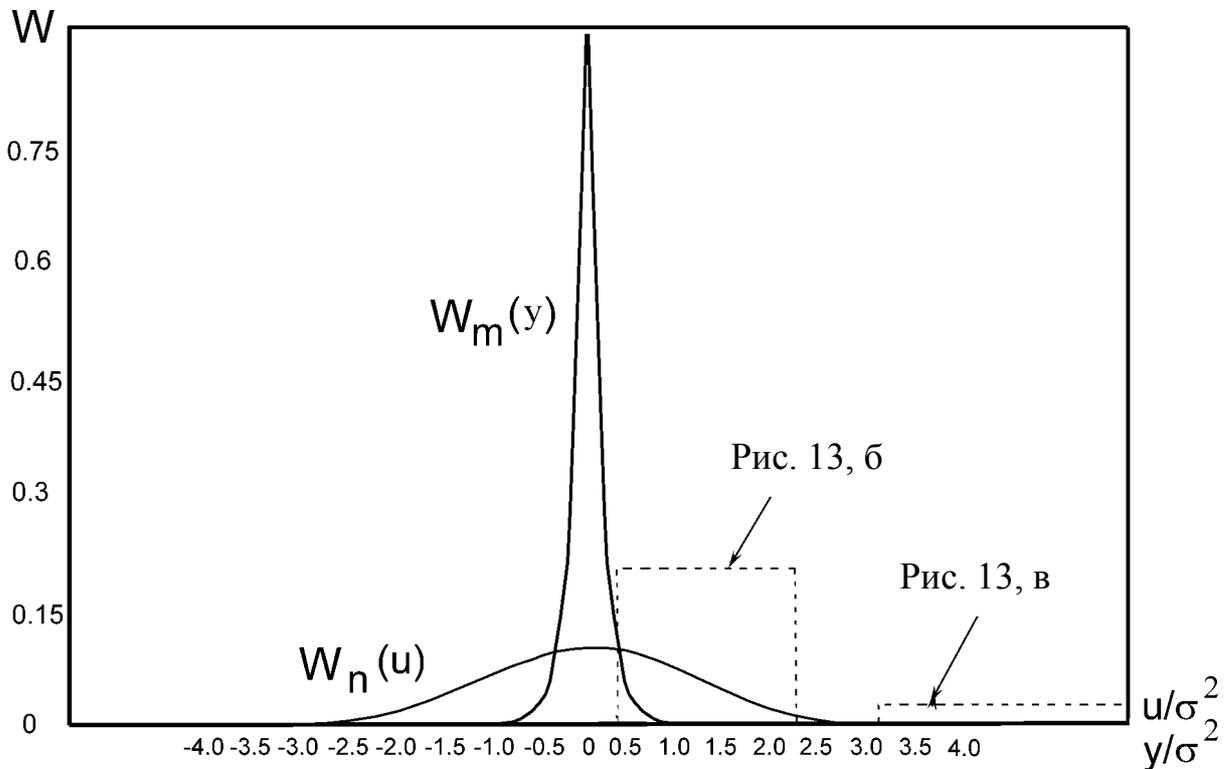
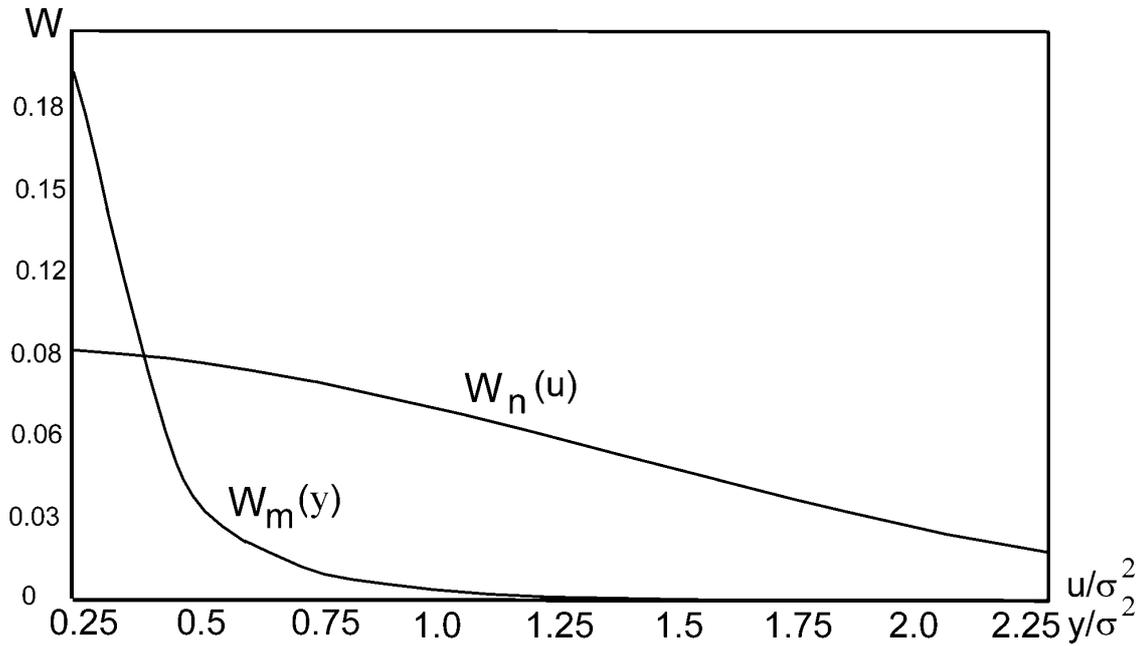


Рис.13. Функция распределения произведения двух нормально распределенных случайных величин.

