

УДК 621.396.96:621.391.26

Оптимальная обработка радиолокационных сигналов с неизвестными параметрами

И.Я. Иммореев, Д.В. Федотов

Предложен метод обнаружения радиолокационных сигналов, параметры которых неизвестны. Метод основан на корреляционной обработке сигналов, принятых в соседних периодах зондирования РЛС — череспериодной корреляционной обработке.

The method of detection of radar signals is considered the parameters of which are unknown. The method is based on correlation processing of signals accepted in the adjacent periods of sounding — the interleaved periodic correlation processing (IPCP).

Параметры радиолокационных сигналов, отраженных от реальных целей, носят случайный характер. В узкополосной РЛС (мгновенная полоса частот $\Delta f \leq 10\%$ средней частоты диапазона) излучаемый сигнал имеет форму гармонического или квазигармонического колебания. Пространственная протяженность сигнала обычно намного превышает длину цели. При отражении от блестящих точек цели такой сигнал преобразуется в сумму колебаний, имеющих случайные амплитуду и фазу. Эти параметры могут также случайно меняться (быстро или медленно) от импульса к импульсу из-за флуктуации цели. Тем не менее, пришедший от цели сигнал сохраняет форму гармонического колебания, поскольку сумма любых гармонических колебаний одной частоты также является гармоническим колебанием. Это позволяет выполнять фильтровую или корреляционную обработку сигнала, хотя отсутствие информации об его параметрах снижает эффективность такой обработки и для сохранения качества обнаружения целей приходится увеличивать энергетику станции.

При расширении спектра сигнала его форма все больше отличается от гармонического колебания. В сверхширокополосной (СШП) РЛС (мгновенная полоса частот $\Delta f \approx 100\%$ средней частоты диапазона, длительность излучаемого импульса около 1 нс) протяженность сигнала в пространстве значительно меньше длины цели. В процессе локации такой сигнал многократно изменяет свою форму, в том числе и при отражении от блестящих точек цели [1]. В результате он преобразуется в последовательности импульсов, имеющих случайные параметры. Пример такой последовательности показан на рис.1. Расстановка импульсов определяется геометрией цели и ее ракурсом. Амплитуды импульсов зависят от ЭПР соответствующих блестящих точек цели, а их полярность — от магнитной проницаемости материала, который отражает сигнал. На первоначальную форму импульсов влияют и резонансные свойства блестящей точки цели.

Таким образом, в процессе локации узкополосный сигнал изменяет свои параметры, но сохраняет форму, а у СШП сигнала изменяются не толь-

ко параметры, но и первоначальная форма. Такой сигнал часто называют “портретом цели”, поскольку он несет информацию не только о наличии и координатах цели, но и о ее структуре. Соответствующая обработка “портрета” позволяет распознать тип цели или получить ее радиоизображение.

Однако на начальном этапе локации, до выполнения процедур распознавания, необходимо осуществить обнаружение цели. Поскольку структура отраженного от цели СШП сигнала полностью неизвестна, нецелесообразно использовать для его обнаружения классическую оптимальную обработку в согласованном фильтре или в корреляторе с опорным сигналом.

Известны квазиоптимальные методы обработки таких сигналов: энергетический обнаружитель, производящий квадратичное суммирование сигналов во всех элементах разрешения строба наблюдения и сравнение полученной суммы с порогом; обнаружитель “по точкам”, последовательно сравнивающий с порогом сигналы в каждом элементе разрешения и логически объединяющий решения по схеме ИЛИ; ранговый обнаружитель, осуществляющий отбор заданного числа максимальных амплитуд сигнала в стробе наблюдения с последующим их суммированием, а также другие методы [1,2]. Однако все эти обнаружители дают большие потери по сравнению с оптимальной обработкой. Поэтому поиск решения, позволяющего произвести оптимальную обработку СШП сигнала, отраженного от сложной цели, является оправданным.

Из всех параметров такого сигнала остается известным только период повторения импульсов T_{Π}

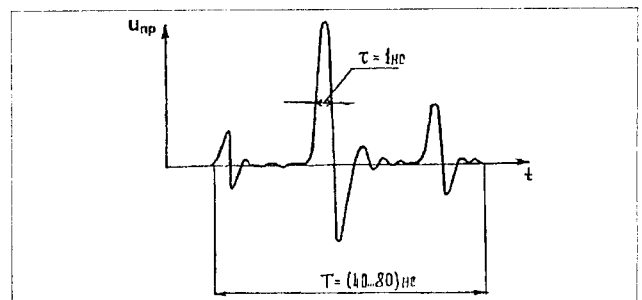


Рис. 1

Вспользуемся этим параметром для построения оптимальной обработки СШП сигнала, полагая, что его остальные параметры неизвестны.

