

УДК 621.396

СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫЕ РАДАРЫ. ОСОБЕННОСТИ И ВОЗМОЖНОСТИ

© 2009 г. И. Я. Имморев

Поступила в редакцию 10.04.2008 г.

Рассмотрены особенности сверхширокополосных (СШП) радаров, излучающих сигналы, пространственная длительность которых значительно меньше размеров антенны и/или продольного размера облучаемой цели. Показано, что в процессе радиолокации цели такой сигнал неоднократно изменяет свою форму, а в приемник радара приходит как неизвестный сигнал. Во многих случаях это не позволяет применять традиционную теорию для проектирования СШП-радаров. Предложены методы расчета характеристик СШП-радаров на основе энергетического подхода. Приведены примеры технических и схемных решений ряда СШП-радаров. Рассмотрены возможные направления развития технологии и техники таких радаров.

ВВЕДЕНИЕ

Возросший в последнее десятилетие интерес к сверхширокополосным (СШП) системам вызван в первую очередь их возможностями по увеличению количества передаваемой и принимаемой информации. Стремительный рост информационных потоков в современном мире делает особенно актуальной задачу увеличения количества передаваемой и принимаемой информации. Как показал в свое время К. Шеннон [1], потенциальная пропускная способность информационного канала (количество информации, передаваемой в единицу времени), прямо пропорциональна его абсолютной полосе частот Δf . Поэтому одним из путей дальнейшего развития информационных систем является расширение абсолютной полосы частот, которое и реализуется переходом к сверхширокополосным сигналам¹.

Первое определение СШП-сигналов и систем было введено в 1990 г. комиссией Управления перспективных военных НИОКР министерства обороны США (DARPA) [2]. К СШП отнесены системы и сигналы, для которых выполняется неравенство $0.25 < \eta \leq 1$. Величина η определяется как дробная (fractional) полоса частот²:

$$\eta = \frac{f_v - f_n}{f_v + f_n},$$

¹ Сверхширокополосные сигналы имеют очень малую длительность, которая фактически и позволяет увеличивать количество информации, передаваемой по информационному каналу в единицу времени. Поэтому логичнее было бы называть эти сигналы (и системы) не сверхширокополосными, а сверхкороткоимпульсными, что и делают некоторые авторы [15]. Однако термин “сверхширокополосный” (ultra-wideband) получил широкое распространение в мировой литературе и использование других терминов вряд ли целесообразно.

² Это же выражение, умноженное на два, получило название относительной (relative) полосы частот.

где f_v и f_n – верхняя и нижняя границы полосы частот. Это определение широко используется в отечественной и зарубежной литературе.

В 2002 г. появилось другое определение. Федеральная комиссия связи США (FCC) приняла нормативный документ [3] (с дополнением в 2004 г. [4]), согласно которому к СШП отнесены системы и сигналы, обладающие хотя бы одним из следующих свойств:

1) ширина спектра излучаемых сигналов $f_v - f_n$ (где f_v и f_n определяются по уровню -10 дБ относительно максимального значения спектра) не менее 500 МГц;

2) отношение ширины спектра $f_v - f_n$ (по уровню -10 дБ) к средней частоте спектра $(f_v + f_n)/2$ (относительная полоса частот) не менее 0.2.

Это определение используется для отнесения опытных и промышленных образцов аппаратуры к классу СШП-систем.

В ряде работ, посвященных исследованию СШП-систем [5–14], показано, что процессы излучения, приема и обработки сигналов в этих системах имеют значительные отличия от аналогичных процессов, происходящих в узкополосных системах. Эти отличия проявляются особенно существенно в том важном для практики случае, когда пространственная длительность СШП-сигнала становится значительно меньше размеров антенны и/или продольного размера облучаемой цели.

Обозначим пространственную длительность сигнала через $c\tau$, где c – скорость света, τ – длительность сигнала (при использовании сигналов с внутриимпульсной модуляцией τ определяет ширину автокорреляционной функции сигнала; в этом случае $c\tau$ – пространственная длительность сигнала с учетом последующей согласованной обработки).