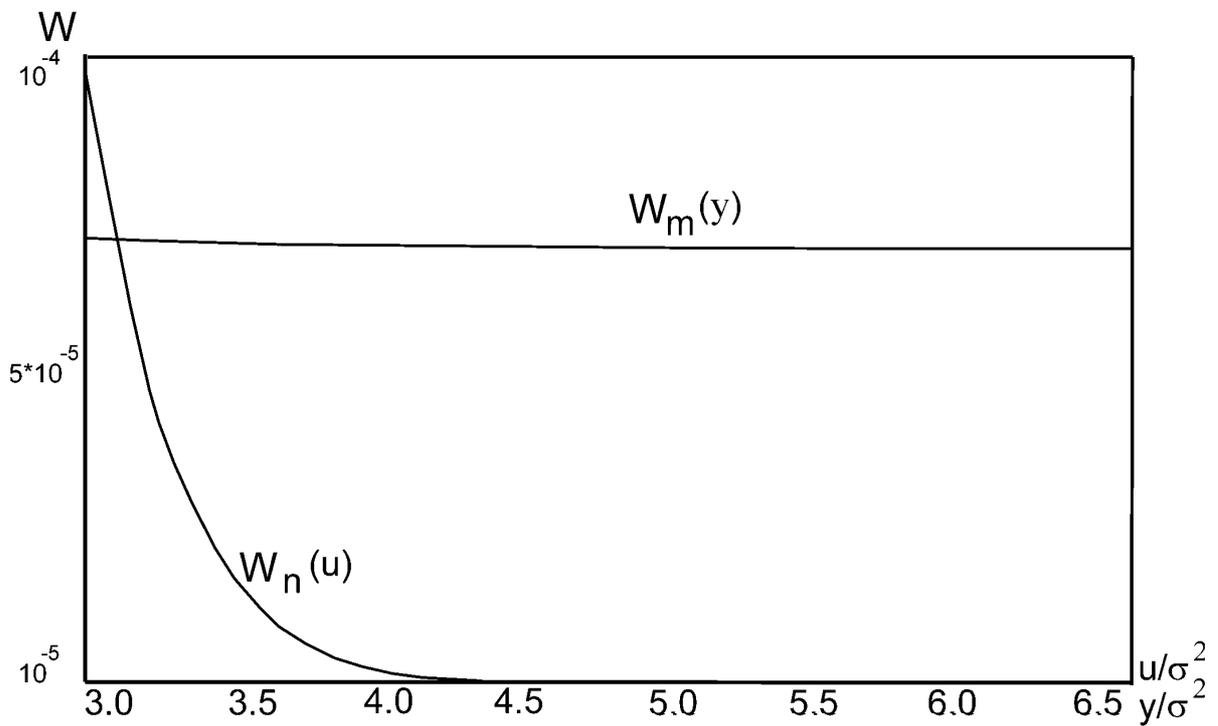
Функция распределения  $W_m(y)$  показана на рис. 13. На этом же рисунке изображена функция распределения нормальной случайной величины  $W_n(u)$ , нормированная по площади с  $W_m(y)$ . Сравнение этих функций показывает, что произведение нормальных шумов имеет меньшую дисперсию по сравнению с исходным нормальным шумом, существующим на входе коррелятора. Физически это объясняется тем, что при перемножении выбросы одного шума нивелируются низкими уровнями другого шума. Совпадение выбросов двух независимых шумов имеет очень малую вероятность. Тем не менее, такая вероятность существует и это приводит к тому, что протяженность "хвостов" функции распределения  $W_m(y)$  значительно превышает протяженность "хвостов" функции распределения  $W_n(u)$  (рис 13,б и 13,в). Это обстоятельство весьма важно для ЧПКО, поскольку при заданной (особенно очень малой) вероятности ложных тревог уровень порога, зависящий от функции  $W_m(y)$ , оказывается значительно выше уровня порога, определяемого функцией  $W_n(u)$ .

Для обнаружения цели используется  $n$  отсчетов входного напряжения, полученных на интервале наблюдения. Поэтому функция распределения на выходе перемножителя при статистической независимости отсчетов примет вид:

$$W_m(y_1, y_2, y_3, \dots, y_n) = \left[ \frac{1}{\pi\sigma^2} K_0 \left( \frac{|y|}{\sigma^2} \right) \right]^n.$$



б)



в)

Рис.13, б, в. Функция распределения произведения двух нормально распределенных случайных величин. Фрагменты.

