

Ultra-wideband Radar Technology

Edited by James D. Taylor, P.E.

CRC Press

Boca Raton, London, New York, Washington

2000

Сверхширокополосные технологии в радиолокации

Под редакцией Тейлора Д.Д.

Бока Ратон, Лондон, Нью-Йорк, Вашингтон

2000 год

1 Main Features Ultra-Wideband (UWB) Radars and Differences from Common Narrowband Radars

Igor I. Immoreev

CONTENTS

1.1	Introduction.....	1
1.2	Information Possibilities of UWB Radars.....	2
1.3	How UWB Radar Differs from Conventional Radar.....	2
1.4	Moving Target Selection in the UWB Radar and Passive Jamming Protection.....	13
1.5	Short Video Pulse Features in UWB Radar.....	16
	References.....	18

1 Основные особенности сверхширокополосных (СШП) радаров и их отличия от обычных узкополосных радаров

Иммореев И.Я.

СОДЕРЖАНИЕ

1.1.	Введение.....	3
1.2.	Информационные возможности СШП радаров.....	4
1.3.	Основные отличия СШП радаров от традиционных узкополосных РЛС.....	4
1.3.1.	Изменение формы сигнала в процессе локационного наблюдения.....	4
1.3.2.	Зависимость ДН антенны от длительности и формы сигнала.....	6
1.3.3.	ЭПР объектов для СШП сигналов.....	9
1.3.4.	Уравнение дальности для СШП радара.....	12
1.3.5.	Электромагнитная совместимость.....	12
1.4.	Селекция движущихся целей в СШП радаре.....	14
1.5.	Особенности использования энергии коротких видео импульсов в СШП радаре...	15
	Литература.....	19

1.1. Введение

Большинство традиционных радиотехнических систем имеет узкую полосу частот, а в качестве несущего колебания для передачи информации использует гармонические (синусоидальные) сигналы. Причина проста: синусоида является собственным колебанием LC контура - наиболее элементарной и потому распространенной электрической колебательной системы. А резонансные свойства этой системы позволяют легко выполнять частотную селекцию необходимых сигналов. Поэтому частотная селекция является в радиотехнике основным способом разделения информационных каналов, а большинство радиотехнических систем имеет полосу частот, намного меньшую их несущей частоты. Вся теория и практика современной радиотехники опирается на эту особенность.

В тоже время узкая полоса частот ограничивает информативность радиотехнических систем, поскольку количество информации, передаваемой в единицу времени, прямо пропорционально этой полосе. Для повышения информационных возможностей системы необходимо расширять ее полосу частот. Альтернативой является только увеличение времени передачи информации.

Особенно актуальна эта проблема для радиолокации, где время наблюдения за целью всегда очень ограничено. Обычные радары с полосой частот, не превышающей 10% от несущей частоты, практически исчерпали свои информационные возможности. Поэтому одним из путей дальнейшего развития радаров является переход к сигналам с широкой и сверхширокой полосой частот.

Для создания СШП радаров, как и любой другой техники, необходимы некоторые основы теории, позволяющие грамотно рассчитывать их характеристики. Теория также необходима для определения требований к элементам радаров и разработки аппаратуры: устройств формирования, излучения, приема и обработки СШП сигналов. Однако, несмотря на то, что в последние годы появляется все больше литературы по СШП радарам, удовлетворительная и систематизированная теория до сих пор отсутствует. Причина достаточно объективна. Процесс СШП радиолокационного наблюдения значительно отличается от аналогичного процесса при использовании традиционных узкополосных сигналов. Изучение этих отличий позволяет понять, когда традиционная теория радиолокационного обнаружения может быть использована при проектировании СШП радаров, когда этой теорией пользоваться нельзя и необходимо применение новых методов.

В настоящей главе рассматриваются новые информационные возможности, которые дает радарам применение СШП сигналов; основные отличия СШП радаров, связанные с применением таких сигналов, от традиционных узкополосных радиолокационных систем, а также некоторые технические решения, позволяющие реализовать СШП радары.

1.2. Информационные возможности сверхширокополосных радаров

В СШП локации повышение информативности происходит благодаря уменьшению импульсного объема лоатора по дальности. Так, при изменении длительности зондирующего импульса с 1 мкс до 1 нс глубина импульсного объема уменьшается с 300 м до 30 см. Можно сказать, что инструмент, который исследует пространство, становится значительно более тонким и чувствительным.

Уменьшение длительности сигнала в СШП лоаторе позволяет:

повысить точность измерения расстояния до цели и разрешающую способность по дальности; в результате повышается разрешающая способность лоатора по всем координатам, поскольку разрешение целей по одной координате не требует их разрешения по другим координатам;

произвести распознавание класса и типа цели, поскольку принятый сигнал несет информацию не только о цели в целом, но и об ее отдельных элементах;

повысить эффективность и упростить аппаратуру защиты от всех видов пассивных помех – дождя, тумана, аэрозолей, металлизированных полос, поскольку эффективная поверхность рассеяния (ЭПР) помех в малом импульсном объеме становится соизмеримой с ЭПР цели;

устранить интерференционные провалы в диаграмме направленности (ДН) антенны при наблюдении за целью, которая находится под низким углом места, поскольку сигнал, отраженный от цели и сигнал, переотраженный от земли, разделяются во времени, что позволяет произвести их селекцию;

устранить лепестковую структуру вторичных ДН облучаемых целей, так как колебания, отраженные от отдельных частей цели не интерферируют; тем самым повышается вероятность правильного обнаружения цели;

изменить характеристики излучения (ширину и форму диаграммы направленности), изменяя параметры излучаемого сигнала; в том числе получить сверхузкую ДН;

повысить устойчивость лоатора к воздействию внешних узкополосных электромагнитных излучений и помех.

1.3. Основные отличия СШП радаров от традиционных узкополосных РЛС.

1.3.1. Изменение формы сигнала в процессе локационного наблюдения.

Узкополосные - синусоидальные и квазисинусоидальные – сигналы обладают уникальным свойством. При таких широко используемых преобразованиях, как сложение, вычитание, дифференцирование и интегрирование, их форма остается прежней. Здесь и далее под формой

понимается закон изменения сигнала во времени. Преобразованные сигналы могут различаться только амплитудой и сдвигом во времени. В противоположность им у сверхширокополосного сигнала при указанных (и других) преобразованиях изменяются не только параметры, но и форма.

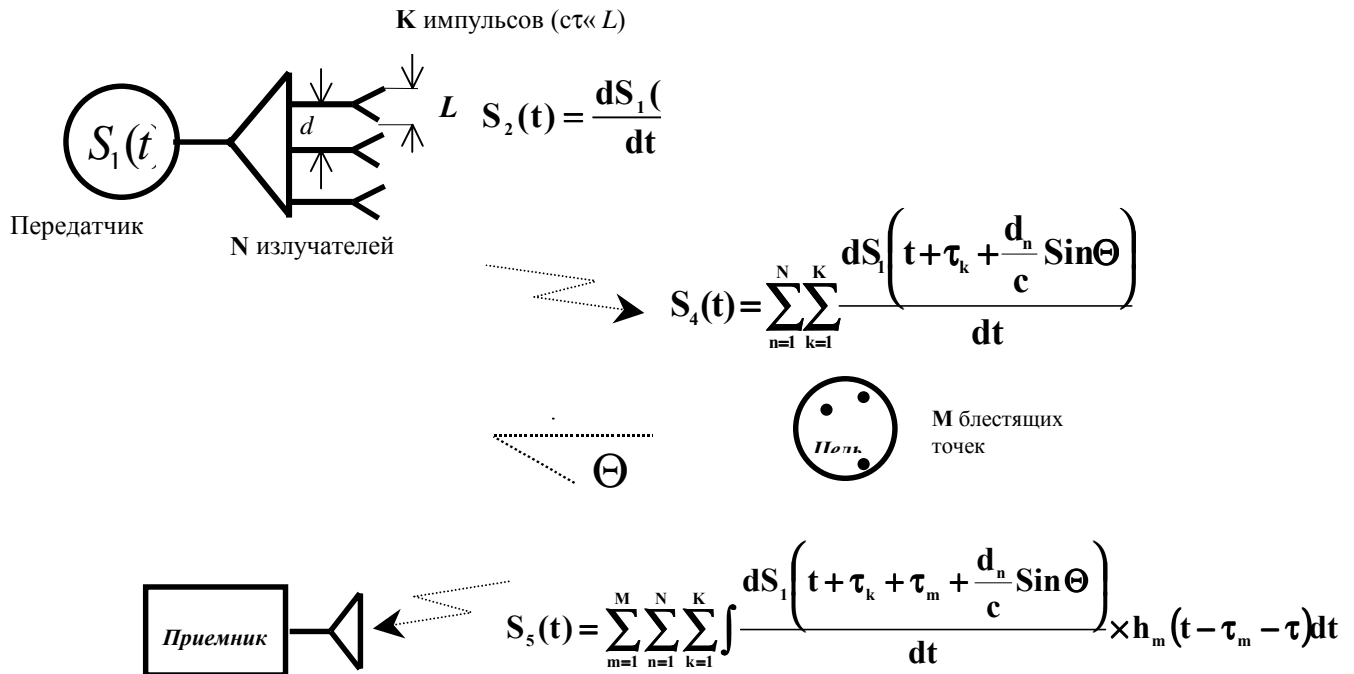


Рис. 1 Изменение формы СШП сигнала в процессе локации цели.

Положим, что в передающем устройстве СШП радара сформирован сигнал S_1 (рис.1), который в виде импульса тока передается в антенну.

Первое изменение его формы – дифференцирование – происходит при излучении (S_2 на рис.1), поскольку напряженность поля, излучаемого антенной, изменяется пропорционально производной тока в антенне.

