

## ОСОБЕННОСТИ, ПРОБЛЕМЫ И ВОЗМОЖНОСТИ СВЕРХШИРОКОПОЛОСНОЙ РАДИОЛОКАЦИИ

Г.В. Ермаков, Д.С. Калугин, Д.М. Литовченко, А.В. Рогуля  
(Харьковский университет Воздушных Сил)

*Рассмотрены проблемные вопросы при создании сверхширокополосной РЛС. Проведен анализ литературы и обобщены вопросы генерации, излучения, распространения и обработки сигналов видеоимпульсного типа. Дана оценка современному состоянию и определены перспективные возможности короткоимпульсной радиолокации.*

***радиолокационная станция, сверхширокополосный, короткоимпульсный сигнал, наносекундная длительность***

**Постановка проблемы.** По мнению зарубежных военных экспертов, для защиты особо важных объектов от ударов с воздуха необходима интегрированная эшелонированная система ПВО, так как средства воздушного нападения (СВН), оснащенные высокоточным оружием, могут иметь сверхзвуковую скорость и малую эффективную площадь рассеяния, что затрудняет их поражение [1]. Немаловажная роль в борьбе с СВН отводится зенитно–ракетным комплексам (ЗРК) ближнего действия (дальность стрельбы до 20 км). Примером тому могут служить боевые действия в Югославии, где в основном использовались мобильные ЗРК "Куб" и "Стрела". Их радиолокационные станции (РЛС) целеуказания включались на короткий промежуток времени, необходимый для захвата цели и пуска ракеты, после чего ЗРК быстро меняли свои позиции [2].

Однако применение РЛС ЗРК становится все более опасным в связи с разработкой высокоскоростных противорадиолокационных управляемых ракет (ПРУР), способных поражать станцию даже после ее выключения, используя последние данные о координатах РЛС. Так, по данным наблюдателей в Югославии, если выходила в «эфир» РЛС, то менее чем за 1 минуту по ней производились запуски более чем 30 ПРУР [2].

Наличие и использование ПРУР, а теперь и беспилотных летательных аппаратов, вызывает необходимость использования в составе ЗРК дополнительных оптоэлектронных систем (ОЭС) обнаружения и сопровождения (инфракрасные датчики, лазерные дальномеры, тепловизионные системы). Такие системы работают в микрометровом диапазоне (5 –

15 мкм) волн на ограниченных (до 20 км) дальностях. Использование таких пассивных оптоэлектронных средств наряду с активными радиолокационными необходимо в первую очередь для увеличения информационной пропускной способности радиолокационного канала при ведении боевых действий.

Однако использование ОЭС имеет ряд существенных недостатков:

- возможность работы по теплоизлучающим объектам;
- возможность работы только при ясной погоде;
- простота маскировки цели дымами и ложными излучателями;
- наличие оператора в контуре управления.

Одним из возможных выходов из сложившейся ситуации является применение сверхширокополосных (СШП) сигналов наносекундной длительности. Ширина спектра такого сигнала может составлять единицы ГГц. В отличие от традиционных широкополосных сигналов с внутриимпульсной модуляцией, нижняя частота спектра зондирующего СШП сигнала составляет сотни МГц, которая ограничена геометрическими размерами антенной системы.

Особенности формирования радиолокационного поля при СШП локации изучены на сегодняшний день достаточно подробно, однако разрозненные данные о генерации, излучении, распространении, рассеянии и обработке СШП сигналов не позволяют в полной мере оценить преимущества таких сигналов по сравнению с используемыми в традиционной радиолокации. Поэтому **целью** данной статьи является обобщение и систематизация известных результатов относительно получения радиолокационной информации при использовании СШП сигналов видеопульсного типа.

**Анализ характеристик и вариантов построения источников СШП сигналов наносекундной длительности.** В настоящее время имеется значительное количество работ по формированию сигналов субнаносекундной длительности [3 – 6].

Создание СВЧ генераторов на основе мощных излучателей вакуумной сильноточной электроники позволяют формировать электромагнитное излучение наносекундной длительности с различными частотными и энергетическими характеристиками (табл. 1)

В табл. 1 представлены результаты [3], позволяющие дать сравнительную оценку излучателей по частоте ( $f$ ), излучаемой мощности ( $P_{и}$ ), коэффициенту полезного действия (КПД).