Обратимся к схеме классической корреляционной обработки (рис.2,а), где $u_{\text{вых}}(T)$ — напряже-

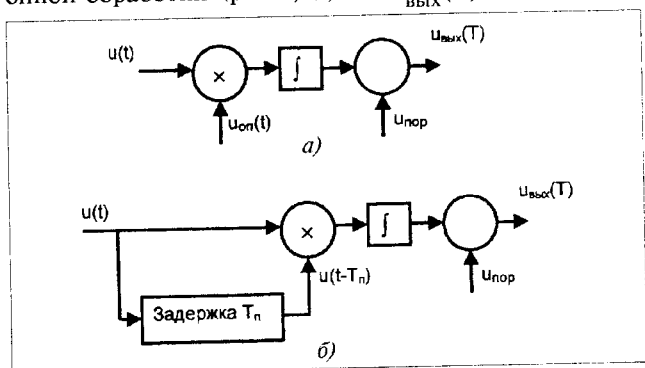


Рис. 2

ние на выходе коррелятора в конце периода накопления T ; $u(t)$ — напряжение на входе коррелятора. В дальнейшем обозначим: $u_0(t) = u_{\text{ш}}(t)$ — напряжение на входе коррелятора в отсутствие принятого сигнала; $u_1(t) = u_{\text{пр}}(t) + u_{\text{ш}}(t)$ — напряжение на входе коррелятора при наличии принятого сигнала; $u_{\text{пр}}(t)$ — принятый сигнал; $u_{\text{оп}}(t)$ — опорный сигнал; $u_{\text{ш}}(t)$ — напряжение шума; $u_{\text{порог}}$ — пороговый сигнал.

Изменим структуру этой схемы. В качестве опорного возьмем сигнал, полученный в предыдущем периоде наблюдения и задержанный на время $T_{\text{п}}$ (рис.2,б). В результате принятый сигнал сравнивается не с излучаемым сигналом, который в классическом корреляторе используется как опорный, а с таким же сигналом, отраженным от цели. При этом шум, на фоне которых приняты сигналы в двух соседних периодах повторения, будут не коррелированы. В результате параметром, определяющим эффективность такого корреляционного приемника, становится форма сигнала. Этот вид обработки назовем череспериодной корреляционной обработкой (ЧПКО).

Конечно, на качество ЧПКО будет влиять ряд факторов: перемещение цели, произошедшее за время $T_{\text{п}}$; соответствие размера временного строба, в котором производится обработка, длине цели в пространстве; справедливость применения нормального распределения для описания белого шума в сверхширокой полосе частот и т. п. Оценка этих факторов будет сделана позднее. А сначала, для определения общих закономерностей, рассмотрим ЧПКО сигнала, принятого от неподвижной цели. При этом на оба входа коррелятора поступают некоррелированные шумы, имеющие одинаковое нормальное распределение с нулевым математическим ожиданием и дисперсией $\sigma^2 = N_0 \Delta f$, где Δf — полоса СШП сигнала,

а N_0 — спектральная плотность мощности шума. Для оценки эффективности ЧПКО используем критерий Неймана—Пирсона.

Характеристики обнаружения, полученные при ЧПКО, сравним с характеристиками обнаружения полностью известного сигнала с фиксированной длительностью на фоне белого шума, полученными для классического оптимального обнаружителя [3,4].

Известно, что такой обнаружитель формирует отношение правдоподобия, из которого находится алгоритм оптимального обнаружения, реализуемый в виде корреляционного интеграла

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

Характеристики обнаружения определяются взаимным расположением функций распределения напряжения на выходе коррелятора при отсутствии W_0 и наличии W_1 принятого сигнала и уровнем порога. Поскольку шум на входе имеет нормальное распределение и закон этого распределения в данной схеме не изменяется при прохождении шума через элементы коррелятора, функция распределения шума на выходе остается нормальной и определяется средним значением и дисперсией.