Второе изменение формы СШП сигнала может происходить в том случае, когда протяженность импульса в пространстве $c\tau$ (c – скорость света, τ – длительность импульса во времени) меньше линейного размера излучателя L . По мере движения импульса тока по излучателю импульсы электромагнитной волны будут излучаться из его неоднородностей (узла возбуждения, концов и т.п.). В результате излучается серия из k импульсов, разделенных интервалами времени $\tau_1, \tau_2, \dots, \tau_{k-1}$ (S_3 на рис.1). Поскольку видимая длина излучателя меняется в зависимости от угла Θ между нормалью к его раскрытию и направлением на точку приема, то и интервалы между этими импульсами будут меняться в зависимости от этого угла: $\tau_1 \cos \Theta, \tau_2 \cos \Theta, \dots, \tau_{k-1} \cos \Theta$.

Третье изменение формы СШП сигнала происходит при его излучении многоэлементной антенной, состоящей из N излучателей с расстоянием d между ними. Для того чтобы избежать взаимного влияния излучателей обычно выбирают $d \ll c\tau$. От угла Θ теперь зависит запаздывание импульса, излучаемого одним излучателем относительно импульса, излучаемого другим. Это запаздывание для соседних излучателей равно $(d/c) \sin \Theta$. В результате сложения запаздывающих импульсов суммарный импульс в дальней зоне при различных углах Θ будет иметь разную, иногда весьма сложную, форму и разную длительность (S_4 на рис.1). Например, при излучении прямоугольного видеоимпульса решеткой из четырех излучателей эта форма под различными углами Θ примет вид, показанный на рис.2.

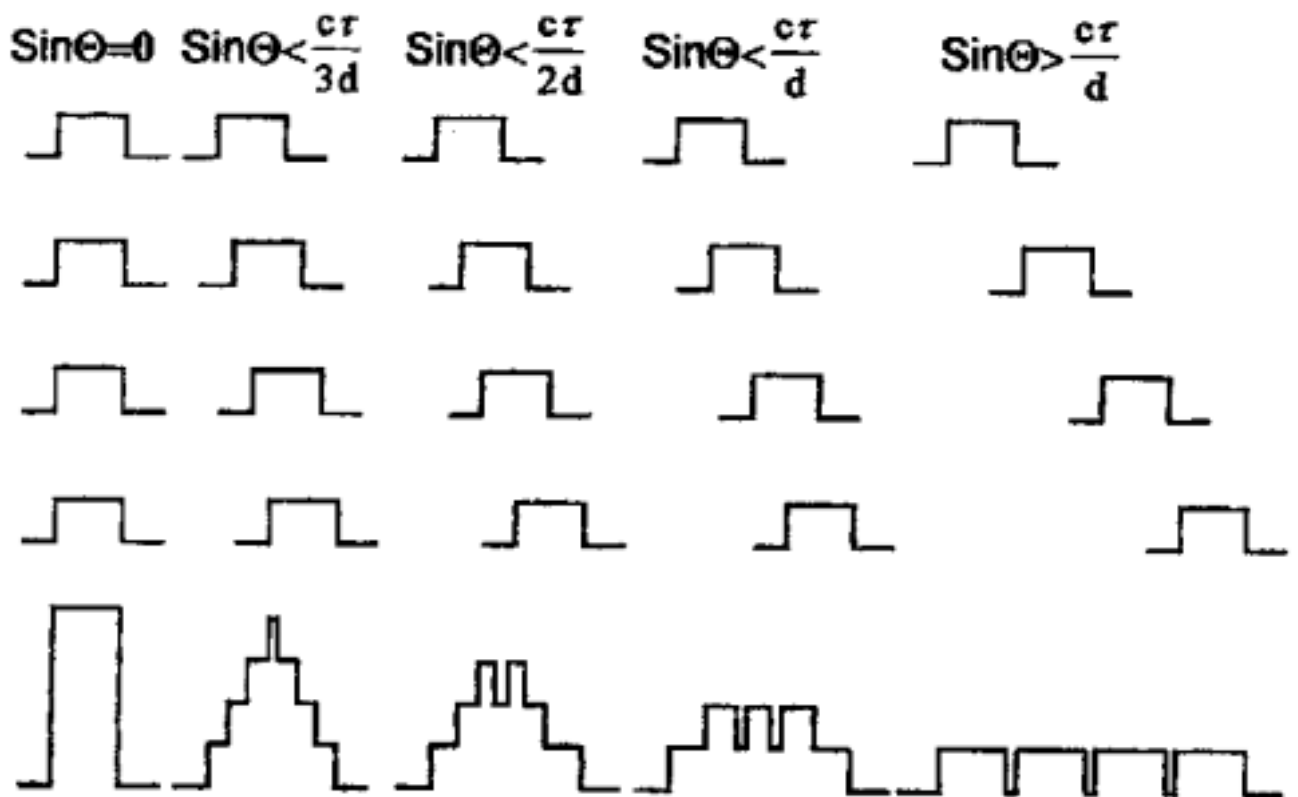


Рис. 2 Изменение формы импульса, излучаемого антенной решеткой из четырех излучателей, при его наблюдении под разными углами.

Четвертое изменение СШП сигнала (S_5 на рис.1) происходит при его отражении от цели, которая обычно представляет собой набор из M локальных отражающих элементов («блестящих точек»), расположенных на длине цели L . В случае СШП сигнала $c\tau \ll L$. Тогда сигнал, поочередно отражаясь от отдельных элементов, образует импульсную последовательность, параметры которой (число импульсов, их задержка τ_m , интенсивность) зависят от геометрии цели и импульсных характеристик h_m ее

элементов. Такая последовательность обычно называется «портретом цели». Весь портрет формируется за время $t_0=2L/c$ и представляет собой распределение отраженной мощности во времени. В результате величина ЭПР цели также становится зависимой от времени (появляется понятие мгновенной ЭПР). Эта зависимость (форма портрета) изменяется при смене ракурса наблюдения за целью. Вторичная ДН цели становится нестационарной, динамической. Из-за отсутствия интерференции сигналов, отраженных от разных «блестящих точек», нули в ДН отсутствуют. Это способствует более устойчивому наблюдению за целью.

Отдельные элементы цели могут иметь частотные характеристики, не совпадающие в общем случае со спектром СШП сигнала. Такие элементы являются для сигнала частотными фильтрами, что приводит к дополнительному изменению его формы.

Пятое изменение формы СШП сигнала происходит при его приеме. Причина изменения та же, что и при излучении: импульсы тока, наведенного полем в ближнем и дальнем от цели концах антенны, будут сдвинуты во времени друг относительно друга из-за разности хода сигнала в антенне. Если угол Θ большой, то эти импульсы могут накладываться друг на друга, и суммарный импульс будет более длинным, чем отраженный от цели. При малом угле Θ разность хода может превысить длину импульса в пространстве $c\tau$ и тогда одиночный импульс преобразуется в последовательность импульсов.

Шестое изменение формы СШП сигнала возможно при распространении в атмосфере до цели и обратно за счет различного затухания различных участков его спектра.

Пример реального СШП сигнала, отраженного от цели, приведен на рис.3.

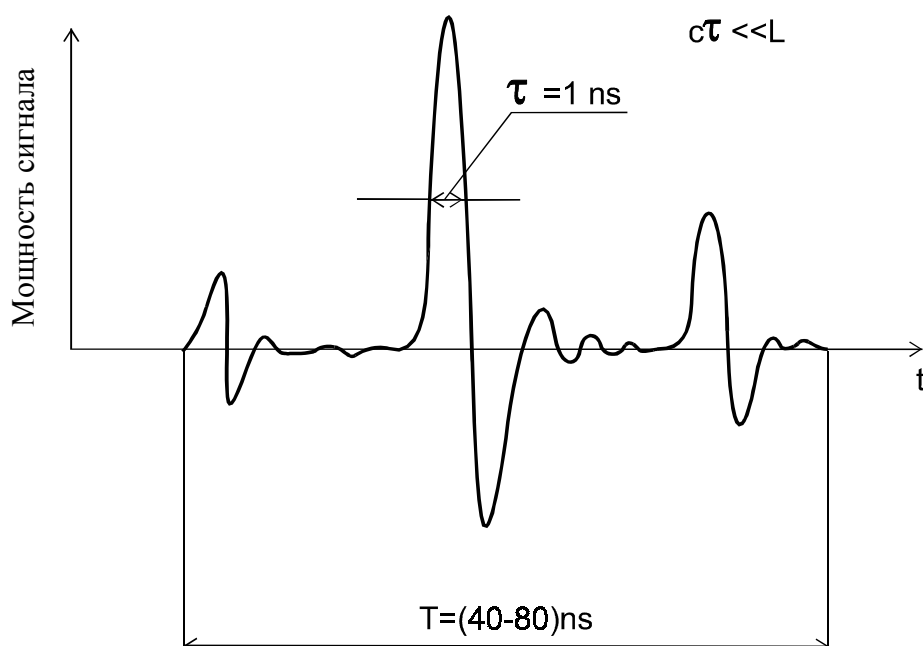


Рис. 3 Пример реального СШП сигнала, отраженного от цели.

Основной вывод: в процессе локационного наблюдения СШП сигнал неоднократно меняет свою форму. Одни из этих изменений (при излучении, приеме, формировании ДН) поддаются расчету, другие (при отражении от цели, прохождении через атмосферу) остаются неизвестными. Поэтому классическая оптимальная обработка этого сигнала с помощью согласованного фильтра или коррелятора становится невозможной. Следовательно, одной из основных задач СШП локации является поиск методов обработки сигнала, позволяющих максимизировать отношение сигнал-шум.

1.3.2. Зависимость ДН антенны от длительности и формы сигнала.

Форма сигнала определяет связь между его амплитудой и мощностью. Поскольку форма СШП сигнала изменяется в зависимости от направления излучения (приема), то у него отсутствует однозначное соответствие между этими параметрами. Это хорошо видно на рисунке 2, где сигналы, излученные под разными углами, имеют одинаковую мощность, но разную амплитуду. В результате традиционная ДН по полю для СШП сигнала становится непредставительной. Поэтому для этих сигналов наиболее часто строятся ДН по пиковой и средней мощности. Учитывая, что эти ДН формируются только при излучении сигнала, их часто называют также мгновенными диаграммами направленности.