Из таблицы видно, что представленные типы генераторов позволяют формировать излучение достаточно высокой пиковой мощности и неким КПД.

Таблица 1

## Характеристики СВЧ генераторов

Типы генераторов	$f$ , ГГц	$P_{и}$ , ГВт	КПД, %
Виркатор	2 – 20	0,1 – 1	2 – 5
Карсиноотрон	1	0,1 – 1	10 – 15
Убитрон	1 – 100	0,1 – 1	10 – 15
Магнетрон	3 – 8	0,5 – 1	25 – 30
Виртод	3 – 10	0,5 – 1	15 – 20
Лампа бегущей волны	30 – 40	0,5 – 1	15 – 20

Характерной особенностью таких генераторов является высокая частота генерируемых колебаний и резонансный характер процесса энергообмена электронов пучка и возбуждаемого электромагнитного поля, что не позволяет применять их для формирования СШП сигнала. Такие генераторы, однако, могут быть использованы при функциональном подавлении бортовой аппаратуры СВН, т.е. в случае отсутствия требований по ограничению нижней частоты спектра.

Для возбуждения СШП импульса могут быть использованы ударные (нерезонансные) известное в физике спонтанное переходное излучение электронных сгустков, которое возникает при прохождении заряженной частицы через импедансную неоднородность.

Известно [7], что характерным при переходном излучении точечной заряженной частицы, влетающей в экран и вылетающей из него, является широкий частотный спектр рассеиваемого электромагнитного поля с постоянной спектральной плотностью. Из этого следует, что  $\delta$ -образный ток точечной частицы возбуждает сигнал такой же формы, т.е. импульс электромагнитного поля переходного излучения должен иметь форму, близкую к форме импульса тока пучка. Модулированные пучки (последовательности сгустков электронов) могут быть получены с помощью линейных ускорителей. При этом коэффициент полезного действия будет составлять десятки процентов.

Принципиальная схема пучкового излучателя представлена на рис. 1.

Формирующая линия создает короткий (менее 1 нс) импульс напряжения (0,5 – 1 МВ), который подается на сильноточный катод. При превышении в анодно-катодном пространстве диода напряженности электрического поля (порядка 100 – 200 КВ/см) возникает взрывная эмиссия. Ускоренный электрическим полем диода сильноточный электронный сгусток распространяется в камере дрейфа по направлению к проводящему экрану и выводится в свободное пространство. При пересечении сгустком

электрической неоднородности (проводящего экрана) возникает интенсивное переходное излучение. При этом излучается сам электронный сгусток, а также излучают токи, наведенные в экране.

Недостатком таких генераторов являются значительные массо-габаритные характеристики, а также сложность изготовления и высокая стоимость.

Особый интерес представляет случай,

когда возможно полное исключение линии передачи за счет соединения генератора с излучающей структурой: полосковый генератор-излучатель [8] и траватрон [9]. В состав полоскового генератора-излучателя входят: высоковольтный генератор импульсного напряжения (генератор Маркса), зарядное устройство, две пластины, представляющие собой ТЕМ-рупор и являющиеся частью генератора-излучателя.

Генератор импульсного напряжения (ГИН), собранный по схеме умножения напряжения, состоит из  $n$  каскадов. Каждый каскад генератор импульсного напряжения содержит конденсатор  $C_0$ , два сопротивления  $R_0$  и разрядник. Все конденсаторы заряжаются параллельно и синхронно через сопротивление зарядного устройства от высоковольтного источника питания. При нарастании напряжения на емкостях  $C_0$  до напряжения пробоя разрядных промежутков  $U_0$  срабатывают разрядники. Одновременный съем напряжения с  $n$  параллельно соединенных емкостей  $C_0$  обеспечивает на выходе генератора импульсного напряжения импульс напряжения  $U_{\Sigma} = nU_0$  при суммарной (в «ударе») емкости  $C_{\Sigma} = C_0/n$ . Результаты экспериментальных исследований [8] показывают, что длительность СШП сигнала составляет порядка 6 – 7 нс (по уровню 0,1 от максимального значения амплитуды сигнала), средняя длина волны составляет 30 см, пиковое значение мощности – около 50 МВт.