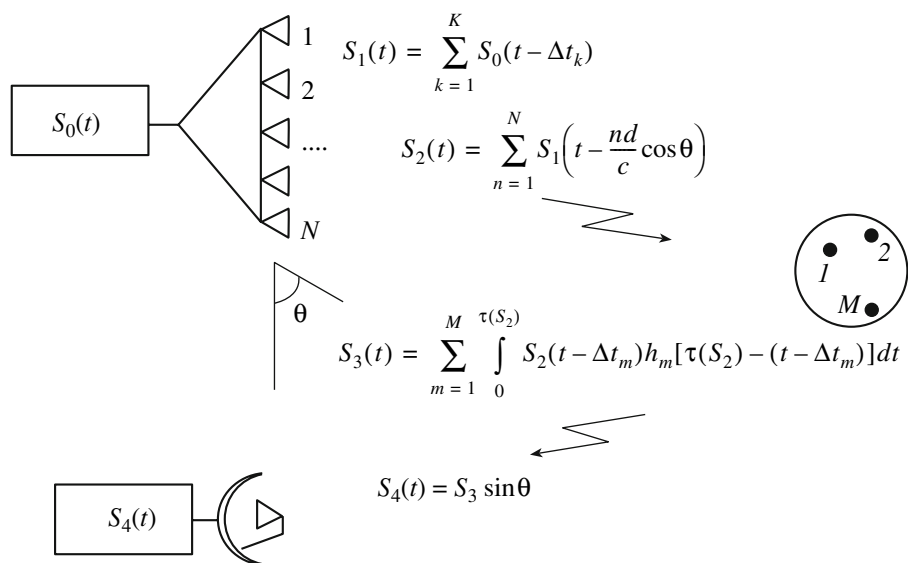


Рис. 1. Последовательность изменения формы СШП-сигнала S в процессе радиолокационного наблюдения цели.

Для традиционных узкополосных сигналов практически всегда выполняется неравенство $c\tau \gg L$, где L – размер антенны и/или продольный размер облучаемой цели. Для СШП-сигналов, имеющих очень малую длительность, наиболее типично обратное неравенство: $c\tau \ll L$. Как будет показано ниже, при выполнении этого неравенства в системе возникает новое важное свойство: *существенное изменение формы³ сигнала в процессе его излучения, отражения от объекта и приема*. Именно это свойство и приводит к отличиям СШП-систем от систем других типов, изменяет подход к их проектированию и, поэтому заслуживает специального рассмотрения.

В данной статье рассматриваются СШП-системы, для которых выполняется неравенство $c\tau \ll L$, исследуются причины изменения формы сигнала при выполнении этого неравенства, изучаются основные особенности, возникающие в СШП-радиосистеме в этом случае, а также предлагаются некоторые методы расчета и проектирования таких СШП-систем.

1. ИЗМЕНЕНИЕ ФОРМЫ СШП-СИГНАЛА В ПРОЦЕССЕ РАДИОЛОКАЦИОННОГО НАБЛЮДЕНИЯ. ОБЩИЙ ПОДХОД

Рассмотрим причины изменения формы СШП-сигнала S при радиолокационном наблюдении цели (рис. 1). На этой упрощенной схеме для излучения используется многоканальная антенна в виде решетки из N излучателей, а приемник подклю-

чен к одноканальной (рупорной или зеркальной) антенне.