Рассмотрим ДН по пиковой мощности $P(\Theta, \varphi)$ для антенной решетки, состоящей из N излучателей. Возьмем для определенности одно главное сечение этой диаграммы $P(\Theta)$. Положим, что каждый излучатель решетки излучает один импульс, который имеет прямоугольную форму, длительность τ и пиковую мощность P_1 . Очевидно, что в направлении нормали импульсы от всех излучателей будут приходить в точку приема одновременно. Значение пиковой мощности в этой точке $P_{\max} = N P_1$.

По мере увеличения угла Θ будет увеличиваться запаздывание между импульсами. При угле наблюдения Θ_1 , когда $\sin \Theta_1 = c\tau / (N-1)d$, пиковая мощность скачком уменьшается на величину $P_1 = (1/N) P_{\max}$ и становится равна $(1-1/N)P_{\max}$. Когда $\sin \Theta = \sin \Theta_2 = c\tau / (N-2)d$ пиковая мощность снижается еще на $(1/N) P_{\max}$ и становится равна $(1-2/N)P_{\max}$. Так будет продолжаться до тех пор, пока при некотором угле Θ_{N-1} уровень пиковой мощности не достигнет минимального значения $(1/N)P_{\max} = P_1$. Это и будет уровень бокового фона диаграммы направленности. Таким образом, при прямоугольной форме излучаемого импульса ДН представляет собой ступенчатую функцию:

$$P(\Theta) = \sum_{m=-(N-1)}^{m=N-1} (N-m) P_1 \times \delta(\Theta - \Theta_m),$$

где: $\delta(\Theta)$ – единичный импульс: $\delta(\Theta - \Theta_m) = \begin{cases} 1 & \text{при } \Theta = \Theta_m \\ 0 & \text{при } \Theta \neq \Theta_m \end{cases}$.

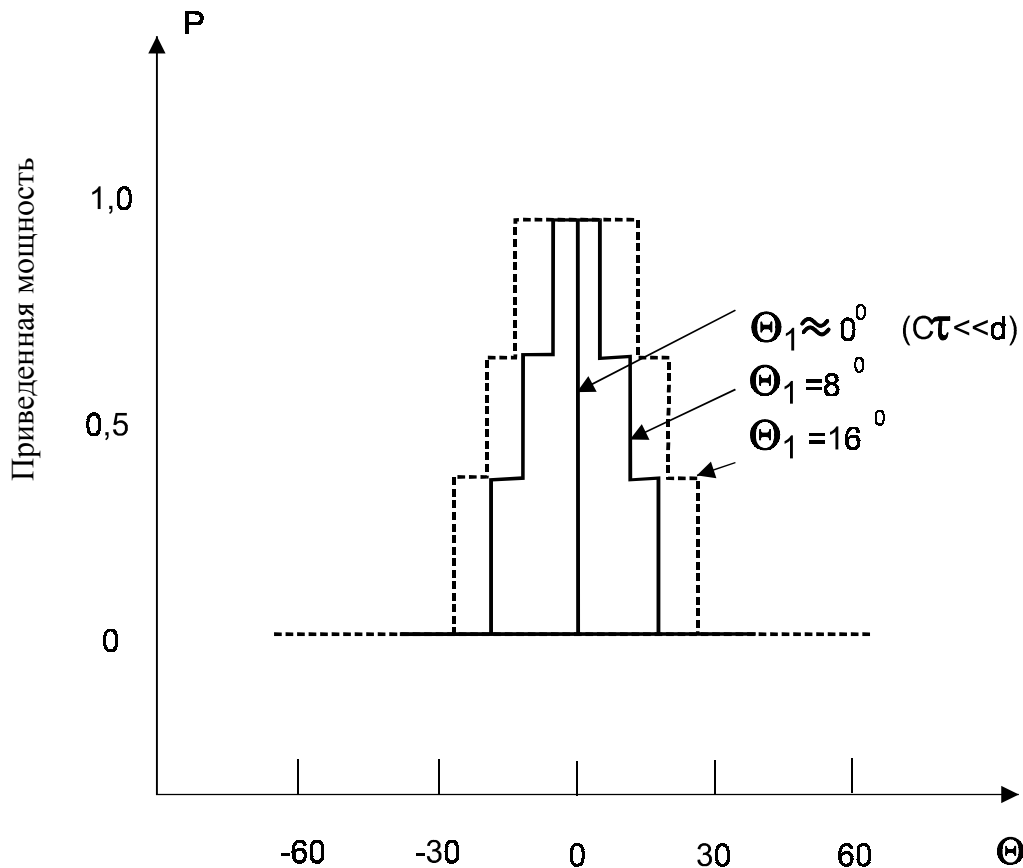


Рис. 4 Диаграмма направленности по мощности для антенной решетки, состоящей из четырех излучателей.

Для решетки с $N = 4$ соотношения, связывающие угол Θ и величины τ и d при различных значениях пиковой мощности, приведены на рис. 2. На рис. 4 изображены ДН направленности $P(\Theta)$ для этой же решетки. ДН построены для трех значений угла Θ_1 , что соответствует трем вариантам отношения τ и d . Из приведенных выражений видно, что значения углов $\Theta_1, \Theta_2, \dots$, а следовательно, ширину ДН и коэффициент усиления антенны можно изменять, меняя расстояние между излучателями d и длительность импульса τ , а в общем случае - его форму. На рис. 4 также показана ДН для случая, когда $ct \ll d$ (Θ_1 близко к нулю градусов). Главный лепесток в этом случае оказывается настолько сжатым, что вырождается в линию. При этом боковое

излучение по-прежнему представляет собой фон с уровнем $1/N$ от пикового значения ДН.

Полученные ДН $P(\Theta)$ являются фактически множителем решетки. Для получения полной ДН антенны необходимо учитывать ДН излучателя.

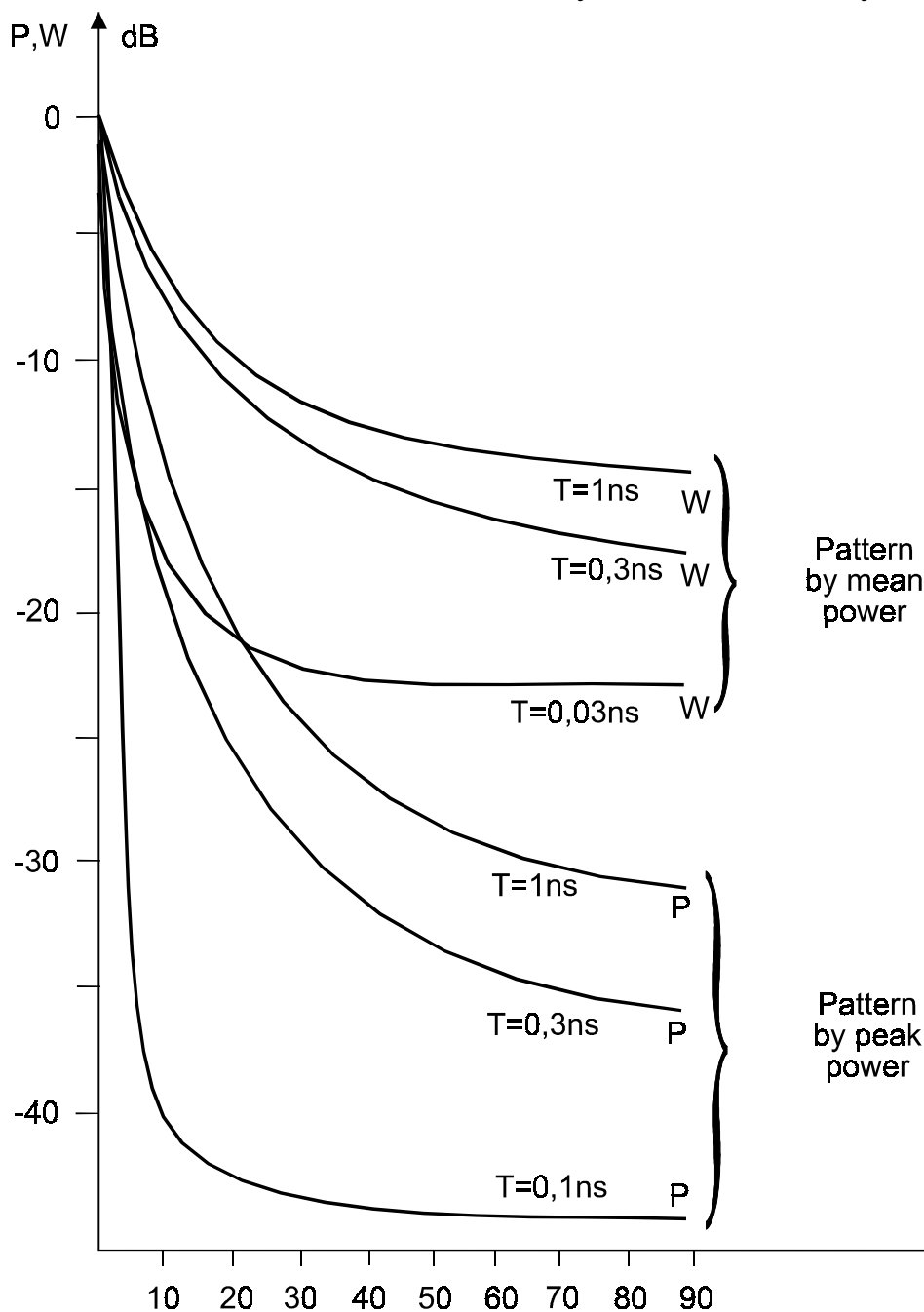


Рис. 5 Диаграмма направленности по мощности для антенной решетки с большим числом излучателей.

На рис.5 показаны ДН решетки, состоящей из большого количества элементов ($N > 100$), при излучении импульсов разной длительности. Диаграммы нормированы по максимальному значению. Ширина ДН зависит

от длительности импульса, а боковое излучение представляет собой равномерный фон и не имеет лепесткового характера.