Еще один генератор-излучатель, называемый траватроном, представляет собой отрезок коаксиальной линии, в которой вдоль центрального проводника расположен многоэлементный разрядник (рис. 2). Схе-

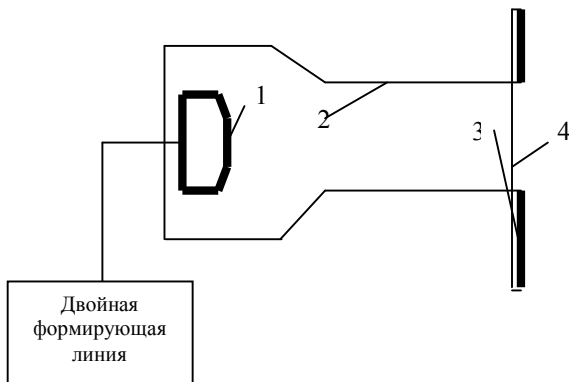


Рис. 1. Схема пучкового излучателя СШП сигнала  
(1 – катод, 2 – камера дрейфа,  
3 – излучающий экран, 4 – фольга)

ма представляет собой сложный емкостной делитель напряжения.

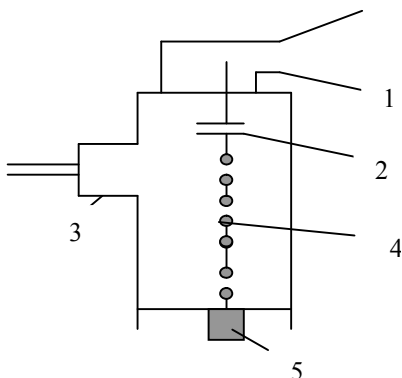


Рис. 2. Траватрон (1 – излучатель – рупор; 2 – заграждающий конденсатор для напряжения постоянного тока; 3 – индуктивный входной фидер; 4 – высоковольтные переключающие разрядники; 5 – поглощающая нагрузка)

Отличительной особенностью полоскового генератора–излучателя и траватрона является простота конструкции и высокий КПД преобразования постоянного тока в напряжение высокочастотных колебаний. Использование таких генераторов импульсов существенно упрощают решение проблемы согласования, однако оставляет нерешенной задачу симметрирования.

Необходимо отметить, что общим недостатком является отсутствие теоретических исследований, увязывающих

параметры генерируемого импульса (крутизна фронтов и длительность) с параметрами излучаемого СШП сигнала.

**Сравнительный анализ характеристик антенных систем.** При анализе конструкций и характеристик известных антенных систем в качестве признака, определяющего принадлежность антенны к тому или иному классу, может быть выбрано соотношение между пространственной длительностью импульса ( $c\tau_{и}$ , где  $c$  – скорость света,  $\tau_{и}$  – длительность импульса) и геометрическими размерами антенны:

$$\zeta = \frac{c\tau_{и}}{\Lambda}, \quad (1)$$

где  $\Lambda$  – размер антенны.

Антенны, для которых выполняется условие  $\zeta \gg 1$ , относятся к классу элементарных излучателей и довольно подробно описаны в литературе [10, 11]. Из-за малых относительных размеров доля энергии, излученная за один проход возбуждающего импульса по антенне, будет мала. Такие антенны могут быть использованы в качестве датчиков при проведении антенных измерений.

Антенны с  $\zeta \approx 1$  относятся к классу квазрезонансных антенн. Они лишены недостатков, присущих элементарным излучателям и обладают более высоким КПД. «Квазирезонансные» антенны находят широкое при-

менение в системах подповерхностного зондирования, где необходимы антенны с достаточно высоким КПД, малыми относительными размерами и незначительным искажением формы сигнала при излучении [12, 13].

Для достижения высокого коэффициента усиления, необходимого для определения целей, когда они находятся на больших расстояниях от локатора, необходимо использовать антенные системы поверхностного типа с  $\zeta \ll 1$ . Высокая направленность способствует получению высокой разрешающей способности РЛС по угловым координатам, а также позволяет достичь достаточно большой плотности потока мощности электромагнитного поля сигнала вблизи цели, тем самым ослабляя требования к энергетическому потенциалу РЛС. Кроме этого, большие электрические размеры таких антенн позволяют свести к минимуму эффекты, связанные с искажениями сигнала вследствие увеличения времени на излучение, а также при оптимальном выборе конструкции излучателя достигать плавного перехода от выходного сопротивления генератора к волновому сопротивлению свободного пространства [14, 15].