Начнем с процессов, происходящих в одном излучателе решетки. Сигнал передатчика в виде импульса тока, имеющего форму $S_0(t)$ и длительность τ , поступает в излучатель длиной L . Этот импульс тока занимает часть длины излучателя равную $c_0\tau$, где c_0 – скорость движения зарядов в материале излучателя. Для рассматриваемых СШП-сигналов $c_0\tau \ll L$. Поэтому апертура излучателя возбуждается бегущим по ней импульсом тока не одновременно, процесс возбуждения растягивается во времени и заканчивается, когда импульс тока завершит свой пробег по излучателю. За время этого пробега в пространстве возникает не один, а несколько (K) импульсов электромагнитного поля, разделенных интервалами Δt_k . Этот процесс более подробно рассмотрен в разделе 2. Возникшие импульсы поля образуют излученный сигнал, форма которого $S_1(t)$ отличается от формы импульса тока $S_0(t)$. Интервалы Δt_k зависят от длины излучателя L . Поскольку видимая длина излучателя L меняется в зависимости от угла наблюдения θ , то и форма сигнала $S_1(t)$ будет изменяться в зависимости от этого угла.

Но импульс тока $S_0(t)$ поступает не в один, а во все N излучателей решетки, которые одновременно излучают сигнал $S_1(t)$. При этом в направлениях, отличных от нормали к раскрытию антенны, возникает запаздывание между импульсами поля, пришедшими от разных излучателей в некоторую точку наблюдения в дальней зоне. Для соседних излучателей это запаздывание равно $(d/c)\cos\theta$, где d – расстояние между излучателями. В результате сложения N запаздывающих сигналов $S_1(t)$ образуется сигнал, имеющий форму $S_2(t)$,

³ Здесь и далее под формой сигнала понимается зависимость переносчика сигнала (напряжения, тока, электромагнитного поля и т.п.) от времени.

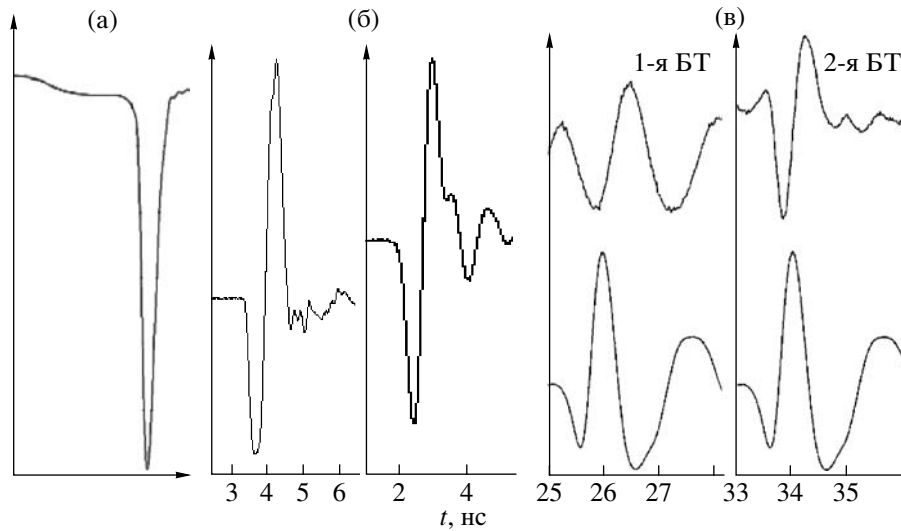


Рис. 2. Примеры реальных СШП-сигналов: а) сигнал передатчика; б) излученные сигналы; в) изменения сигналов при отражении от разных блестящих точек (БТ) цели: внизу – излученные (одинаковые) сигналы, верху – отраженные сигналы.

которая будет отличаться от $S_1(t)$. Под различными углами наблюдения θ эта форма будет иметь разный, иногда весьма сложный, вид.

Следующее изменение формы СШП-сигнала происходит при его отражении от M локальных центров рассеяния (“блестящих точек”) облучаемого объекта, произвольно расположенных на длине объекта L_1 . Сигнал $S_2(t)$ отражается от каждого из этих центров рассеяния с разной задержкой Δt_m , зависящей от радиального расстояния между этими центрами, с разной интенсивностью, зависящей от отражательных свойств каждого центра, и с разной поляричностью, зависящей от материала объекта. Сумма сигналов $S_2(t)$, отраженных от локальных центров рассеяния, образует сигнал $S_3(t)$, форма которого отличается от формы $S_2(t)$. Эта форма зависит также от импульсных характеристик локальных центров рассеяния объекта h_m , которые могут являться для сигнала частотными фильтрами. Сигнал, отраженный от сложного объекта, называется “портретом” цели. Весь портрет формируется за время $T = 2L_1/c$, а его форма изменяется в зависимости от угла наблюдения за объектом.