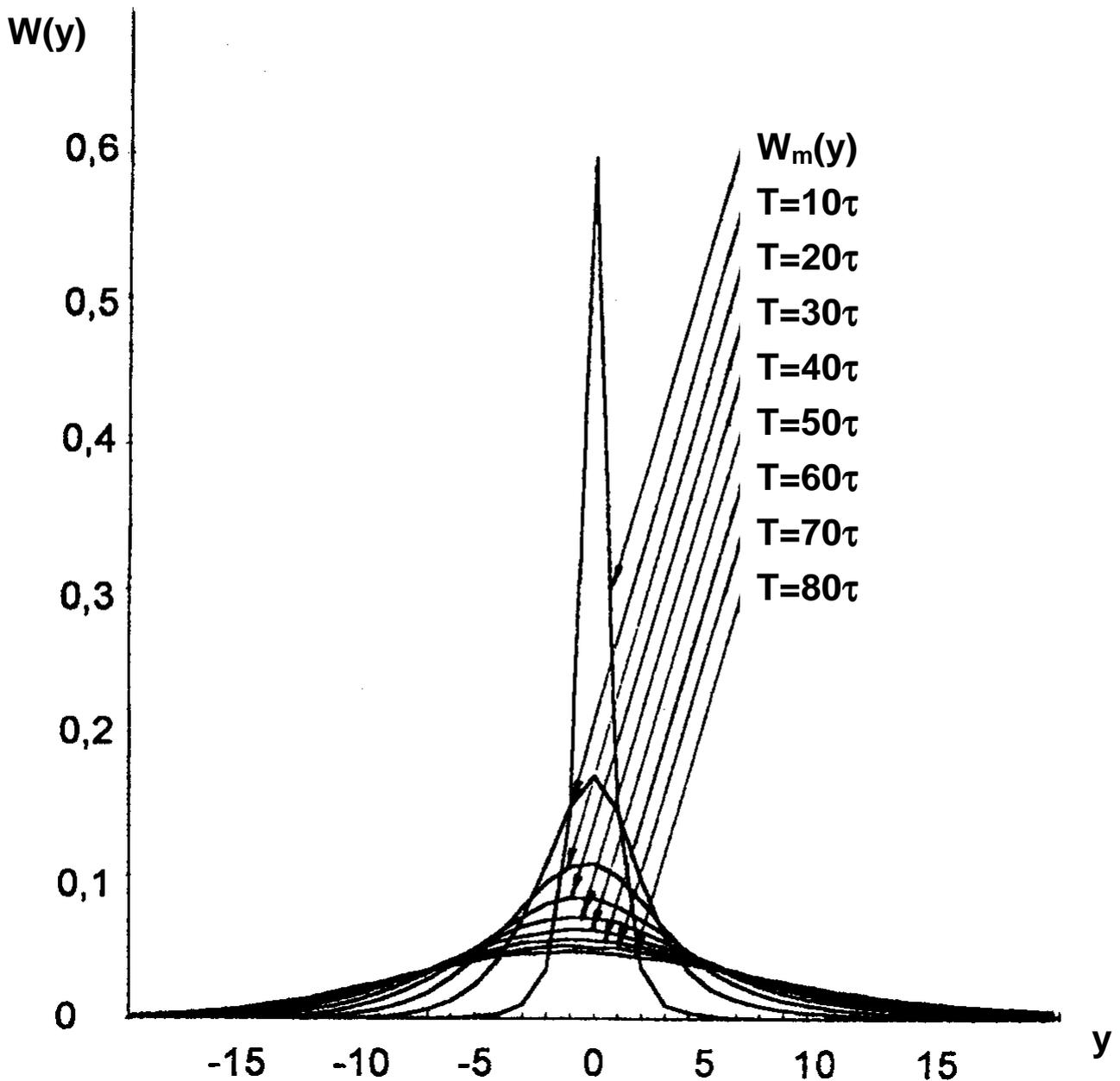


Рис.14 Изменение функции распределения  $W_m(y)$  в зависимости от времени интегрирования.

Полученное в перемножителе произведение шумов подается в интегратор. Как было показано выше, вид функции распределения этого произведения на выходе интегратора зависит от времени интегрирования  $T$ . В соответствии с центральной предельной теоремой при увеличении времени интегрирования функция распределения шумового напряжения на выходе коррелятора будет все больше приближаться к нормальной, а ее дисперсия будет расти. При длительности СШП импульса  $\tau = 1$  нс, реальные цели могут занимать от 10 до 100 элементов дальности, а  $T$  составляет от  $20\tau$  до  $200\tau$  соответственно. Такого

времени может оказаться недостаточно для полной нормализации функции распределения произведения нормальных шумов  $W_m(y)$ . Поэтому она будет носить промежуточный характер между функциями распределения произведения шумов и нормальной, все более приближаясь к нормальной по мере увеличения времени интегрирования. Вид этой функции распределения при изменении времени интегрирования  $T$  от  $10\tau$  до  $80\tau$  (через  $10\tau$ ), приведен на рис.14.