На рис. 3 представлена конструкция экспоненциального ТЕМ-рупора, геометрические размеры и профили которого имеют вид:

$$y = 0,005 \exp(2,9 z);$$

$$x = 0,075 \exp(0,46 z);$$

$$L = 1,5 \text{ м [15];}$$

$$\alpha = 15^\circ.$$

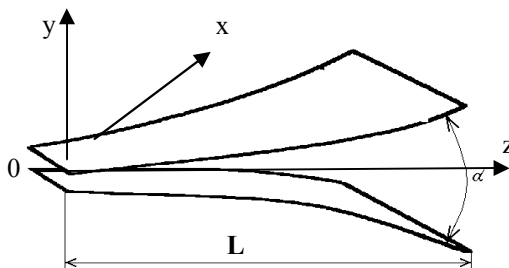


Рис. 3. Конструкция экспоненциального ТЕМ-рупора

Точный электродинамический анализ пространственных характеристик ТЕМ-рупора показал, что ширина его пиковой диаграммы направленности (ДН) в Е-плоскости составляет порядка  $30^\circ$  и  $110^\circ$  в Н-плоскости.

С целью возможности увеличения коэффициента направленного действия (КНД) был проведен ряд расчетов пространственных характеристик для СШП зеркальных антенн и антенных решеток (АР), которые состоят из разного количества элементов [14, 16]. Пиковые амплитудные ДН АР, излучателями которой являются ТЕМ-рупоры (рис. 3), представлены на рис. 4, 5.

Результаты расчетов наглядно показывают, что при использовании АР имеется возможность создания остронаправленных антенных систем. Из анализа пространственно-временных характеристик АР и зеркальных антенн следует, что при одинаковых линейных размерах апертур ( $10 \text{ ст}_и$ )

ширина пиковой ДН в Е-плоскости приблизительно одинаковая и составляет  $8^\circ$ , уровень бокового фона составляет  $-20$  дБ, КНД по пиковой мощности составляет  $D_{\max} \approx 120$ . Однако зеркальная антенна имеет ряд несомненных преимуществ:

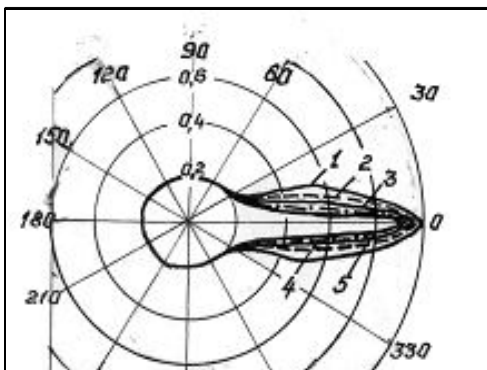


Рис. 4. Пиковая ДН 2-элементной АР

1) относительная простота конструкции;

2) форма излучаемого сигнала в пределах главного лепестка имеет меньшие искажения, чем в рассмотренной АР;

3) относительная простота расчетов.

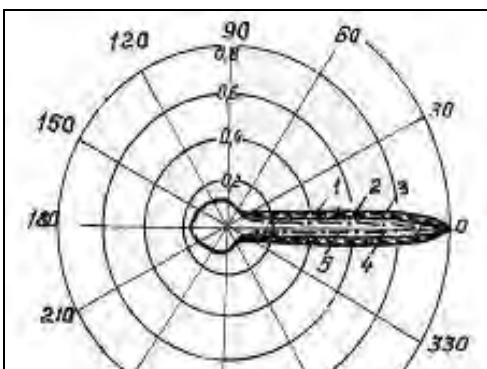


Рис. 5. Пиковая ДН5-элементной АР  
(1 –  $d = 1,62$  м; 2 –  $d = 1,72$  м; 3 –  $d = 1,82$  м;  
4 –  $d = 1,92$  м; 5 –  $d = 2,02$  м;  $d$  – шаг решетки)

В то же время, недостатком СШП зеркальной антенны является невозможность увеличения излучаемой мощности как в активной АР (за счет сложения полей от отдельных элементов), а также отсутствует возможность управления лучом. Это несколько ограничивает возможности применения зеркальных антенн при больших дальностях.