Дальнейшее изменение формы СШП-сигнала происходит при приеме (подробнее см. раздел 5). Причины этих изменений связаны с зависимостью формы ДН приемной антенны от формы импульса поля $S_3(t)$, отраженного от объекта и падающего на антенну, а также от временного сдвига импульсов тока, наведенных полем $S_3(t)$ на разных участках приемной антенны, имеющей длину, значительно превышающую пространственную длительность падающего на нее сигнала $S_3(t)$. Напряжение на нагрузке приемной антенны будет иметь форму $S_4(t)$, отличающуюся от формы поля $S_3(t)$.

Следует также учитывать изменение формы СШП-сигнала при его распространении до объекта и обратно за счет различного затухания разных участков его спектра в атмосфере. Таким образом, в приемник СШП-радаров поступает сигнал, имеющий неизвестную форму. На рис. 2 приведены примеры реальных СШП-сигналов, полученные на разных этапах радиолокационного наблюдения.

Описанные выше изменения формы сигнала приводят к ряду трудностей при оценке параметров СШП-радаров.

Так, диаграмма направленности антенны, построенная как зависимость амплитуды электромагнитного поля от угловых координат, становится нестационарной во времени и меняет свое положение в пространстве за время пробега импульса тока по излучающей антенне или за время пробега импульса поля по приемной антенне. (Этот вопрос более подробно рассмотрен в разделах 3 и 4).

Неизвестная форма принятого сигнала не позволяет использовать для его обработки коррелятор с опорным сигналом или согласованный фильтр. В связи с этим необходимы методы, позволяющие получить максимальное отношение сигнал–шум при обработке сигнала с неизвестной формой (см. в разделе 5).

Сложная форма поля, падающего на приемную антенну – сигнал $S_3(t)$, – вызывает трудности при определении эффективной поверхности рассеяния (ЭПР) цели, поскольку при этом неизвестно значение сигнала, которое следует принять за амплитуду электромагнитного поля, как в точке расположения облучаемого объекта, так и в точке приема – на приемной антенне (подробнее см. в разделе 6).

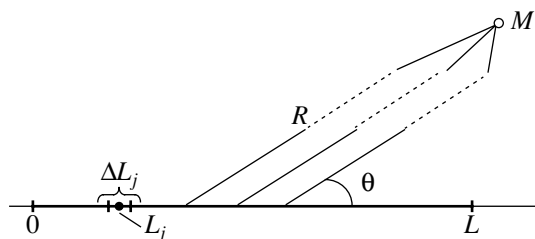


Рис. 3. Модель одного плеча вибратора.

Рассмотрим более детально некоторые вопросы, связанные с указанными выше изменениями⁴ формы сигнала.

2. ИЗМЕНЕНИЕ ФОРМЫ СИГНАЛА ПРИ ИЗЛУЧЕНИИ

Процессы возбуждения антенны и излучения сигнала для случая $ct \ll L$ (такое возбуждение и излучение в литературе часто называют нестационарным) как при последовательном возбуждении всей апертуры (антенны с бегущей волной), так и при ее параллельном возбуждении (апертурные антенны) рассмотрены во многих отечественных и зарубежных работах. Обзор этих работ приведен в [16].

В этих работах получены строгие решения внешней задачи электродинамики, позволяющие определить поле антенны в дальней зоне по заданной форме возбуждающего ее тока при $ct \ll L$. Однако полученные решения достаточно громоздки и затрудняют понимание физических процессов, происходящих при этом в антенне. Поэтому рассмотрим простейшую модель излучателя СШП-сигнала в виде линейной антенны (например, одно плечо диполя) и дадим физическую интерпретацию процессов в этой антенне, позволяющую понять, почему форма излученного поля $S_1(t)$ будет существенно отличаться от формы возбуждающего тока $S_0(t)$.