Получение аналитического решения, описывающего функцию распределения на выходе интегратора при входной функции распределения, имеющей закон, отличающийся от нормального, представляет значительную трудность. Как указано в [12] "Задача о преобразовании функций распределения в линейной динамической (инерционной) системе, когда на ее входе действует негауссовский случайный процесс, чрезвычайно трудна... Приемлемого для практического использования точного решения этой задачи до сих пор нет".

Аналогичные трудности возникают и при определении функции распределения  $W_1$ . Она имеет два отличия от функции распределения  $W_0$ . Одно из них имеет такой же характер, как и в классическом корреляторе. Это смещением среднего значения функции на величину, пропорциональную энергии сигнала. Второе отличие является специфическим для ЧПКО. Это дополнительное увеличение дисперсии функции распределения  $W_1$  за счет перемножения сигнала с шумом в каждом из каналов коррелятора.

Примерный вид и расположение функций  $W_1$  и  $W_0$  при ЧПКО показаны на рис.15.

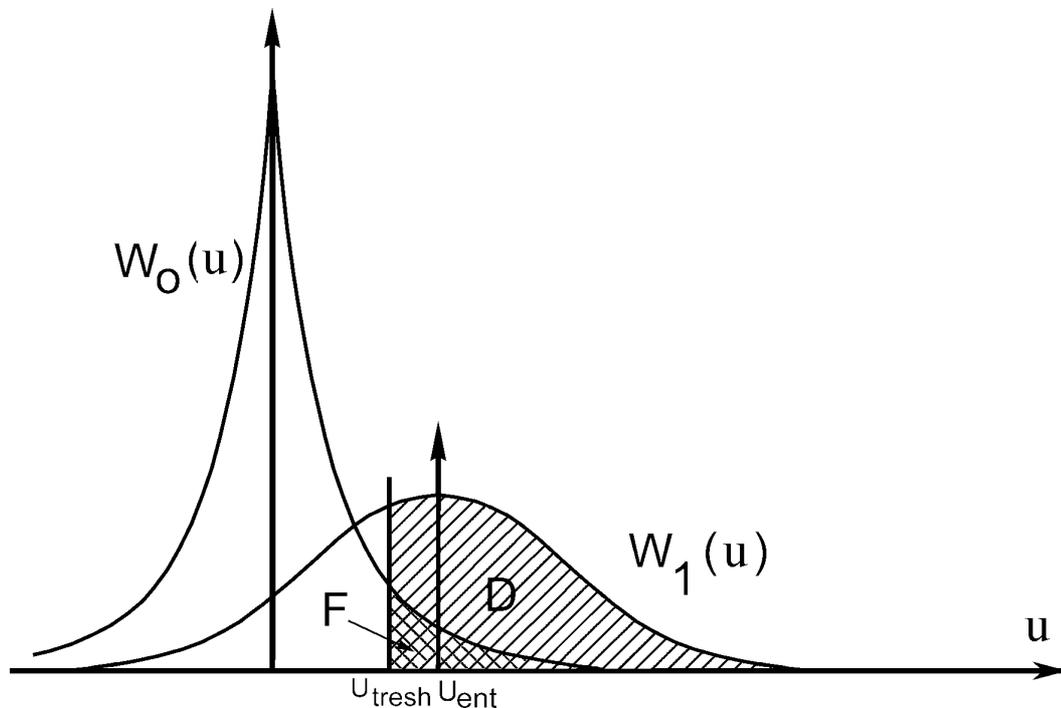


Рис. 15 Вид и расположение функций  $W_1(u)$  и  $W_0(u)$  при ЧПКО.

### 2.4.5. Характеристики обнаружения.

Поскольку получение аналитических выражений для функций распределения  $W_0$  и  $W_1$  на выходе ЧПКО затруднено, то для построения характеристик обнаружения использовано математическое моделирование.