**Распространение СШП сигналов в тропосфере.** Существенная несинусоидальность СШП сигналов приводит к потере наглядности их представления с помощью понятий фазы и комплексной амплитуды (огibaющей). Введение же новых понятий, например, секвенты (среднего числа пересечений нуля знакопеременной функцией) не всегда удобно и достаточно.

Рассматривая вещественные модели СШП радиосигналов с интегрируемой энергией как элементы пространства  $L^2$ , степень искажения таких сигналов можно определять как расстояние между начальным и

искаженным сигналами в метрике этого пространства, сводя ее нахождение к вычислению их корреляционной функции. Недостатком такого подхода является явная недостаточность вводимой таким образом характеристики искажений СШП сигналов и отсутствие связи ее с любыми имеющими физический смысл параметрами.

Количественную оценку таких искажений можно дать [17], используя значения временных моментов, определяемых посредством формул ( $k = 1, 2, \dots$ ):

$$\overline{t^k(z)} = \int_{-\infty}^{\infty} dt t^k w(z, t), \quad (2)$$

где роль плотности вероятности играет функция

$$w(z, t) = \frac{E^2(z, t)}{\int_{-\infty}^{\infty} dt E^2(z, t)}.$$

Первые из моментов (2) имеют прозрачную физическую трактовку. Так,  $\overline{t(z)}$  описывает изменение с расстоянием  $z$  “центра тяжести” импульса, а величина  $\delta t(z) = \sqrt{\overline{t^2(z)} - \overline{t(z)}^2}$  представляет собой “средне-квадратичную” ширину (эффективную длительность) импульса, наблюдаемого на расстоянии  $z$  от источника. Теоретико-вероятностная терминология при этом соответствует трактовке черты сверху в (2) как операции усреднения с весом  $w(z, t)$ .

В [17] предложена модель излучаемого источником импульса  $E(t) = E(z = 0, t)$  вида (рис. 6)

$$E(t) = E_0(t/T)^n \left\{ M^{n+1} \exp[-(Mt/T)^m] - \exp[-(t/T)^m] \right\} H(t), \quad (3)$$

где  $H(t)$  – единичная функция Хевисайда.

Для модели (3) выполняется равенство нулю спектра на нулевой частоте

$$E(\omega = 0) = \int_{-\infty}^{\infty} dt E(t) = 0$$

и сохраняются преимущества, связанные с ее соответствием виду начального импульса и простотой аналитических расчетов.

Имеющий размерность параметр  $T$  и безразмерные величины  $M > 1$ ,  $m > 1$ ,  $n > 0$  влияют как на форму, так и на длительность СШП сигнала.

При проведении численных расчетов искажений СШП сигналов в тропосфере Земли задавались стандартные значения давления  $p = 1013,25$  мбар



и температуры воздуха  $T = 298^\circ \text{ К}$  и относительная влажность  $RH = 25\%$ .

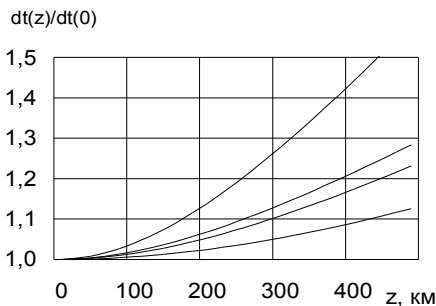


Рис. 6. Форма СШП сигнала

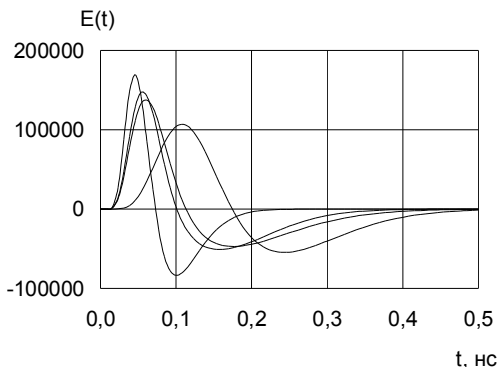


Рис. 7. Уширение СШП сигнала

Используя процедуру быстрого преобразования Фурье, было рассчитано как функции расстояния от источника  $z$  относительное уширение СШП импульса  $\delta t(z)/\delta t(0)$  (рис. 7).