Используем модель антенны, приведенную в [17] (рис. 3). Разделим антенну длиной L на элементарные излучатели, имеющие размер ΔL . На рисунке обозначены: ΔL_j – j -й элементарный излучатель; L_j – его координата; R – расстояние до

точки наблюдения M ; θ – угол между направлением на точку наблюдения и плоскостью раскрыва. Импульс тока $i(t)$ подается в точку O и распространяется вдоль антенны, последовательно возбуждая ее апертуру.

Электромагнитное поле элементарного излучателя, связано с движением зарядов в излучателе известным соотношением [18]

$$E(t) = \frac{q}{4\pi\epsilon} \left[\frac{1}{c^2} \frac{d^2 \vec{e}_r}{dt^2} \right],$$

где q – заряд; \vec{e}_r – единичный вектор заряда.

Поскольку ток $i(t) = dq/dt$, то ускорение зарядов в элементарном излучателе вызывает поле, пропорциональное первой производной тока.

При появлении импульса тока в точке O произойдет возбуждение первого элементарного излучателя. Через время R/c в точке наблюдения M , расположенной в дальней зоне, возникнет электромагнитное поле, которое будет иметь вид [16]:

$$E_1(t, \theta) = \frac{Z_0 \sin \theta}{4\pi c} \frac{1}{R} \frac{d}{dt} \times \left[i \left(t - \frac{L_1}{c_0} - \frac{R - L_1 \cos \theta}{c} \right) \right] \Delta L, \quad (1)$$

где Z_0 – волновое сопротивление свободного пространства, c_0 – скорость распространения сигнала в проводе излучателя. Второе слагаемое в круглых скобках определяет запаздывание сигнала в этом проводе, а третье – запаздывание сигнала в пространстве.

Через время $\Delta L/c$ импульс тока возбудит второй элементарный излучатель. Возникнет второе электромагнитное поле $E_2(t, \theta)$, описываемое выражением, аналогичным выражению (1) с заменой L_1 на L_2 .

Перемещаясь вдоль провода, импульс тока будет поочередно возбуждать следующие элементарные излучатели. Для получения относительно простой физической картины процессов, происходящих в антенне, введем некоторые упрощения, которые не изменят конечного результата, совпадающего с выводами строгой теории. Пренебрежем потерями в проводе антенны, а также будем считать, что в проводе нет замедления и $c_0 = c$. Положим также, что импульсы тока не отражаются от конца антенны, а переходят (излучаются) полностью в окружающее пространство. Такой излучатель будем называть согласованным.

⁴ В литературе, посвященной СШП-системам, указанные выше изменения формы сигнала авторы иногда некорректно называют искажениями сигнала. В этой связи необходимо указать, что рассмотренные изменения формы СШП сигнала вызываются объективными физическими закономерностями, а к искажениям следует относить изменения, вызванные несовершенством аппаратуры. Сошлемся на известный Толковый словарь С.И. Ожегова (М., 1985), в котором “изменением” называется “поправка, перемена, изменяющая что-либо прежде”, а “искажением” – “неправильность, ошибка”.

Суммарное поле всех элементарных излучателей в дальней зоне в этом случае имеет вид

$$E_{\Sigma}(t, \theta) = \frac{Z_0 \sin \theta}{4\pi c} \frac{1}{R} \times \sum_{j=1}^N \frac{d}{dt} \left[i \left(t - \frac{L_j}{c} - \frac{R - L_j \cos \theta}{c} \right) \right] \Delta L. \quad (2)$$

Перейдем от дискретного представления антенны к непрерывному, для чего устремим длину элементарного излучателя к нулю $\Delta L \rightarrow 0$, а число излучателей – к бесконечности $N \rightarrow \infty$. Тогда в (2) суммирование перейдет в интегрирование:

$$E_{\Sigma}(t, \theta) = \frac{Z_0 \sin \theta}{4\pi c} \frac{1}{R} \times \int_0^L \frac{d}{dt} \left[i \left(t - \frac{L}{c} - \frac{R - L \cos \theta}{c} \right) \right] dL. \quad (3)$$

Выражение (3) описывает электрическую составляющую электромагнитного поля в дальней зоне для протяженной антенны, возбуждаемой с одного конца током произвольного вида.