При отсутствии принятого сигнала

$$u_{\text{вых}}(T) = \frac{2}{N_0} \int_0^T u_{\text{ш}}(t) u_{\text{оп}}(t) dt.$$

Функция распределения W_0 этого напряжения имеет нулевое среднее значение, а ее дисперсия линейно зависит от величины опорного сигнала [4]. Таким образом, опорный сигнал влияет на уровень порога, определяющего заданную вероятность ложных тревог.

При наличии принятого сигнала

$$u_{\text{вых}}(T) = \frac{2}{N_0} \left[\int_0^T u_{\text{оп}}(t) u_{\text{пр}}(t) dt + \int_0^T u_{\text{оп}}(t) u_{\text{ш}}(t) dt \right].$$

Первый интеграл в этом выражении определяет ненулевое среднее значение, которое получает выходная функция распределения W_1 . Второй интеграл определяет дисперсию этой функции, которая равна дисперсии функции W_0 .

В общем случае эта дисперсия также зависит от времени интегрирования T . Однако при согласовании полосы приемника с длительностью интегрируемого сигнала эта зависимость отсутствует. На рис. 3 показано взаимное расположение функций W_0 и W_1 на выходе классического коррелятора в зависимости от величины опорного и принятого сигналов. На рисунке хорошо видно влияние опорного сигнала на дисперсию этих функций и на уровни порога^{*)}.

В случае ЧПКО напряжение на выходе корреля-

^{*)} Конечно, при принятии мер по стабилизации уровня ложных тревог с помощью нормирования дисперсии выходного напряжения, значение порога будет оставаться постоянным при изменении амплитуды опорного сигнала. Но это изменение все равно будет влиять на отношение сигнал-шум на выходе коррелятора.

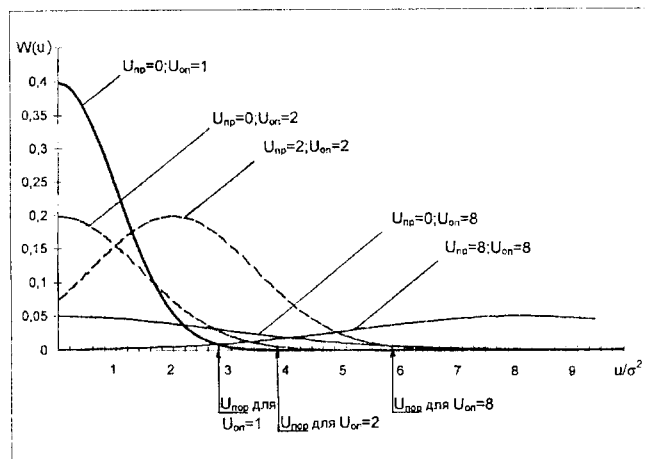


Рис. 3

лятора

$$u_{\text{вых}}(T) = \frac{2}{N_0} \int_0^T u(t)u(t-T_{\text{п}})dt.$$

При отсутствии принятого сигнала

$$u_{\text{вых}}(T) = \int_0^T u_{\text{ш1}}(t)u_{\text{ш}}(t-T_{\text{п}})dt = \int_0^T u_{\text{ш1}}(t)u_{\text{ш2}}(t)dt.$$

В отличие от классического коррелятора это выходное напряжение является произведением двух нормально распределенных и некоррелированных шумов, полученных в двух соседних периодах повторения. Функция распределения W_0 этого напряжения определяет величину порога, необходимого для получения заданной вероятности ложных тревог. Эта величина в ЧПКО постоянна, поскольку не зависит от опорного сигнала.

При наличии принятого сигнала

$$u_{\text{вых}}(T) = \frac{2}{N_0} \left[\int_0^T u_{\text{пр}}(t)u_{\text{пр}}(t)dt + \int_0^T u_{\text{пр}}(t)u_{\text{ш1}}(t)dt + \int_0^T u_{\text{пр}}(t)u_{\text{ш2}}(t)dt + \int_0^T u_{\text{ш1}}(t)u_{\text{ш2}}(t)dt \right].$$

Первый интеграл, как и в предыдущем случае, определяет ненулевое среднее значение выходной функции распределения W_1 , второй и третий — дисперсию этой функции на выходе коррелятора, возникающую при наличии принятого сигнала, четвертый — вид этой функции распределения.

Для расчета характеристик обнаружения найдем функции распределения W_0 и W_1 , получаемые при ЧПКО. Для этого рассмотрим, как преобразуются функции распределения нормальных шумов, поступающих на вход коррелятора, при их прохождении через элементы коррелятора: перемножитель и интегратор.