Все, представленные на рис. 6 сигналы имеют различные параметры  $M$ ,  $m$ ,  $n$ , а длительность каждого составляет 1 нс. Импульсу с наибольшим значением максимального пика на рис. 6 соответствует верхняя кривая рис. 7, а импульсу с наименьшим значением максимального пика на рис. 6 соответствует нижняя кривая рис. 7.

СШП сигнал с наиболее крутыми фронтами имеет амплитудно-частотный спектр, наиболее сдвинутый в сторону высоких частот (по отношению к остальным сигналам).

Учитывая то обстоятельство, что основная, за исключением высокочастотных хвостов, часть спектров всех четырех рассматриваемых импульсов лежит левее первой линии поглощения водяного пара на частоте 22,2 ГГц, т.е. на участке, где затухание каждой спектральной компоненты СШП сигнала возрастает с частотой, можно качественно объяснить характер кривых, представленных на рис. 7.

При таком соотношении спектров сигнала и поглощения основным эффектом при распространении СШП сигнала в ясной (без гидрометеоров) тропосфере является преимущественное ослабление более высокочастотных компонент его спектра, что во временной области приводит к его уплощению и уширению. Естественно, что этот эффект более ярко выражен для того из рассматриваемых СШП сигналов, чей спектр наи-

более сдвинут в сторону высоких частот. Эти соображения позволяют исходя из временной структуры сигнала на рис.6 однозначно предсказать зависимость от начальной формы уширения импульсов (рис. 7) и его затухания.

Таким образом, несмотря на то, что для СШП сигналов теряют наглядность и смысл понятия комплексной огибающей (т.е. амплитуды и фазы), спектр (и даже его модуль, так как влияние фазовых сдвигов между гармониками предсказать довольно затруднительно) является хорошо определенной, имеющей физический смысл характеристикой.

**Алгоритмы обработки принимаемых СШП сигналов.** СШП сигналы ультракороткой длительности видеоимпульсного типа не содержат несущих колебаний. Их форма неоднократно меняется в процессе излучения, отражения и приема. Эти изменения определяются как структурой антенны РТС и угловым положением цели, так и количеством и расположением отражателей – "блестящих точек" – на поверхности цели, эффективной поверхностью рассеяния отражателя, его импульсной и поляризационной характеристиками. Изменение формы импульсного сигнала проявляется в изменении его длительности, числа максимумов, их положения, амплитуды и полярности. Форма отраженного от сложной многоточечной цели СШП эхосигнала несет информацию о конфигурации и других свойствах цели. Однако при решении задачи обнаружения такой сигнал является неизвестным. Отсутствие информации о форме эхосигнала не позволяет применить для его обнаружения классические алгоритмы обнаружения. Таким образом, в СШП локации возникает задача обнаружения сигнала неизвестной формы.

Поскольку принимаемый сигнал является портретом цели (разрешающая способность СШП сигнала с шириной спектра 1 ГГц составляет 15 см), форма которого в общем случае неизвестна и зависит от целого ряда случайных параметров, то принимаемый СШП сигнал можно рассматривать в виде случайного нормального процесса с нулевым средним  $\langle m_c \rangle = 0$ . Дискретизировав сигнал в соответствии с теоремой Котельникова, зададимся дисперсией случайного процесса –  $\sigma_c^2$ .

Считаем, что собственный шум тракта представляет собой случайный стационарный гауссовский процесс с нулевым средним  $\langle m_p \rangle = 0$  и дисперсией  $\sigma_p^2$ . Предполагаем, что в полосе пропускания канала различные дискреты некоррелированы между собой.

Таким образом, задачу обнаружения СШП сигнала можно свести к известной задаче обнаружения некоррелированной последовательности

на фоне другой некоррелированной последовательности. Алгоритм решения подобной задачи описан [18].