Выше было рассмотрено излучение одного импульса. Если антенная решетка излучает последовательность импульсов (рис.6), то под углом Θ_0 ,

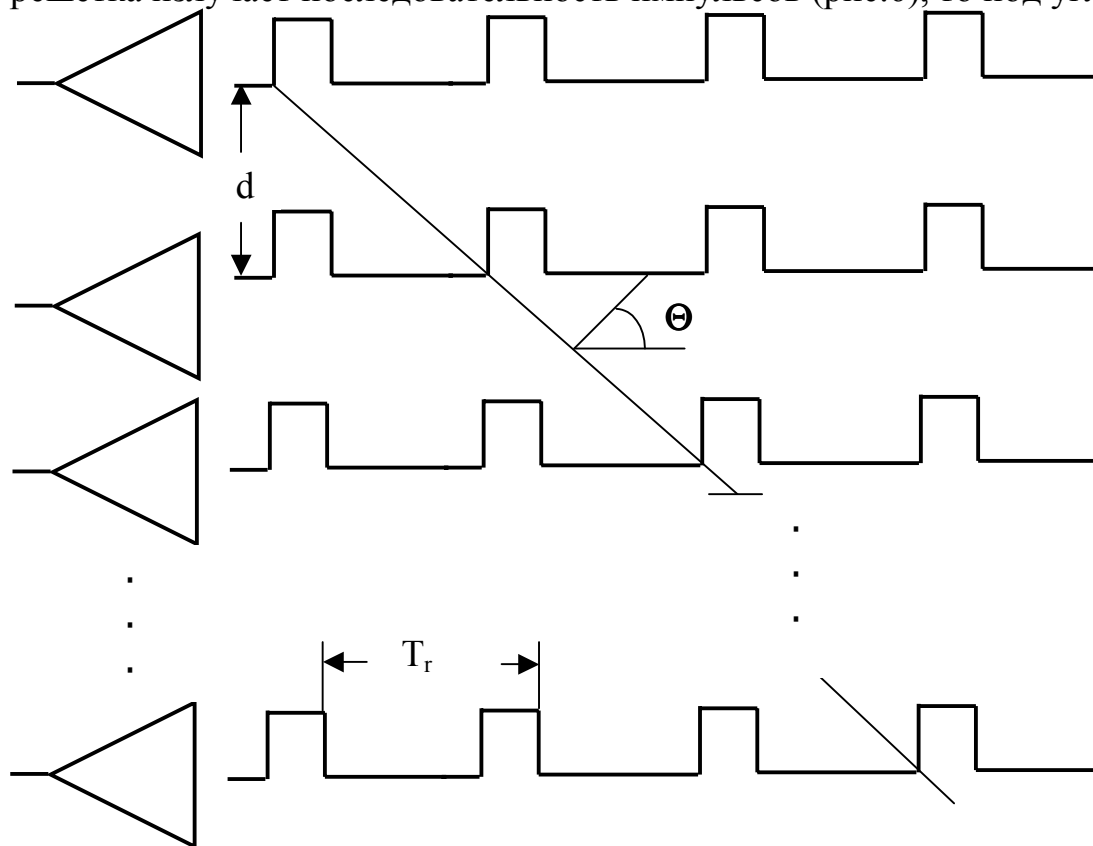


Рис. 6 Возникновение вторичного максимума диаграммы направленности решетки при излучении СШП сигнала.

показанном на рисунке, возникает второй максимум ДН, аналогичный интерференционному лучу ДН узкополосной антенной решетки. Это происходит благодаря сложению импульсов, излученных в соседних периодах повторения. Однако в узкополосной решетке интерференционный луч возникает при сдвиге колебаний соседних излучателей на период высокой частоты, а в СШП решетке подобный второй максимум возникает при сдвиге импульсов соседних излучателей на период повторения, который значительно превышает период высокой частоты. Это позволяет выбирать шаг СШП решетки достаточно большим и тем самым уменьшать общее количество ее каналов.

Приведенные на рисунках ДН соответствуют прямоугольной форме импульса поля в пространстве. При иной форме импульса поля форма ДН по пиковой и средней мощности изменится. Таким образом, при СШП сигнале ДН антенны зависит не только от угловых координат, но и от изменяющейся во времени формы сигнала, которую обозначим S . Поэтому выражения для

ДН при СШП сигнале в общем случае будут иметь вид: $P(\Theta, \varphi, S, t)$ и $W(\Theta, \varphi, S, t)$. Форма сигнала S связана с его спектром F через преобразование Фурье. Поэтому выражения для ДН могут быть также записаны в виде: $P(\Theta, \varphi, F, \omega)$ и $W(\Theta, \varphi, F, \omega)$. Однако, основные особенности ДН для СШП сигналов, указанные выше для прямоугольного импульса поля, сохраняются и для любых других форм или спектров сигнала.

Поскольку ДН антенны, излучающей или принимающей СШП сигнал, становится зависимой от формы и длительности этого сигнала то, очевидно, что зависимыми от параметров сигнала становятся также коэффициент направленного действия (КНД) антенны $G(\Theta, \varphi, S, t)$, коэффициент усиления антенны $K(\Theta, \varphi, S, t)$ и ее эффективная площадь $A(\Theta, \varphi, S, t)$.

В результате для СШП сигнала КНД определяется как отношение потока мощности, излучаемого антенной в заданном угловом направлении и полосе частот СШП сигнала к плотности потока мощности, излучаемого изотропным излучателем равномерно во всей сфере и в этой же полосе частот. При этом мощность сигнала, подводимого к антенне и изотропному излучателю должна быть одинакова.

При таком определении КНД зависит не только от геометрии антенны, но и от согласования спектра сигнала с ее частотной характеристикой.

В результате расчет КНД антенны для СШП сигнала вызывает большие трудности и пока выполняется только для самых простых его форм.

Основные выводы:

1. ДН антенны для СШП сигнала является пространственно-временной (пространственно-частотной) функцией, характеристики которой зависят как от геометрии антенны, так и от параметров сигнала.
2. Ширина и форма ДН решетки излучателей для СШП сигнала определяется соотношением между формой и длительностью излученного импульса с одной стороны и размером раскрыва и расстоянием между излучателями с другой стороны, а также формой ДН излучателя решетки.
3. Интерференционные явления, присущие антеннам для узкополосных сигналов, при излучении СШП сигнала отсутствуют. Это приводит к отсутствию лепестков в структуре ДН. При этом увеличение расстояния между элементами решетки позволяет делать ДН весьма узкой без появления дополнительных дифракционных максимумов.
4. Коэффициент направленного действия и эффективная площадь антенн, работающих с СШП сигналами, являются функциями времени.

1.3.3. ЭПР объектов для СШП сигналов

Одним из наиболее сложных вопросов в СШП локации является вопрос об отражении сигналов от объектов и об эффективной поверхности рассеяния объектов, получаемой при использовании таких сигналов.

Формальное определение ЭПР, не зависящее от вида сигнала дается формулой:

$$\sigma = 4\pi R^2 \frac{E_s^2}{E_o^2}$$

где R - расстояние до объекта, на котором волна, падающая на объект, может считаться плоской; E_s - напряженность электрического поля, обусловленного отражением от объекта, у приемной антенны РЛС; E_o - напряженность электрического поля, падающего на объект. Эта формула по существу сравнивает плотность мощности отраженной волны, пришедшей к РЛС, с плотностью мощности волны, падающей на объект.

В теории рассеяния обычно считается, что отдельные элементы объекта рассеивают энергию падающей волны независимо друг от друга и объект рассматривается как совокупность набора элементов, каждый из которых является независимой блестящей точкой. Вообще говоря, такое представление объекта недостаточно правомерно, поскольку элементы объекта могут затенять друг друга, а также возможны многократные переотражения волны между элементами объекта.

Рассмотрим процесс отражения сигнала от отдельной блестящей точки. Параметры отраженного импульса будут зависеть от вида импульсной характеристики локального элемента и могут быть определены, как свертка этой характеристики $h(t)$ с функцией, описывающей падающий на объект сигнал $f(t)$. С этой же целью может быть использовано интегральное преобразование частотной характеристики объекта со спектром сигнала.

Импульсная характеристика локального элемента $h(t)$ в общем виде может быть найдена путем решения уравнений Максвелла для сигнала, заданного в виде дельта функции $\delta(t)$ или ее аппроксимации и для области пространства не содержащей сторонних источников тока. Однако решение этих уравнений в общем виде возможно лишь для ограниченного числа простейших элементов и не находит применения.

Можно воспользоваться для решения задачи рядом известных методов.

Методы геометрической оптики относительно просты, но не позволяют получить ответ в ряде случаев и, в частности, для плоских поверхностей. Методы физической оптики позволяют решить эту задачу, но не дают ответа на границе тени. Физическая и геометрическая теории дифракции позволяют скорректировать результаты, полученные в приближении физической и геометрической оптики. Однако ни один из этих методов не позволяет оценить вклад поверхностной бегущей волны в рассеяние сигнала на теле произвольной формы. Дело в том, что в импульсную характеристику многих видов целей значительный вклад вносят так называемые ползущие волны - поверхностные волны, распространяющиеся в области тени и огибающие рассеиватель. Для их учета в последние годы разработан целый ряд новых

методов, из которых одним из наиболее эффективных является метод сингулярных разложений. Однако необходимо констатировать, что сегодня пока отсутствует теоретический и расчетный аппарат, который бы с достаточной точностью мог бы дать оценку ЭПР сложной цели, облучаемой СШП сигналом.

Рассмотрим, как отличаются отраженные сигналы при облучении объекта узкополосным и СШП сигналами. Физическая длина в пространстве узкополосного сигнала будет равна $c\tau_{NB} \geq L$, где L - размер объекта, а физическая длина СШП сигнала - $c\tau_{UWB} \ll L$. «Длинный» узкополосный сигнал, отраженный от всех N блестящих точек цели, будет представлять собой сумму N гармонических колебаний со случайными фазами или, что тоже самое, их векторную сумму. В этом случае ЭПР цели равна:

$$\sigma_{NB} = \sum_{k=1}^N \sigma_k \cos 2\pi \frac{R}{\lambda}$$

где σ_k - ЭПР k -ой блестящей точки;

R - расстояние от РЛС до этой точки.

Поскольку сумма гармонических колебаний одной частоты является гармоническим колебанием, то отраженный сигнал будет представлять собой синусоиду с не меняющейся амплитудой и случайной фазой.