Поле, определяемое выражением (3), формируется с учетом запаздывания импульса тока в проводе и импульса поля в пространстве. В круглых скобках показано текущее время с учетом этого запаздывания. Взяв производную этого времени по dL , получим возможность произвести в (3) замену переменных [19]:

$$dt = \frac{\cos \theta - 1}{c} dL.$$

В результате получаем интеграл от производной функции по одной и той же переменной, который равен самой функции. Тогда

$$E_{\Sigma}(t, \theta) = \frac{Z_0 \sin \theta}{4\pi R} \frac{1}{\cos \theta - 1} \times \left[i \left(t - \frac{L}{c} - \frac{R - L \cos \theta}{c} \right) \right]_0^L = \frac{Z_0 \sin \theta}{4\pi R} \frac{1}{\cos \theta - 1} \times \left[i \left(t - \frac{L}{c} - \frac{R - L \cos \theta}{c} \right) - i \left(t - \frac{R}{c} \right) \right]. \quad (4)$$

Из этого выражения видно, что в общем случае поле антенны состоит из двух частей – положительной и отрицательной, имеющих разное время запаздывания. Нетрудно видеть, что форма каждой части этого поля повторяет форму возбуждающего импульса тока.

Рассмотрим на конкретном примере, как будет выглядеть форма суммарного поля антенны. Примем возбуждающий импульс тока в виде гаус-

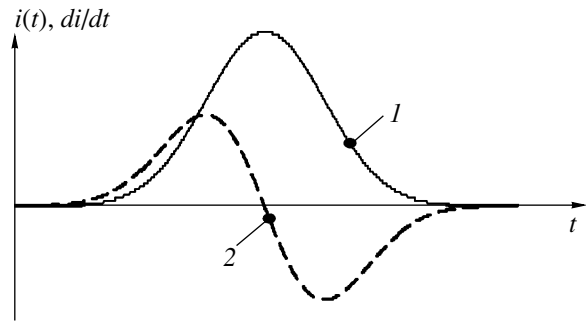


Рис. 4 Форма импульса тока $i(t)$ (кривая 1) и его производная $di(t)/dt$ (кривая 2).

совой кривой с единичной амплитудой (рис. 4, кривая 1):

$$i(t) = \exp[-4(t/\tau)^2], \quad (5)$$

где τ – длительность импульса по уровню 0.5. Производная этого импульса представляет собой симметричный двуполярный импульс (рис. 4, кривая 2). Подставив (5) в (4), получим

$$E_{\Sigma}(t, \theta) = \frac{Z_0 \sin \theta}{4\pi R} \left[\frac{1}{\cos \theta - 1} \times \left\{ \exp \left[-4 \left(\frac{t - \frac{L}{c} - \frac{R - L \cos \theta}{c}}{\tau} \right)^2 \right] - \exp \left[-4 \left(\frac{t - R/c}{\tau} \right)^2 \right] \right\} \right]. \quad (6)$$

Из (6) видно, что форма суммарного поля зависит от соотношения между длиной антенны L и пространственной длительностью возбуждающего импульса $c\tau$. Эта форма будет также зависеть от угла наблюдения θ .