Функция распределения произведения нормально распределенных случайных величин $y = u_1 u_2$, описывающая процесс на выходе перемножителя в отсутствие сигнала, для коррелированных случайных величин u_1 и u_2 , имеющих коэффициент корреляции R и дисперсии σ_1^2 и σ_2^2 , получена в [5]

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

где $K_0(x)$ — функция Бесселя 2-го рода нулевого порядка от мнимого аргумента [6].

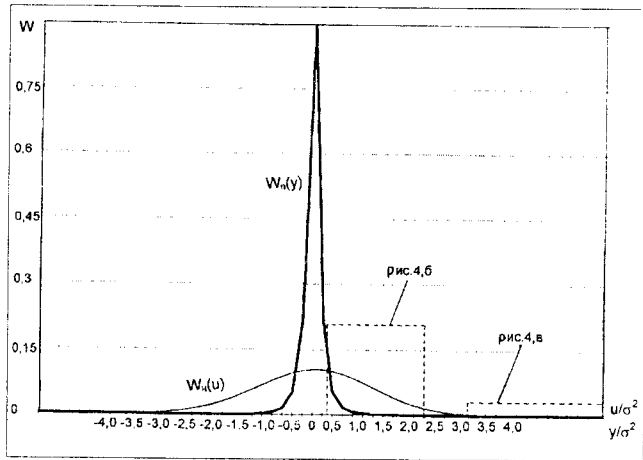
В нашем случае $R=0$, $\sigma_1^2 = \sigma_2^2$ и выражение для $W_{\text{п}}(y)$ существенно упрощается

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

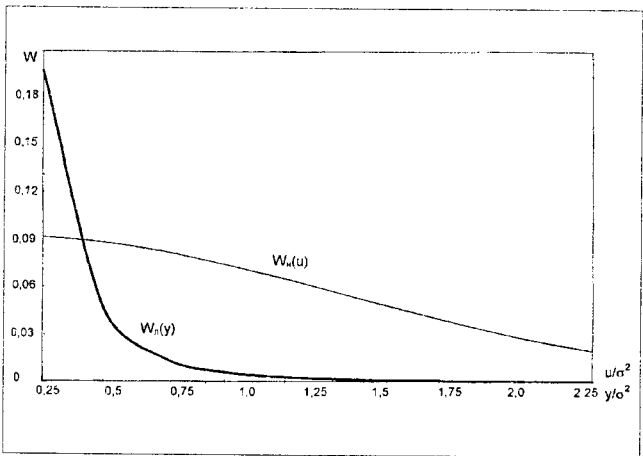
Функция распределения $W_{\text{п}}(y)$ представлена на рис. 4,а. Там же приведена функция распределения нормальной случайной величины $W_{\text{н}}(u)$, нормированная по площади с $W_{\text{п}}(y)$. Сравнение этих функций показывает, что произведение нормальных шумов имеет меньший разброс относительно среднего значения по сравнению с исходным нормальным шумом, существующим на входе коррелятора. Физически это объясняется тем, что выбросы одного шума при перемножении нивелируются низким уровнем 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 $W_{\text{п}}(y)$ значительно превышает протяженность “хвостов” функции распределения $W_{\text{н}}(u)$ (рис 4,б и в). Это обстоятельство весьма важно для ЧПКО, поскольку при заданной вероятности ложных тревог уровень необходимого порога, определяемый функцией $W_{\text{п}}(y)$, может оказаться значительно выше того же уровня, определяемого функцией $W_{\text{н}}(u)$.

Полученное в перемножителе произведение шумов подается в интегратор. Вид функции распределения этого произведения на выходе интегратора зависит от времени интегрирования T . В соответствии с центральной предельной теоремой при интегрировании эта функция распределения будет все больше приближаться к нормальной, а ее дисперсия будет расти пропорционально времени интегрирования.