Функция правдоподобия для задачи обнаружения в данном случае имеет вид:

$$\Theta = \frac{p_{cp}(y)}{p_p(y)} = \frac{\sigma_c^K}{\sigma_p^K} \exp\left(-\frac{S}{2}\right), \quad (4)$$

где

$$S = \frac{\sigma_c^2}{\sigma_p^2(\sigma_c^2 + \sigma_p^2)} \sum_{i=1}^K y_i^2; \quad (5)$$

$y_i$  – реализации принятого сигнала.

Решение о наличии или отсутствии сигнала можно принять по величине  $S$ , поскольку  $\Theta$  есть монотонно возрастающая функция  $S$ . Формула (5) показывает, что оптимальный приемник обнаружения СШП сигнала является нелинейным устройством. В данном случае приемник должен суммировать квадраты выборок выходного сигнала.

Для определения характеристик обнаружения по критерию Неймана–Пирсона (вероятностей ложной тревоги  $F$  и правильного обнаружения  $D$ ) будем считать что величина  $S$  подчиняется  $\chi^2$ -распределению с  $2L$  степенями свободы [18], имеющему вид

$$p(S, \sigma^2) = \frac{1}{2\sigma^2 \Gamma(L)} \left(\frac{S}{2\sigma^2}\right)^{L-1} \exp\left(-\frac{S}{2\sigma^2}\right), \quad (6)$$

где  $\Gamma(L)$  – гамма-функция;  $L = K/2$  – параметр формы;  $K$  – количество импульсов в пачке;  $\sigma^2/2$  – параметр масштаба.

Вероятности ложной тревоги и правильного обнаружения будут

$$F = \int_{Kx_p}^{\infty} p(S, \sigma_p^2) dS = f(x_{пор}); \quad (7)$$

$$D = \int_{Kx_p}^{\infty} p(S, \sigma_c^2) dS = f\left(\frac{x_{пор}}{1+\mu}\right), \quad (8)$$

где  $f(x) = \exp(-x) \sum_{i=0}^{K-1} \frac{x^i}{i!}$  – функция “выживания” распределения Эрланга

с  $\sigma^2 = 1$  [19];  $\mu = \sigma_c^2/\sigma_p^2$  – энергетическое соотношение сигнал-шум;

$x_p = x_{пор} \sigma_p^2$  – фиксированный уровень, обеспечивающий заданную вероятность ложной тревоги  $F$  (7).

Энергия одного импульса, отраженного от цели и принимаемого РТС невелика. Чтобы выделить сигнал на фоне шумов, РТС должна облучать цель последовательностью импульсов, которые впоследствии накапливаются в приемнике, благодаря чему улучшается соотношение сигнал-шум. Чем больше накапливается импульсов, тем больше это отношение.

На рис. 8 приведены рассчитанные по (7) характеристики обнаружения  $D(\sigma_c^2/\sigma_p^2)$  для нескольких значений вероятности ложной тревоги и объемов выборки  $K$  (количество импульсов в пачке).

Для  $K > 1$  они иллюстрируют улучшение характеристик обнаружения за счет накопления  $K$  независимых значений сигнала.

**Выводы.** Рассмотренные вопросы генерации, излучения, распространения в тропосфере и обработки СШП сигналов, возникающие при этом проблемы, а также воз-

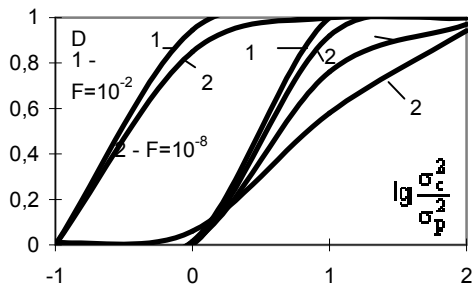


Рис. 8. Характеристики обнаружения

можные пути их решения позволяют сделать выводы о том, что сверхкороткоимпульсная (СШП) радиолокация имеет ряд несомненных преимуществ перед традиционной. Значительное увеличение пропускной способности информационного канала при использовании СШП сигналов позволяют на более высоком уровне решать такие задачи радиолокационного наблюдения, как распознавание и идентификация целей, построение их радиоизображений. Кроме этого повышается возможность скрытности РЛС ЗРК и увеличивается способность комплекса в обнаружении перспективных малозаметных и маловысотных СВН на фоне активных и пассивных помех.