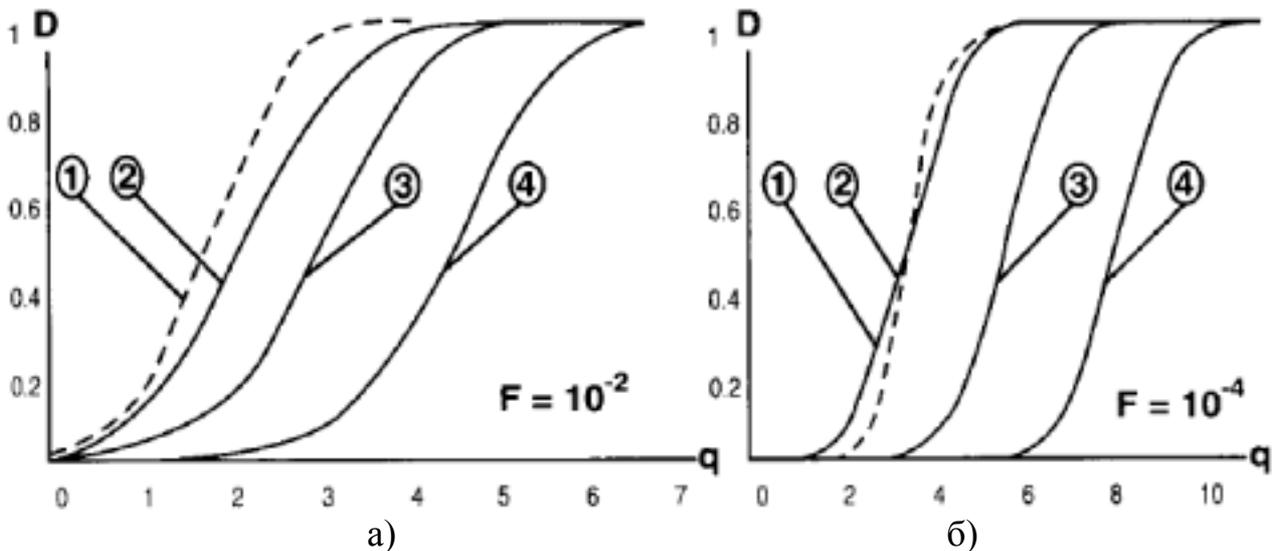


Рис. 16 Характеристики обнаружения при ЧПКО для сигнала, отраженного от неподвижной цели.

Характеристики обнаружения при ЧПКО для сигнала, отраженного от неподвижной цели при вероятностях ложных тревог  $10^{-2}$  и  $10^{-4}$  приведены на рис.16,а и 16,б ( $D$  - вероятность правильного обнаружения,  $q$  - отношение сигнал - шум). На этих же рисунках приведены характеристики обнаружения классического коррелятора для полностью известного сигнала и характеристики обнаружения энергетического обнаружителя при тех же вероятностях ложных тревог. Для адекватности сравнения характеристик, полученных разными методами, длительность принятого сигнала взята равной длительности излученного сигнала (одноточечная цель).

Анализ полученных характеристик показал следующее.

Характеристики обнаружения при ЧПКО для относительно большой вероятности ложных тревог ( $10^{-2}$ ) близки к характеристикам обнаружения классического коррелятора. При уменьшении вероятности ложных тревог ( $10^{-4}$ ) разница между положениями этих характеристик становится больше. Это объясняется большой протяженностью "хвостов" функции распределения  $W_m(y)$ . Заданный уровень ложных тревог при ЧПКО поддерживается установкой более высокого порога, чем в классическом корреляторе. В тоже время характеристики обнаружения при ЧПКО существенно лучше, чем у энергетического обнаружителя.

Зависимость характеристик обнаружения от времени интегрирования  $T$  (определяемого длиной цели) показана на рис. 17. Характеристики построены для вероятности ложных тревог  $10^{-4}$  и времени интегрирования  $T$ , равного  $2\tau$ ,  $10\tau$  и  $20\tau$ . На этом же рисунке приведена характеристика обнаружения для классического коррелятора. Из рисунка видно, что с увеличением длины цели характеристика обнаружения для ЧПКО при неподвижной цели все больше приближается к характеристике обнаружения для классической корреляционной обработки при обнаружении детерминированного сигнала. Это происходит за счет нормализации распределения  $W_m(y)$  при интегрировании отсчетов шумовых напряжений.

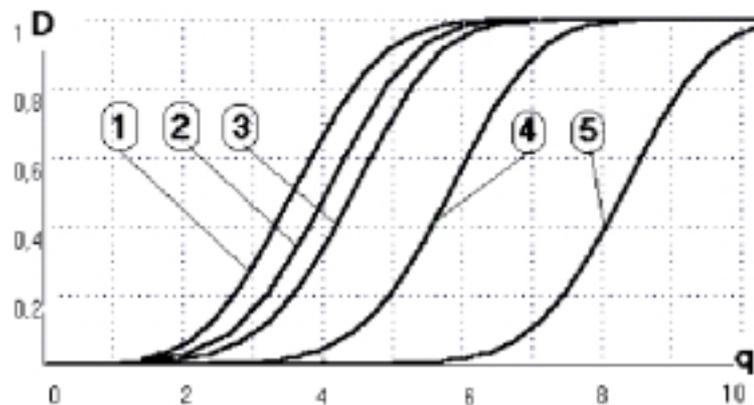


Рис. 17 Зависимость характеристик обнаружения ЧПКО от времени интегрирования.

- 1- Традиционный коррелятор полностью известного сигнала для  $T=2\tau$ ;
- 2- ЧПКО неподвижной цели для  $T=20\tau$ ;
- 3- ЧПКО неподвижной цели для  $T=10\tau$ ;
- 4- ЧПКО неподвижной цели для  $T=2\tau$ ;
- 5- Энергетический обнаружитель для  $T=2\tau$ .