Суммирование гармонических сигналов, отраженных от разных точек объекта, может в некоторых угловых направлениях привести к полной компенсации поля, отраженного в направлении РЛС, что эквивалентно образованию нуля во вторичной ДН цели.

Иная картина будет иметь место при отражении от цели СШП сигнала у которого $c\tau_{UWB} \ll L$. В этом случае отраженный сигнал будет представлять собой последовательность N импульсов, случайно расположенных в интервале $\Delta t = L/c$ и образующих так называемый «портрет» цели (рис.3).

Видеоимпульсы, составляющие «портрет», могут иметь разную амплитуду. Она зависит от ЭПР соответствующей блестящей точки цели. Полярность этих видеоимпульсов может меняться. Это зависит от магнитной проницаемости материала, который отражает сигнал. При отражении от проводника электрическая составляющая поля изменяет свою полярность. При отражении от материалов с высокой магнитной проницаемостью эта полярность не меняется. Наконец, видеоимпульсы, отраженные от цели, могут изменить свою первоначальную (например, прямоугольную) форму. Это произойдет в том случае, когда блестящие точки цели обладают резонансными свойствами и имеют полосу частот меньше ширины спектра СШП сигнала. Кроме того форма отраженного сигнала

будет усложнена переотражениями видеоимпульса между блестящими точками цели.

В результате ЭПР объекта становится зависящей от времени $\sigma_{UWB} = \sigma_{UWB}(t)$. Если алгоритм обработки СШП сигнала позволяет суммировать отражения от отдельных блестящих точек, то ЭПР объекта не зависит от

$$\text{времени: } \sigma_{UWB} = \sum_{k=1}^n \sigma_k$$

Если принять, что каждая блестящая точка объекта отражает одинаковую энергию, независимо от вида сигнала, то практически во всех

случаях $\sigma_{UWB} \geq \sigma_{NB}$, поскольку $\left| \sum_{k=1}^n a_k \cos \varphi \right| \leq \sum_{k=1}^n a_k$. Таким образом,

при СШП сигнале имеется выигрыш в величине ЭПР. Это обстоятельство, а также отсутствие нулей во вторичной ДН объекта, способствует более устойчивому наблюдению за объектом.

Основные выводы:

1. Имеются два фактора, определяющие преобразование СШП сигнала при его рассеянии целью. Первый связан с геометрией и ориентацией объекта и приводит к преобразованию одного облучающего импульса в пачку импульсов. Вторым фактором связан с отличием формы (или спектра) сигнала, облучающего элемент объекта, от импульсной (или частотной) характеристики этого элемента. Это приводит к изменению формы одиночного импульса в пачке.
2. ЭПР объекта для СШП сигнала является функцией времени. При согласованной обработке отраженного СШП сигнала ЭПР объекта будет больше, чем для узкополосного сигнала. Вторичная ДН объекта не будет иметь провалов, возникающих при его облучении узкополосным сигналом за счет интерференции волн, отраженных от разных элементов объекта. Это позволяет обеспечить более надежный и устойчивый прием отраженных сигналов.

1.3.4. Уравнение дальности для СШП радара.

При использовании СШП сигналов изменяются значения некоторых параметров в уравнении дальности. КНД передающей антенны G , эффективная площадь приемной антенны A и ЭПР цели $\sigma_{СШП}$ становятся зависящими от времени и параметров сигнала, то есть нестационарными. В уравнение входят теперь не числа, а функции времени. Эта особенность приводит к форме уравнения дальности, в которой дальность является нестационарной величиной и изменяется в зависимости от формы сигнала и времени:

$$R(S, t) \leq \sqrt[4]{\frac{E G(\Theta, \varphi, S, t) \sigma_{\text{СШП}}(t) A(\Theta, \varphi, S, t)}{(4\pi)^2 \rho q N_0}},$$

где: E - энергия излучаемого сигнала;

ρ - потери во всех системах радара;

q - пороговое отношение сигнал-шум;

N_0 - спектральная плотность мощности шума.

Следует отметить, что у СШП радаров имеются специфические энергетические потери, которых нет у узкополосных радаров. Например, в режиме излучения коротких видеоимпульсов эти потери возникают из-за рассогласования спектра сигнала с частотной характеристикой антенны. Расчет величины этих потерь и способы их снижения рассмотрены в конце настоящей главы.

В режиме приема большие потери могут быть вызваны изменением формы сигнала в процессе локации. При несогласованной обработке сигнала эти потери могут достигать 8-10 децибел. Особенности обработки СШП сигналов, отраженных от сложной неизвестной цели, рассмотрены в главе №... этой книги. Там же предложен способ согласованной обработки таких сигналов, позволяющий избежать указанных потерь.

1.3.5. Электромагнитная совместимость.

При использовании СШП радаров важной проблемой становится их электромагнитная совместимость с другими радиоэлектронными системами и средствами, поскольку частотное разделение систем в этом случае невозможно.

При совместной работе СШП радара с обычной узкополосной РЛС в полосу частот приемника последней попадет лишь небольшая часть энергии сигнала СШП радара. Действительно, постоянная времени входной цепи узкополосного приемного устройства $\tau_t = 1/\Delta f$, которая определяет время нарастания амплитуды входного сигнала до установившегося значения, будет намного больше длительности импульса СШП радара τ . Если полосы частот СШП и узкополосного радаров отличаются на три порядка (длительности импульсов 1нс и 1 мкс), то это означает, что за время действия импульса СШП радара τ помеха, возникающая от него в приемнике узкополосной РЛС, не успеет достигнуть заметной величины.

Кроме того, при равной мощности, излучаемой узкополосной и СШП РЛС, удельная мощность на единицу полосы (Вт/мГц) у СШП РЛС будет примерно на три порядка меньше. Это означает, что в приемник узкополосной РЛС попадет лишь тысячная доля энергии СШП сигнала. В

результате общее ослабление СШП сигнала в приемнике узкополосной РЛС по сравнению с влиянием на этот приемник сигнала аналогичной узкополосной РЛС, составляет примерно 60 дБ. Дополнительный эффект может дать применение в узкополосной РЛС аппаратуры защиты от несинхронных помех и селекция принятых сигналов по длительности. На рис.7 показана зависимость коэффициента ослабления мешающего сигнала СШП радара k от несущей частоты f узкополосной РЛС. На рисунке обозначены:

Δf - ширина полосы частот узкополосного радара;

F - ширина спектра сигнала СШП радара.

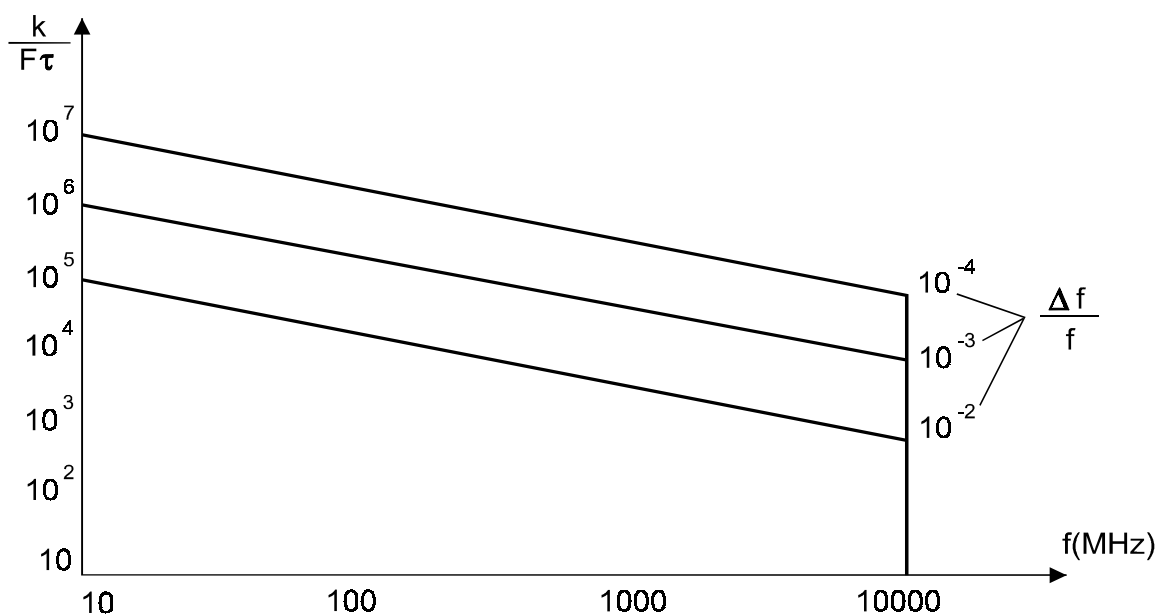


Рис. 7 Ослабление мешающего сигнала СШП радара в зависимости от несущей частоты узкополосной РЛС.

При влиянии узкополосной РЛС на СШП радар наиболее эффективным средством защиты от помех является частотная режекция, позволяющая вырезать из спектра сигнала СШП радара полосу частот, занятую сигналом узкополосной РЛС.

При совместной работе двух или нескольких СШП радаров целесообразно использовать временное разделение сигналов станций. Из-за малой длительности сигнала СШП радара и скважности, достигающей 10^6 - 10^7 , помеха от соседнего локатора занимает очень малый участок дальности. При взаимной синхронизации радаров этот участок может быть бланкирован без ущерба для обнаружения объектов. Возможно стробирование мешающего сигнала в компьютере РЛС после определения координат мешающей станции. Учитывая, что мешающий сигнал из-за своей малой длительности занимает незначительную часть дистанции, можно допустить его

присутствие в выходных данных станции с соответствующей окраской. Расчеты показывают, что при излучаемой пиковой мощности 1 Мвт зона взаимного влияния СШП радаров не превышает 70-80 км.

1.4. Селекция движущихся целей в СШП радаре.

Обнаружение СШП радаром воздушных объектов на фоне естественных и искусственных пассивных помех имеет свои особенности, которые вносят определенные ограничения в работу системы селекции движущихся целей. С одной стороны, значительное уменьшение импульсного объема существенно уменьшает эффективную площадь рассеивания (ЭПР) помехи, облегчая наблюдение цели на ее фоне. С другой стороны малый импульсный объем увеличивает влияние тех элементов помехи, которые могут за период повторения импульсов изменить свое положение (войти или выйти из импульсного объема) и тем самым увеличить некомпенсированные остатки на выходе системы череспериодной компенсации (ЧПК), снижая ее эффективность. Настоящий раздел посвящен исследованию этих особенностей и их влиянию на помехоустойчивость СШП радара с ЧПК.