## ЛИТЕРАТУРА

1. Алексеев П. Состояние и перспективы развития зенитных ракетных комплексов ближнего действия за рубежом // *Зарубежное военное обозрение*. – 2003. – № 8. – С. 27 – 32.
2. Ненашев Магда И. Опыт боевого применения крылатых ракет морского базирования США и основные тенденции их развития // *Зарубежное военное обозрение*. – 2003. – № 4. – С. 52–57.
3. Магда И.И., Гадецкий Н.П., Кравцов К.А., Найстетер С.И., Прокопенко Ю.В., Чумаков В.И. // *Материалы 3-ей Крымской конференции "СВЧ-техника и спутниковый прием"*. – Севастополь, 1993. – Т. 5. – С. 599–602.

4. Панов В.В., Саркисян А.П. Некоторые аспекты проблемы создания СВЧ-средств функционального поражения // *Зарубежная радиоэлектроника*. – 1993. – № 10 – 12. – С. 3 – 10.
5. Mesyats G.A., Rukin S.N., Shpak V.G., Yalandin M.I. *Generation of High-Power Subnanosecond Pulses* // *Proc. Of the 4th Ultra-Wideband Short-Pulse Electromagnetics Conference*. – Tel Aviv, Israel. – 1998. – P.1 – 11.
6. Buchenauer C.J., Тyo J.S., Schoenberg S.H. *Aperture Efficiencies of Impulse Radiating Antennas* // *Proc. Of the 4th Ultra-Wideband Short-Pulse Electromagnetics Conference*. – Tel Aviv, Israel. – 1998. – P. 94 – 108.
7. Месяц Г.А. Генерирование мощных наносекундных импульсов. – М.: Сов. радио, 1974. – 256 с.
8. Грачев К.П., Грицов Н.Н., Есаков И.И., Ходатаев К.В. Искровой сверхвысокочастотный генератор-излучатель высокой пиковой мощности // *Радиотехника и электроника*. – 1994. – Вып. 12. – С. 2044– 2049.
9. Новый универсальный радиолокационный передатчик // *Электроника*. – 1970. – Т. 43, № 13. – С. 32.
10. Астанин Л.Ю., Костылев А.А. *Основы сверхширокополосных радиолокационных измерений*. – М.: Радио и связь, 1989. – 422 с.
11. Хармут Х. Ф. *Теория секвентного анализа. Основы и применения*. – М.: Мир, 1980. – 344 с.
12. Daniels D.Y., Guntov D.Y., Scott H.F. // *IEEE Proc. Pt. F.*, 1980. V. 127. P. 278.
13. Масалов С.А., Почанин Г. П., Ротарь С.В. // Сб. «Научное приборостроение в мм и субмм диапазонах радиоволн». – Х.: ИПЭ НАНУ. – 1992. – С. 55.
14. Zamyatin V.I., Yermakov G.V. *The Definition of the Time-Space And Power Performances of the Ultrawideband Antennas* // *Радиофизика и радиоастрономия*. – 2002. – Т. 7, № 4. – С. 375 – 378.
15. Ермаков Г.В. *Электродинамический анализ сверхширокополосных излучающих структур поверхностного типа (Ч. 1)* // *Радиотехника*. – X., 2000. – Вып. 115. – С. 18 – 21.
16. Ермаков Г.В., Антонов Г.С., Шеянов В.Ф. *Анализ пространственно–временных характеристик сверхширокополосных антенных решеток* // *Вестник национального технического университета «ХПИ»*. – 2001. – Вып. 14. – С. 66 – 73.
17. Стадник А.М., Ермаков Г.В. *Атмосферные искажения сверхширокополосных импульсов ультракороткой длительности* // *Радиофизика и радиоастрономия*. – 2000. – Т. 5, № 2. – С. 125 – 131.
18. Вайнштейн А.А., Зубаков В.Д. *Выделение сигналов на фоне случайных помех*. – М.: Сов. радио, 1960. – 188 с.
19. Хастингс Н., Пикок Дж. *Справочник по статистическим распределениям*. – М.: Наука, 1970.

Поступила 6.04.2005

**Рецензент:** доктор физико-математических наук, ст. научный сотрудник В.К. Иванов, Институт радиофизики и электроники НАН Украины, Харьков.