#### 2.4.6. Критерийная обработка СШП сигналов после ЧПКО.

Характеристики обнаружения при ЧПКО могут быть улучшены за счет дополнительной критерийной обработки. Схема, реализующая критерийную обработку, запоминает элементы разрешения, в которых получены сигналы с выхода порогового устройства. Эта операция выполняется в нескольких периодах повторения импульсов  $T_r$ , после чего определяются элементы разрешения, в которых сигналы появляются неоднократно. На выход схемы проходят сигналы только из тех элементов разрешения, которые соответствуют выбранному критерию («два из двух», «два из трех», «три из четырех» и т. п.). В результате количество ложных отметок на выходе системы обработки существенно уменьшается. При этом соответственно уменьшается и вероятность правильного обнаружения цели. Однако на практике вероятность правильного обнаружения цели всегда значительно превышает вероятность ложных тревог. Поэтому она

уменьшается гораздо медленнее последней. Использование критерийной обработки особенно эффективно при высоких требованиях к уровню ложных тревог ( $10^{-4}$  и меньше) на выходе радара.

Рассмотрим общий случай критерия «n из k». Если сигнал от цели отсутствует и число совпадений отсчетов порогового напряжения  $i$  в  $k$  периодах повторения импульсов равно  $I \geq n$ , то вероятность ложной тревоги на выходе схемы критерийной обработки будет равна:

$$F = \sum_{i=n}^k C_k^i F_0^i (1 - F_0)^{k-i},$$

где:  $C_k^i$  - число сочетаний из  $k$  по  $i$ ,

$F_0$  – вероятность ложных тревог в одном периоде повторения.

При наличии сигнала от цели и в аналогичных условиях вероятность правильного обнаружения будет равна:

$$D = \sum_{i=n}^k C_k^i D_0^i (1 - D_0)^{k-i},$$

где:  $D_0$  – вероятность правильного обнаружения в одном периоде наблюдения.

Применим простейшую схему критерийной обработки «два из двух» к пороговым сигналам на выходе ЧПКО. В этом случае  $C_k^i = 1$ ,  $D = D_0^2$ ,  $F = F_0^2$ .

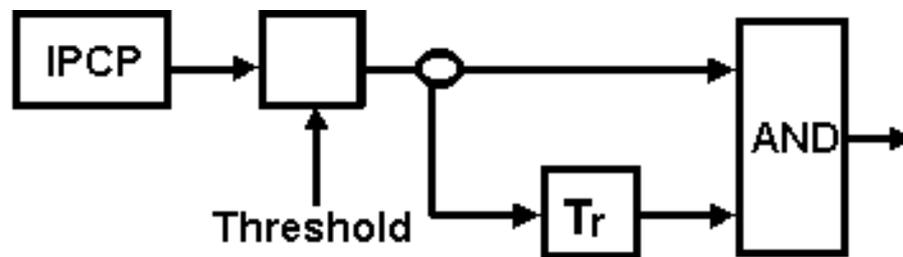


Рис. 18 Структурная схема критерийной обработки.

Структурная схема такой обработки приведена на рис. 18. Отсчеты напряжения из одинаковых элементов дальности, полученные в двух периодах повторения импульсов, поступают на логический элемент «И». На выход схемы попадают только совпадающие отсчеты (рис. 19). Параметры обнаружения целей при этом изменяются (рис 20). На рис. 16,а и 16,б (пунктир) показаны характеристики обнаружения для ЧПКО после критерийной обработки «два из двух». Характеристики рассчитаны для уровня ложных тревог, указанного на рисунке. Они расположены «левее» эталонной характеристики классического коррелятора для полностью известного сигнала. Это объясняется объединением в элементе «И» (который действует в этом случае как множитель) сигналов из двух периодов повторения импульсов, что эквивалентно процедуре накопления.