Малый импульсный объем позволяет выделять движущиеся объекты без использования эффекта Доплера. Если объект за период повторения T_{Π} пройдет расстояние, превышающее элемент дальности (30 см при $\tau=1$ нс), то при череспериодном вычитании сигнал от этого объекта будет выделен, а сигналы от неподвижных или малоподвижных объектов будут подавлены. Для работы такой системы ЧПК должно выполняться условие:

$$\frac{c\tau}{2} \leq V_R \cdot T_{\Pi},$$

где V_R - радиальная скорость объекта.

В такой системе селекции отсутствуют “слепые” скорости и не предъявляется специальных требований к когерентности излучаемых сигналов. Скорость объекта всегда измеряется однозначно. По изменению дальности до объекта в системе селекции может быть определена его радиальная скорость V_R . Минимальная определяемая скорость объекта будет

равна
$$V_{R\min} = \frac{c\tau}{2T_{\Pi}}.$$

Если геометрическая длина объекта L превышает длину элемента разрешения, то для уверенного обнаружения

$$V \geq \frac{L}{T_{\Pi}} + \frac{c\tau}{2T_{\Pi}}.$$

Одной из основных характеристик пассивной помехи, определяющих эффективность системы СДЦ, является корреляционная функция мешающих отражений. Рассмотрим ее особенности применительно к СШП сигналу.

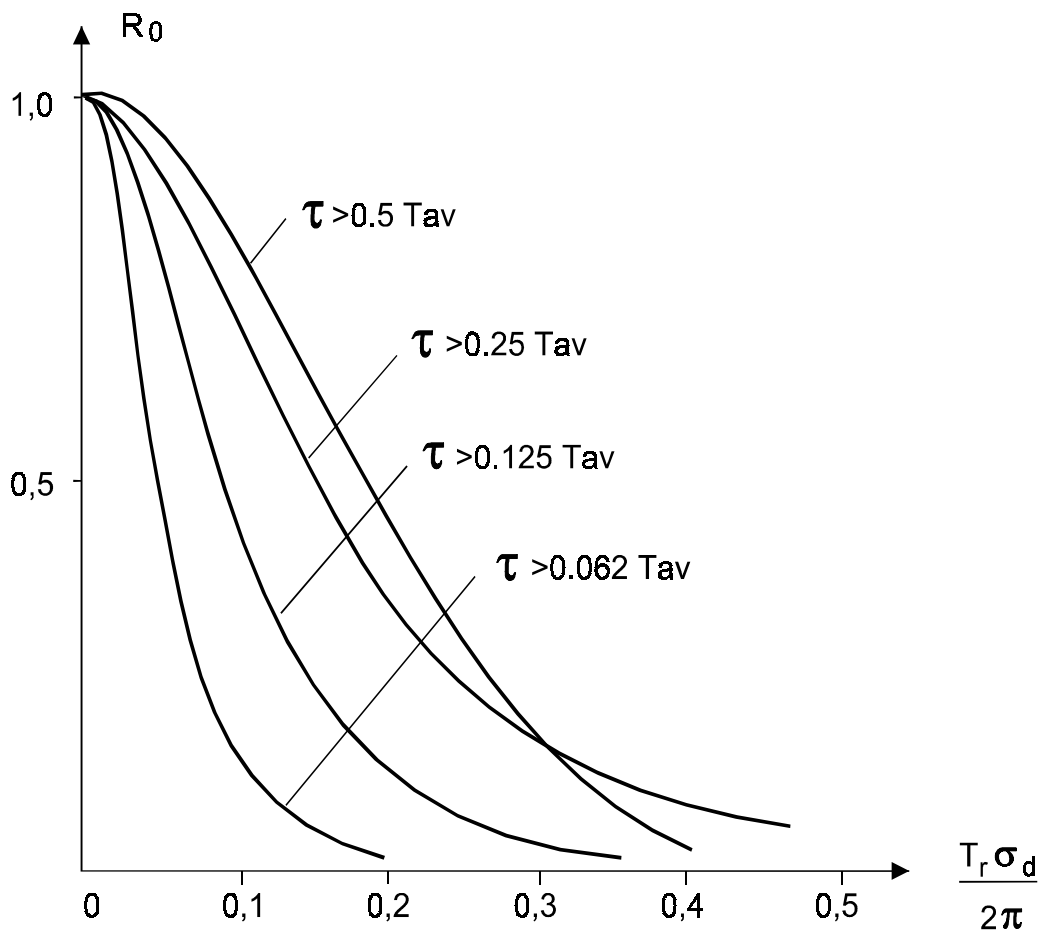


Рис. 8 Нормированные корреляционные функции пассивных помех.

На рис.8 приведены нормированные корреляционные функции пассивной помехи R_{Π} при различных значениях τ . Как видно из рисунка, для узкополосных сигналов корреляционная функция мало зависит от длительности импульса. Однако при уменьшении длительности импульса $\tau < T_{cp}$ (T_{cp} - период колебаний на средней частоте спектра сигнала, σ_d - среднеквадратическое отклонение доплеровской частоты помехи) наблюдается декорреляция пассивной помехи. Физически это объясняется тем, что уменьшение длительности импульса приводит к увеличению максимальной и, следовательно, средней частоты спектра. В результате спектр подвижной пассивной помехи расширяется, что снижает эффективность СДЦ. С другой стороны, с уменьшением длительности импульса уменьшается импульсный объем и, соответственно, снижается мощность пассивной помехи. Поэтому помехоустойчивость СШП радара

рассматривается с учетом двух противоположных факторов, действующих при уменьшении длительности импульса - сокращения импульсного объема (т.е. снижения мощности пассивной помехи) и увеличения межпериодной декорреляции пассивной помехи (т.е. уменьшения коэффициента подавления СДЦ).

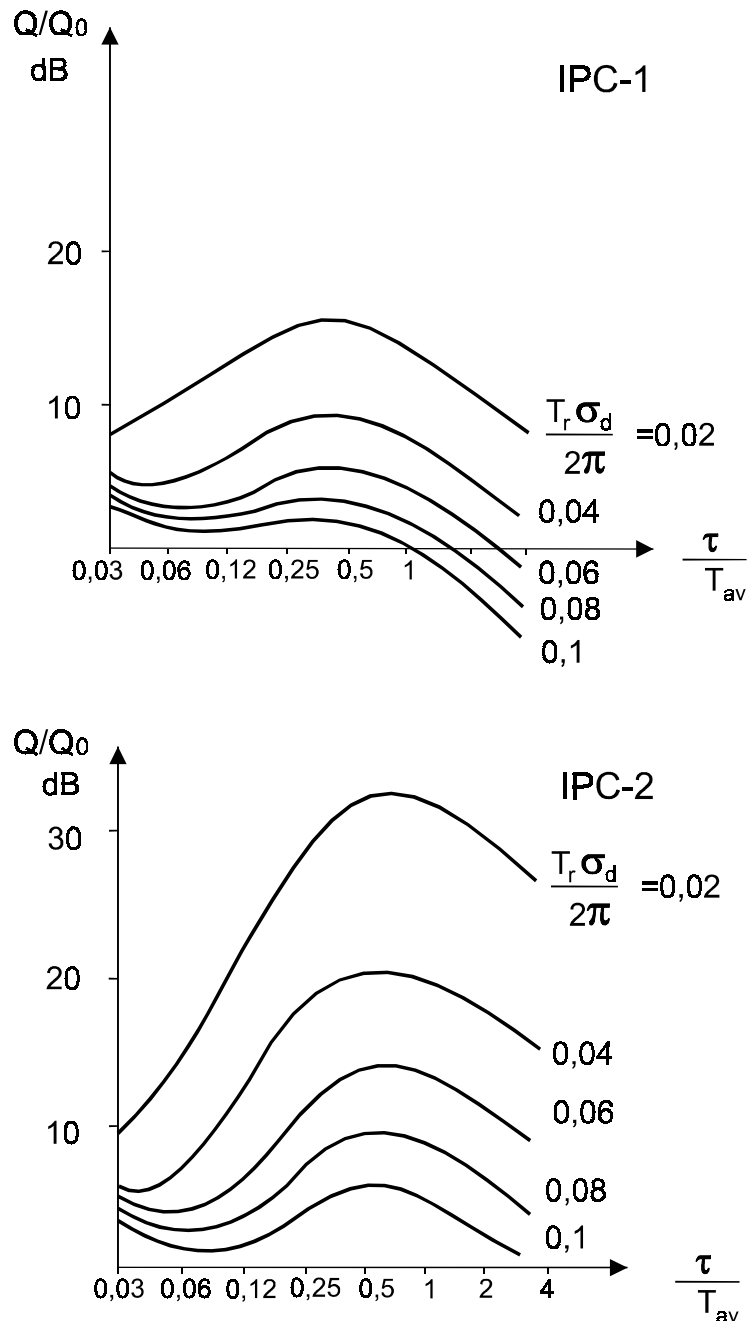


Рис. 9 Зависимость отношения сигнал/помеха на выходе ЧПК от длительности сигнала.

На рис.9 представлены графики зависимостей отношения сигнал/помеха Q на выходе систем однократной и двукратной ЧПК (ЧПК-1 и ЧПК-2) от длительности СШП сигнала τ при различных значениях периода повторения

T_n . Величина Q нормирована относительно Q_0 – отношения сигнал/помеха при $\tau=T_{cp}$ и при относительной ширине спектра пассивных помех $\sigma_d T_n / 2\pi = 0,1$. Как следует из рисунка, имеют место два экстремума, первый из которых (максимум) приходится на значения длительности импульса $\tau=0,5T_{cp}$. При $\tau>0,5T_{cp}$ преобладает первый фактор, а при $\tau<0,5T_{cp}$ – сначала второй, а потом вновь первый. При дальнейшем уменьшении τ СДЦ перестает влиять на помехоустойчивость из-за полной декорреляции помехи и остается только первый фактор – сокращение импульсного объема; уровень помехи вновь уменьшается и Q растет. Таким образом, положение 2-го экстремума (минимума) соответствует полной декорреляции помехи и отсутствию скоростной селекции. Для более эффективного режектора (ЧПК2) эти закономерности проявляются отчетливее в силу более сильной чувствительности к корреляционным свойствам помехи.