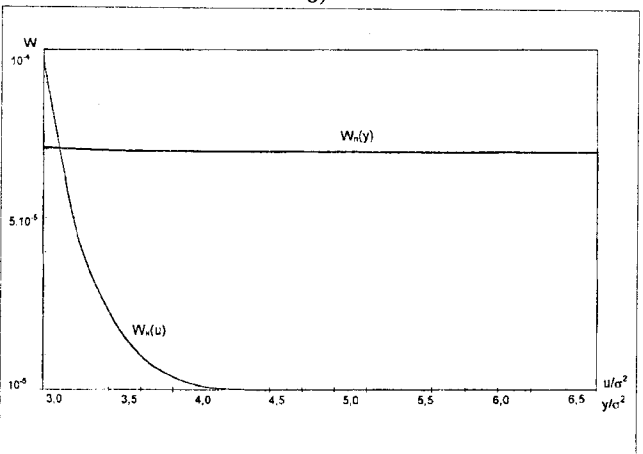
В случае ЧПКО СШП сигнала время интегрирования определяется не длительностью излученного сигнала, как это имеет место при классической



а)



б)



в)

Рис. 4

корреляционной обработке узкополосного сигнала, а физической длиной цели L , образующей ее портрет, и равно $T=L/c$, где c — скорость света. При длительности СШП импульса $\tau=1$ нс реальные цели могут занимать от 10 до 100 элементов дальности, а T составляет от 10τ до 100τ соответственно. Такого времени может оказаться недостаточно для полной нор-

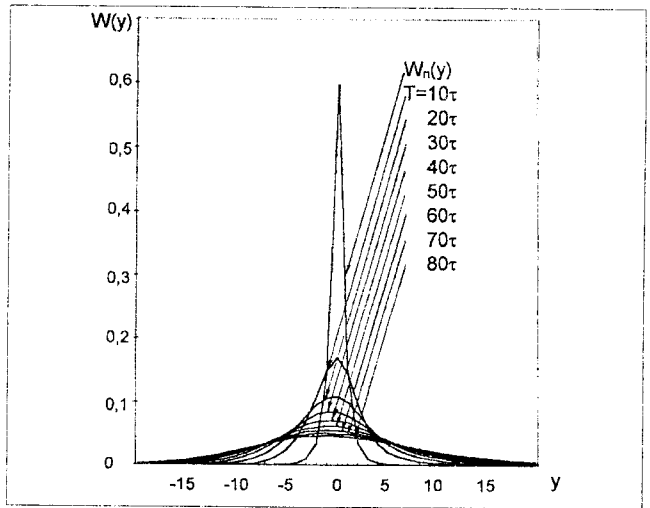


Рис. 5

мализации функции распределения произведения нормальных шумов $W_n(y)$. 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 10τ до 80τ (через 10τ), приведен на рис.5.

Получение аналитического решения, описывающего функцию распределения на выходе интегратора при входной функции распределения, имеющей закон, отличающийся от нормального, представляет значительную трудность. Как указано в [7] “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”. Поэтому для получения функций распределения W_0 и W_1 на выходе ЧПКО и построения по ним характеристик обнаружения использовано математическое моделирование.

Характеристики обнаружения при ЧПКО для сигнала, отраженного от неподвижной цели, занимающей 40 элементов дальности, при вероятностях ложных тревог 10^{-2} и 10^{-4} приведены на рис.6. Для сравнения на этом рисунке даны характеристики обнаружения классического коррелятора для детерминированного (полностью известного) сигнала при тех же вероятностях ложных тревог.

Анализ полученных характеристик показал следующее. Характеристики обнаружения при ЧПКО для относительно большой вероятности ложных тревог близки к характеристикам обнаружения классического коррелятора. При уменьшении заданной вероятности ложных тревог различие в положении характеристик увеличивается. Это происходит из-за того, что при уменьшении этой вероятности увеличивается разница между уровнями порогов ЧПКО и классического коррелятора. Благодаря