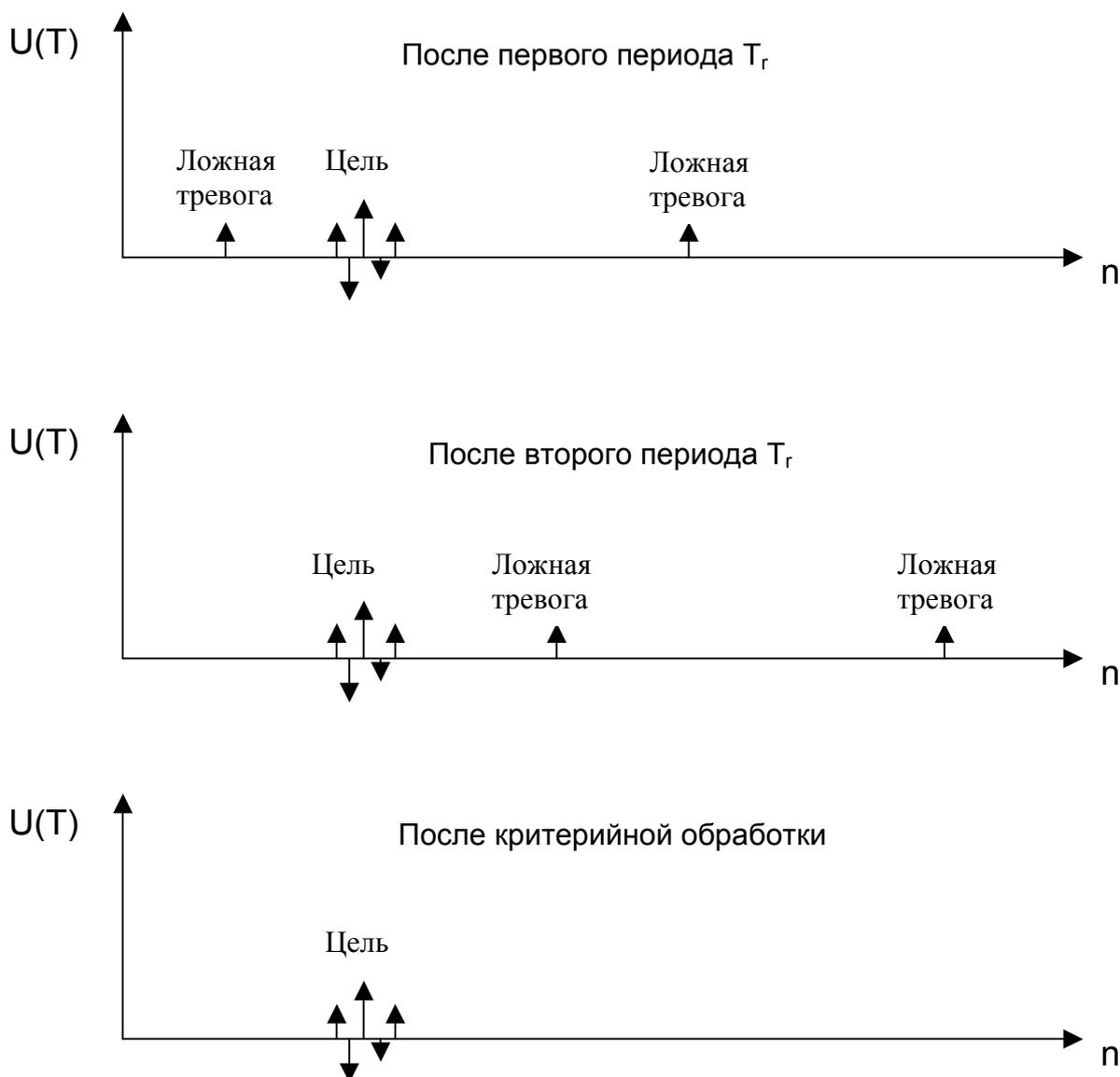


Рис. 19 Пример критерийной обработки по критерию «два из двух».

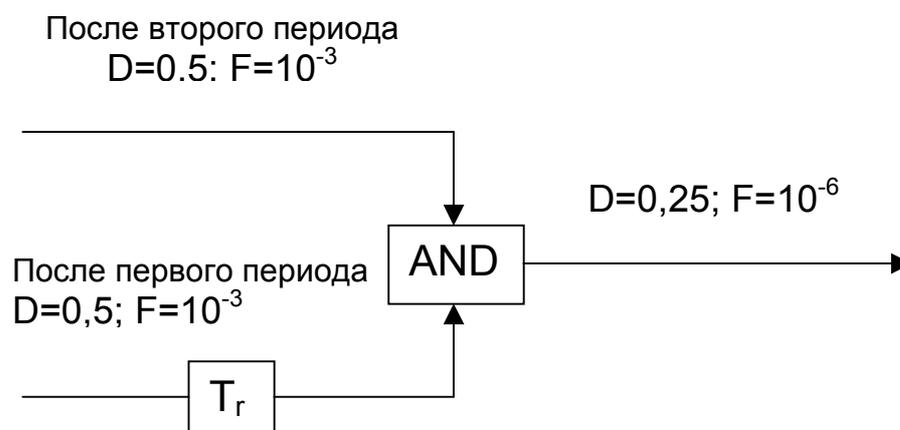


Рис. 20 Изменение параметров обнаружения целей при критерийной обработке.