Заметим, что с уменьшением относительной ширины спектра пассивных помех $\sigma_d T_r / 2\pi$ положение второго экстремума смещается влево в сторону меньших длительностей τ . Это означает, что с уменьшением ширины доплеровского спектра помехи и повышением частоты повторения импульсов полная декорреляция помехи наступает при меньших длительностях сигнала. В пределе для не флуктуирующей пассивной помехи уменьшение длительности импульса не оказывает влияния на эффективность СДЦ. Таким образом, применение СДЦ в случае СШП сигнала целесообразно при достаточно узкополосных помехах (местные предметы) в РЛС с достаточно высокой частотой повторения (т.е. с малой дальностью действия).

1.5. Особенности использования энергии коротких видео импульсов в СШП радаре.

Одной из особенностей СШП радара, работающего короткими видеоимпульсами длительностью τ , являются дополнительные потери энергии. Дело в том, что любая антенна не излучает в области частот ниже некоторой f_{min} .

С другой стороны частотный спектр любого видеоимпульса имеет максимум именно на нулевой частоте. Основная энергия импульса сосредоточена в полосе частот Δf и ограничена некоторой f_{max} , лежащей обычно в области первого нуля его спектра. В результате частотная характеристика антенны и спектр сигнала оказываются несогласованными. Часть энергии, не попавшей в полосу частот антенны, оказывается потерянной. Это хорошо видно на рис. 10, где приведена частотная характеристика симметричного вибратора P (длиной l) и спектр прямоугольного импульса S . Антенна по отношению к сигналу является, по существу, фильтром верхних частот.

Для учета этих потерь введено понятие спектрального КПД $\eta_{\Delta f}$, который является частью общего КПД передающего устройства. Этот КПД определяет относительную долю энергии зондирующего импульса, попадающую в рабочую полосу частот антенны:

$$\eta_{\Delta f} = W_{\Delta f} / W_S,$$

где: W_S - полная энергия импульса;

$W_{\Delta f}$ - энергия части спектра импульса, попадающей в полосу частот антенны.

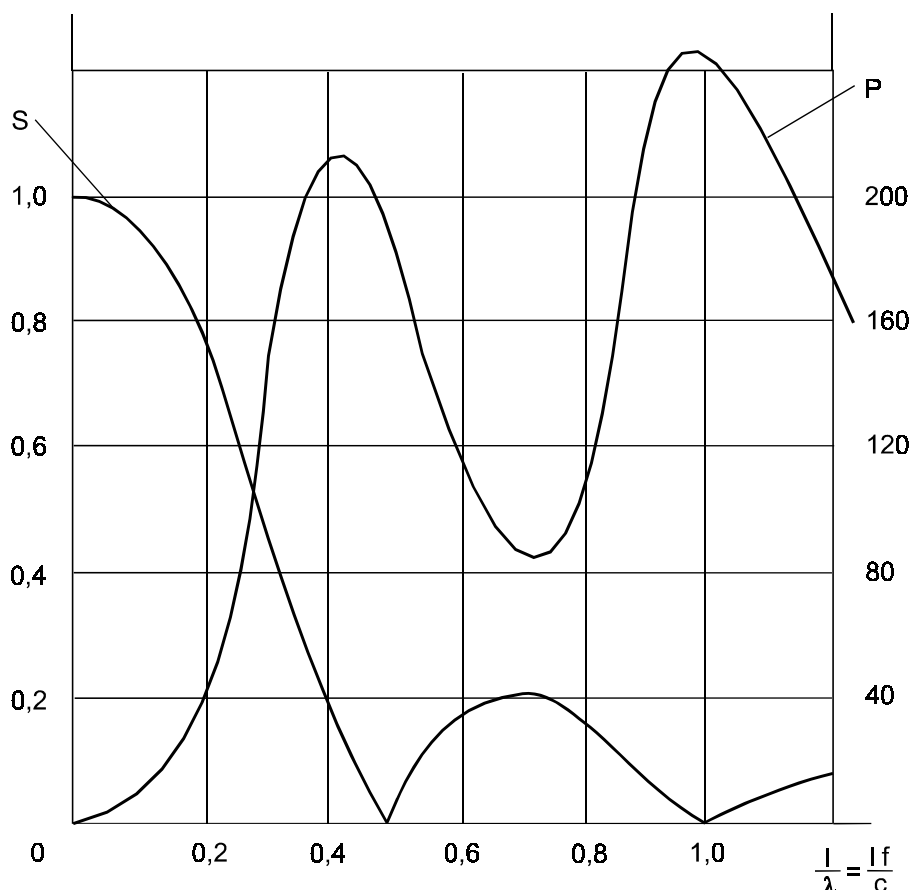


Рис. 10 Частотная характеристика симметричного вибратора и спектр прямоугольного импульса.

Для однополярных импульсов спектральные потери могут быть весьма существенными. Можно уменьшить эти потери, подбирая для каждой формы импульса в заданной полосе частот оптимальную длительность $\tau_{\text{опт}}$, при которой спектральный КПД имеет наибольшее значение $\eta_{\Delta f_{\text{опт}}}$. На рис.11 (кривые а) приведены зависимости $\eta_{\Delta f_{\text{опт}}}$ от Δf , для трех форм однополярных видеоимпульсов: прямоугольного, колоколообразного и треугольного. Для всех трех форм импульсов при $\Delta f < 3$ наибольший КПД $\eta_{\Delta f_{\text{опт}}} < 50\%$, что значительно ухудшает энергетику радара.

Можно повысить $\eta_{\Delta f}$ с помощью коррекции формы спектра излучаемого импульса. Для этого из спектра $S_1(f)$ основного однополярного импульса $u_1(t)$ вычитается спектр $S_2(f)$ корректирующего импульса $u_2(t)$. Форма и интенсивность этого спектра выбираются так, чтобы в суммарном спектре $S_{\Sigma}(f) = S_1(f) - S_2(f)$ низкочастотные составляющие для $f < f_{\text{мин}}$, были бы значительно меньше, чем в основном спектре $S_1(f)$, а для $f > f_{\text{мин}}$ изменения были бы не существенны. Этому будет соответствовать скорректированный биполярный зондирующий импульс

$$u_{\Sigma}(t) = u_1(t) - u_2(t) .$$

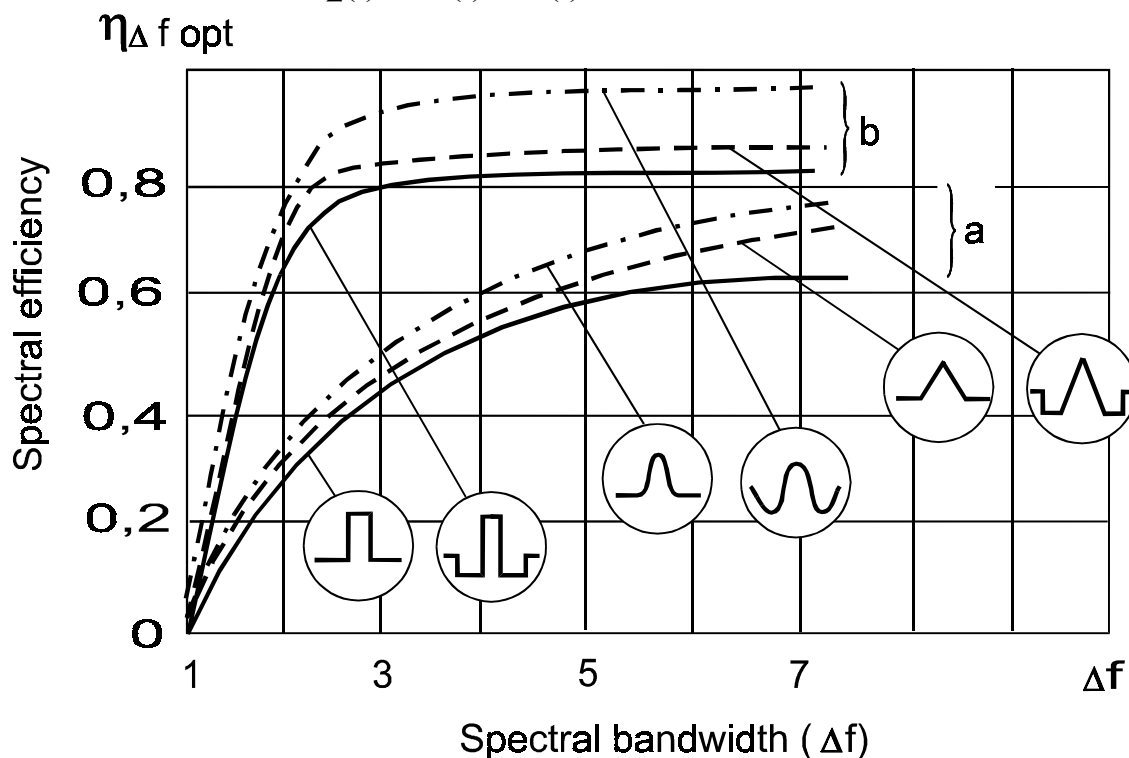


Рис. 11 Зависимость спектрального КПД от ширины полосы сигнала.

Теперь спектральный КПД будет зависеть от параметров и основного и корректирующего импульса.

Были определены возможные наибольшие значения спектрального КПД $\eta_{\Delta f \text{ opt}}$ для простейших скорректированных импульсов, которые являются разностью двух однополярных импульсов, каждый из которых имеет одну из простых форм - прямоугольную, колоколообразную или треугольную.

Зависимости $\eta_{\Delta f \text{ opt}}$ от Δf , рассчитанные для различных сочетаний форм основного и корректирующего импульсов показаны на рис. 11 (кривые **b**). Введение корректирующего импульса заметно улучшает энергетику радара.