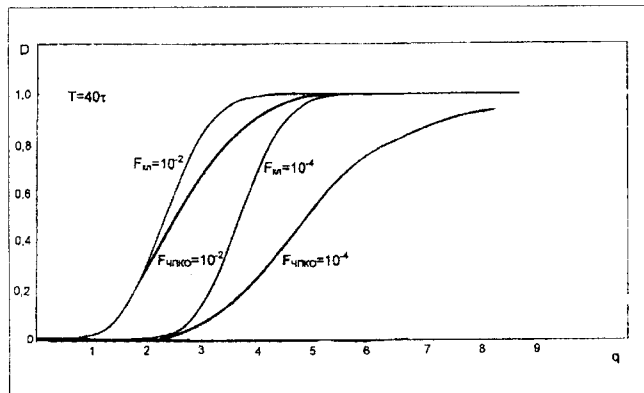


Рис. 6

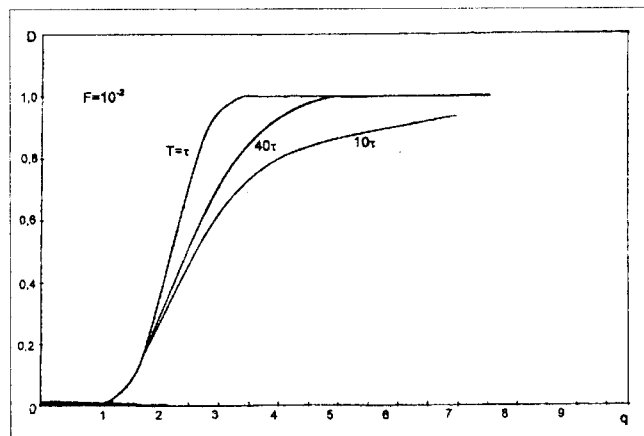


Рис. 7

большой протяженности “хвостов” функции распределения $W_{\text{п}}(u)$ порог при ЧПКО повышается намного быстрее, чем порог классического коррелятора.

С другой стороны, с увеличением времени интегрирования T происходит нормализация распределения $W_{\text{п}}(u)$. Поэтому характеристики обнаружения при ЧПКО будут зависеть от времени интегрирования. Пример таких характеристик для вероятности ложных тревог 10^{-2} и разного времени интегрирования представлен на рис.7. Характеристика обнаружения при $T=\tau$ соответствует классическому коррелятору.

Несомненным преимуществом приемника ЧПКО является возможность оптимальной обработки неизвестного сигнала. Это относится к любым видам локационных сигналов, в том числе и узкополосным.

Выше был рассмотрен случай неподвижной цели. При ее движении возникает проблема, связан-

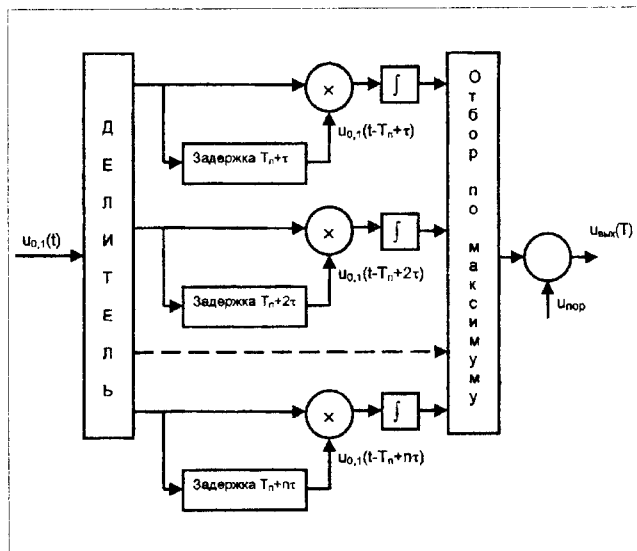


Рис. 8

ная с переходом цели из одного элемента разрешения в другой за время периода следования импульсов. Эта проблема может быть решена с помощью многоканальной системы (рис.8), позволяющей производить оптимальное обнаружение цели при ее смещении по дальности. Аналогичная многоканальная система может быть использована для выбора оптимального времени интегрирования T при обнаружении целей с различной физической длиной L .

Литература

1. Иммогеев И.Я. Сверхширокополосная (СШП) локация: основные особенности и отличия от традиционной радиолокации. — Электромагнитные волны и электронные системы, 1997, т.2, №1.
2. Introduction to Ultra-Wideband Radar Systems. Edited by James D. Taylor. — CRC Press. Boca Raton, Ann Arbor, London, Tokyo, 1995.
3. Сосулин Ю.Г. Теоретические основы радиолокации и радионавигации: — М.: Радио и связь, 1992.
4. Гуткин Л.С. Теория оптимальных методов радиоприема при флуктуационных помехах. — М.: Сов. радио, 1972.
5. Левин Б.П. Теория случайных процессов и ее применение в радиотехнике. — М.: Сов. радио, 1960.
6. Ватсон Г.Н. Теория бесселевых функций. — М.: ИЛ, 1949.
7. Левин Б.П. Теоретические основы статистической радиотехники. — М.: Радио и связь, 1989.

Поступила 3 апреля 1998 г.