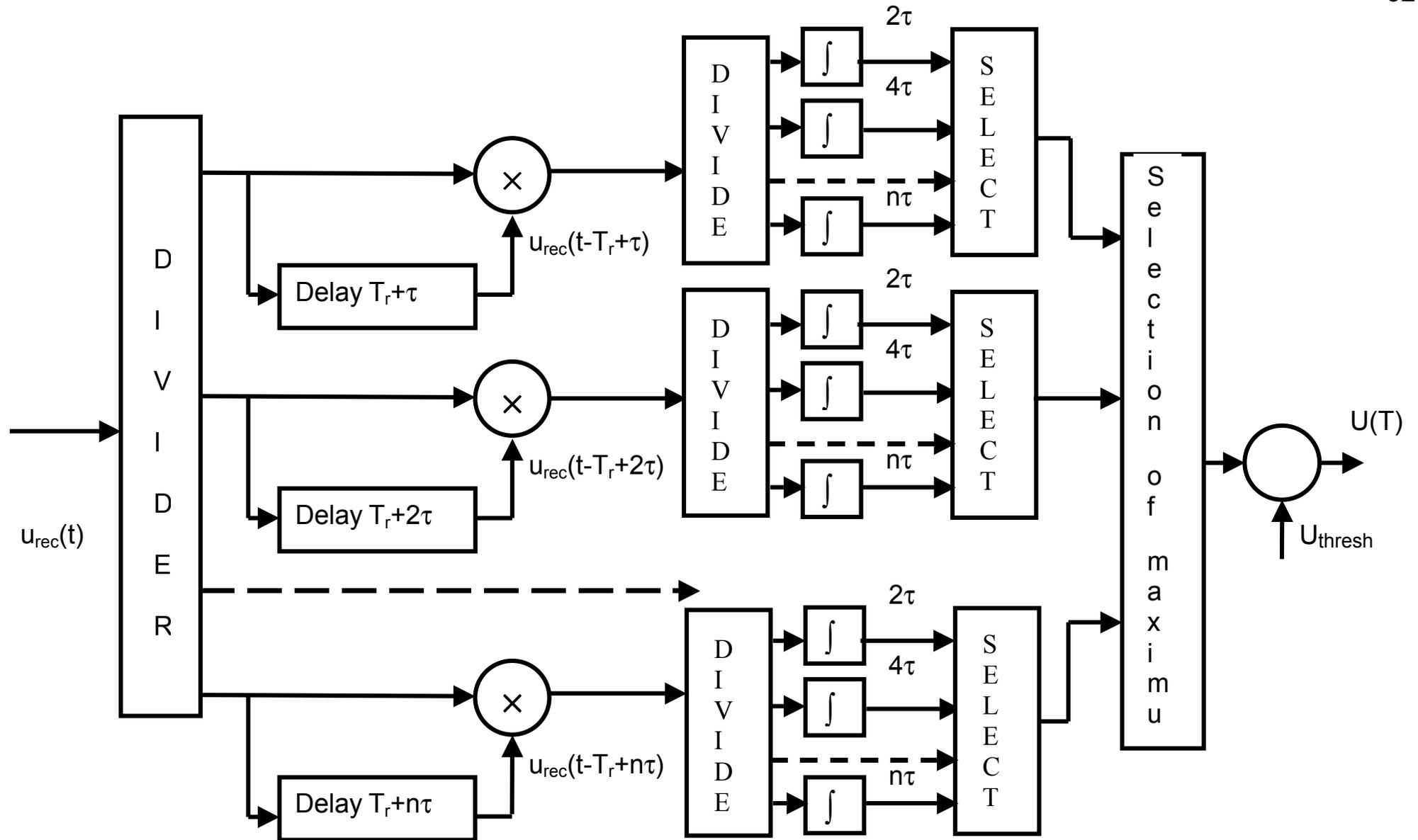


Рис. 21 Многоканальная система для обнаружения перемещающейся цели с неизвестной физической длиной.

### 2.4.7. Случай движущейся цели.

В случае движения цели возникает проблема, связанная с ее переходом из одного элемента разрешения в другой за время периода следования импульсов. Эта проблема решается с помощью многоканальной системы, аналогичной системе доплеровской фильтрации, позволяющей производить оптимальное обнаружение цели при ее смещении по дальности. Такая же многоканальная система может быть использована и для выбора оптимального времени интегрирования  $T$  при обнаружении целей с различной физической длиной  $L$ . Потери, возникающие в такой системе за счет многоканальности, рассчитываются по традиционным методикам, существующим для аналогичных многоканальных цифровых систем. Пример многоканальной системы, позволяющей обеспечить оптимальное обнаружение перемещающейся цели, имеющей неизвестную физическую длину, приведен на рис.21.

### Библиография

1. David K. Barton. Modern Radar System Analysis. Artech House Books. Boston, London. 1998.
2. Radar Handbook. Edited by Scolnik M.I. McGraw-Hill Book Company. N.-Y. 1989.
3. Radioelectronic Systems. Fundamentals of designing and theory. Edited by Jakov D. Shirman. MAKVIS. Moscow. 1998.
4. Sosulin Yu.G. Theoretical Foundations of Radars and Radionavigation. Radio i svyaz'. Moscow.1992.
5. Gutkin L.S. The Theory of Optimal Methods for Reception of Radar Signals in Fluctuating Noises. Sovetskoe Radio. Moscow.1972.
6. Introduction to Ultra-Wideband Radar Systems. James D.Taylor. CRC Press. Boca Raton, Ann Arbor, London, Tokyo, 1995.
7. Immoreev I.Ya. Main Features Ultra-Wideband (UWB) Radars and Differences from Common Narrowband Radars. Chapter 1 in this Book.
8. Van der Spek G.A. Detection of a distributed target. IEEE Trans., 1971, Sept., AES-7, N5, pp.922-931.
9. Bakut P.A., Bolshakov I.A., and others. Problems of Radar Statistical Theory. vol.1. Sovetskoe Radio. Moscow. 1963.
10. Lee Y.W., Cheatham T.P., Wiesner J.B.. Application of correlation analysis to the detection of periodic signals in noise, PJRE 38, 1165, 1950.
11. Levin B.R. The Theory of Random Processes and Its Application to Radio Engineering. Sovetskoe Radio. Moscow. 1960.
12. Levin B.R. Theoretical Foundations of Statistical Radio Engineering. Radio i svyaz'. Moscow. 1989.