На рис. 12 приведены кривые, показывающие зависимость отношения наибольших спектральных КПД импульсов с коррекцией и без коррекции $\eta_{\Delta f}$

опт (с корр) / $\eta_{\Delta f \text{ опт (без корр)}}$ от ширины спектра сигнала Δf . Эти кривые позволяют оценить эффективность коррекции формы импульса для повышения спектрального КПД. С ростом Δf коррекция формы импульса становится все менее эффективной, уменьшаясь с 2-х при $\Delta f = 3$ до 1,2 при $\Delta f \cong 10$.

В общем случае корректирующий импульс $u_2(t)$ может быть смещен относительно основного импульса на время t_0 . Тогда можно записать $u_{\Sigma}(t) = u_1(t) - u_2(t-t_0)$ и для суммарного спектра получим $S_{\Sigma}(f) = [S_1^2(f) - 2S_1(f) S_2(f) \cos 2\pi f t_0 + S_2^2(f)]^{1/2}$.

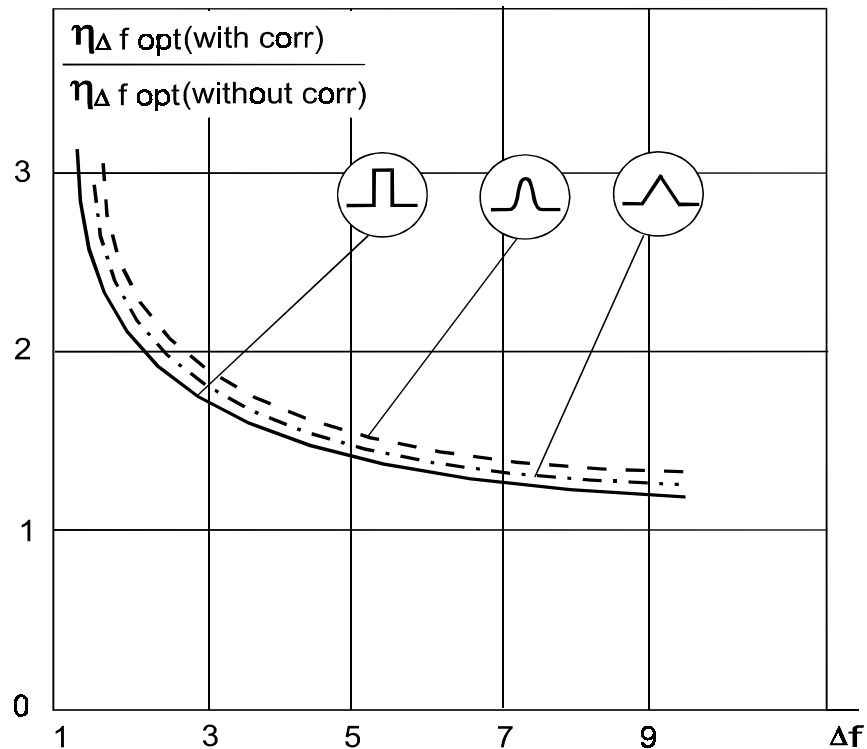


Рис. 12 Влияние коррекции формы импульса на спектральный КПД передатчика.

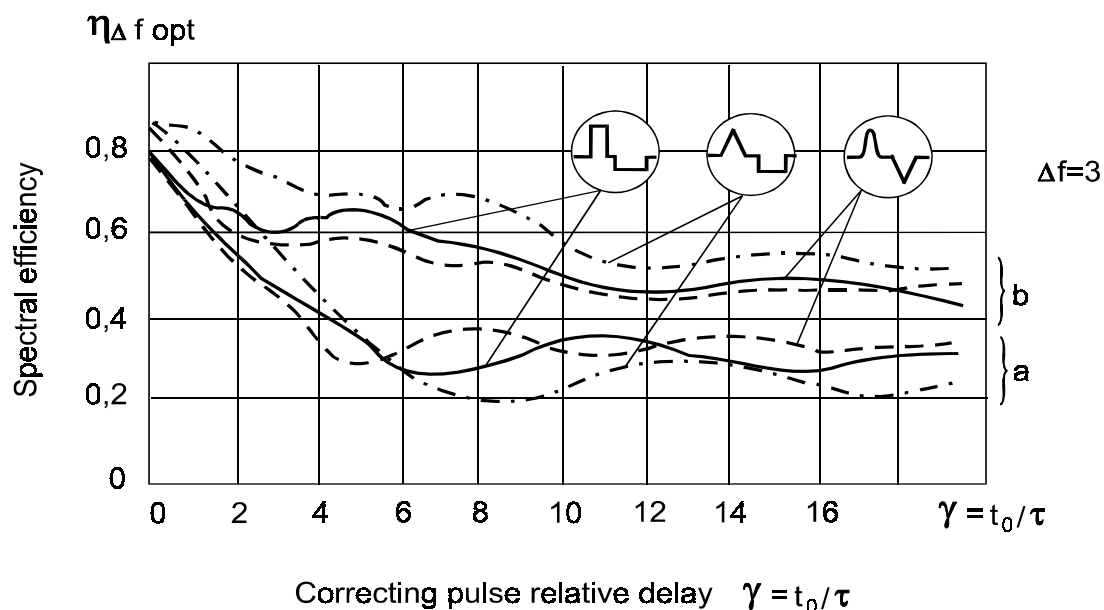


Рис 13. Зависимость спектрального КПД от запаздывания корректирующих импульсов.

На рис. 13 показаны зависимости наибольшего спектрального КПД $\eta_{\Delta f \text{opt}}$ от относительного запаздывания $\gamma = t_0/\tau$ корректирующих импульсов различной формы от основного прямоугольного импульса. Кривые **а** отражают зависимость $\eta_{\Delta f \text{opt}}$ от запаздывания γ при постоянных параметрах коррекции. Кривые **б** отражают ту же зависимость для случая, когда для каждого значения γ отыскивались оптимальные параметры коррекции.

Для практической реализации большой интерес будут представлять скорректированные импульсы, у которых основной и корректирующие импульсы не перекрываются по времени, то есть когда $t_0 > (\tau_1/2 + \tau_2/2)$. Для случая $\gamma > 1,5$ импульсы следуют друг за другом, а $\eta_{\Delta f \text{opt}}$ становится меньше, чем при $\gamma = 0$, но остается более высоким, чем у некорректированного импульса.

Таким образом при выборе формы зондирующих импульсов видеоимпульсного СШП локатора необходимо учитывать спектральный КПД, поскольку для однополярных импульсов он может быть существенно меньше единицы. Особенно это относится к импульсам, имеющим отношение верхней частоты спектра к нижней $\Delta f < 3$. КПД в этом случае не превышает 50%. С увеличением Δf спектральный КПД растет и при $\Delta f \cong 10$ достигает (85-90)%. Поэтому целесообразно использовать коррекцию зондирующих импульсов при $\Delta f < 3$, что позволяет получить более высокие значения спектрального КПД. Коррекция формы импульса позволяет повысить спектральный КПД при $\Delta f \leq 3$ в два раза, а при $\Delta f \cong 10$ - в 1,2 раза.

Литература

1. Harmuth, H.: Nonsinusoidal Waves for Radar and Radio Communications. Academic Press, New York, 1981. Translation on Russian. Radio i Svyaz. Moscow, 1985.
2. Harmuth, H.: Radar Equation for Nonsinusoidal Waves. IEEE Transaction on Electromagnetic Compatibility. No. 2, v. 31, 1989, pp. 138-147.
3. Astanin, L.; Kostylev, A.: Fundamentals of Ultra-Wideband Radar Measurements. Radio i Svyaz. Moscow, 1989.
4. Стрюков Б., Лукьянчиков А., Маринец А., Федоров Н. Короткоимпульсные локационные системы. Зарубежная радиоэлектроника, № 8, 1989, стр.42-59.
5. Immoreev, I.: Use of Ultra-Wideband Location in Air Defence. Questions of Special Radio Electronics. Radiolocation Engineering Series. Issue 22. 1991, pp 76-83.
6. Immoreev, I.; Zivlin, V.: Moving Target Indication in Radars with the Ultra-Wideband Sounding Signal. Questions of Radio Electronics. Radiolocation Engineering Series. Issue 3. 1992.
7. Shubert, K.; Ruck, G.: Canonical Representation of Radar Range Equation in the Time Domain. Transaction of UWB Radar Conference. Los Angeles, 1992 (published in SPIE, vol. 1631, 1992).
8. Immoreev, I.; Vovshin, B.: Radar observation using the Ultra Wide Band Signals (UWBS). International Conference on Radar. Paris. 3-6 May, 1994.
9. Immoreev, I.; Vovshin, B.: Features of Ultrawideband Radar Projecting. IEEE International Radar Conference, Washington. May, 1995.
10. Immoreev, I.; Grinev, A.; Vovshin B.; Voronin, E.: Processing of the Signals in UWB Videopulse Underground Radars. International Conference "Progress in Electromagnetics Research Symposium". Washington. 22-28 July, 1995.
11. Introduction to Ultra-Wideband Radar Systems. Edited by James D. Taylor, CRC Press. Boca Raton, Ann Arbor, London, Tokyo, 1995.
12. Осипов М. Сверхширокополосная радиолокация. Радиотехника, № 3, 1995, стр. 3-6.
13. Бункин Б. Кашин В. Особенности, проблемы и перспективы субнаносекундных видеоимпульсных РЛС. Радиотехника, № 4-5, 1995, стр. 128-133.
14. Immoreev, I.; Ultrawideband (UWB) Radar Observation: Signal Generation, Radiation and Processing. European Conference on Synthetic Aperture Radar. Konigswinter, Germany. 26-28 March, 1996.

15. Immoreev, I.; Ultrawideband Location: Main Features and Differences from Common Radiolocation. *Electromagnetic Waves and Electronic Systems*. V.2, № 1, 1997, pp 81-88.
16. Immoreev I., Teliatnikov L. Efficiency of sounding pulse energy application in Ultrawideband radar. *Radiotechnica*, №9, 1997, pp 37-48.