Рассмотрим, как образуется поле $E_{\Sigma}(t, \theta)$ из (6) при $c\tau \ll L$, воспользовавшись моделью дискретной антенны, приведенной на рис. 3. Импульс тока при его движении по антенне приходит в элементарные излучатели с запаздыванием. Поэтому поля, возбуждаемые этими излучателями в точке М, будут иметь сдвиг во времени. Эти поля для угла наблюдения $\theta = 90^\circ$ показаны на рис. 5а сплошной линией. Поля имеют положительные и отрицательные полуволны, площади которых равны. Поэтому при суммировании они будут частично компенсироваться. Степень этой компенсации зависит от соотношения длины антенны L и

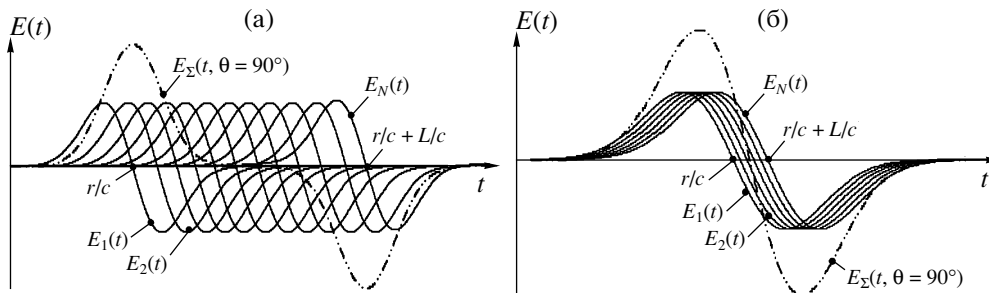


Рис. 5. Поля, возбуждаемые элементарными излучателями при $L/c\tau \geq 1$ (а) и $L/c\tau \leq 1$ (б).

длительности импульса $c\tau$. Полная компенсация полей начинается с момента времени $t_k = \tau$. Не скомпенсированной останется только часть полей элементарных излучателей, расположенных вблизи точки возбуждения и в конце излучателя (рис. 5а, пунктирная линия). Поэтому при $c\tau \ll L$ единое поле излучателя $E_\Sigma(t, \tau, \theta)$ разделяется на два отдельных поля, одно из которых излучается в момент входа импульса тока в точку возбуждения антенны, а другое – в момент достижения этим импульсом конца антенны. Этот процесс иногда трактуют как излучение из точки возбуждения и из конца антенны.

По мере уменьшения отношения $L/c\tau$ интервал времени, на котором происходит компенсация полей, становится все меньше по сравнению с длительностью импульса поля. Промежуток между импульсами поля, показанными на рис. 5а, уменьшается. Наконец, при $c\tau \geq L$ компенсация практически прекращается и разделившиеся поля сливаются (рис. 5б). Излучает вся апертура одновременно, а форма суммарного поля приближается к форме производной импульса тока, возбуждающего антенну.

На рис. 6 для случая $c\tau \ll L$ показаны суммарные поля антенны $E_\Sigma(t, \tau, \theta)$ для разных углов на-

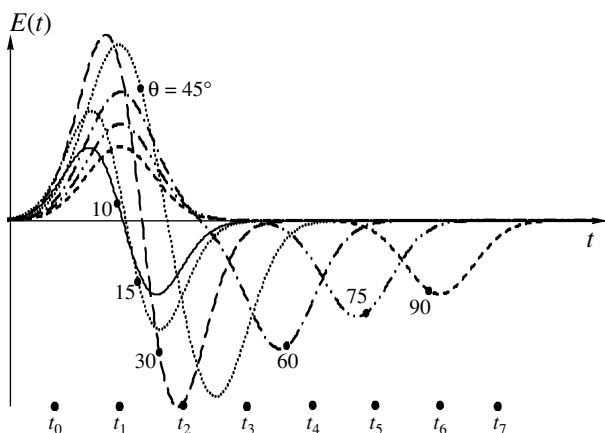


Рис. 6. Форма поля при наблюдении под разными углами θ .

блюдения θ . Из рисунка видно, что при изменении угла наблюдения форма суммарного импульса поля изменяется, поскольку изменяется размер проекции антенны, наблюдаемый под данным углом. “Граничный” угол, при котором форму поля еще можно рассматривать как два отдельных разнополярных импульса, определяется выражением:

$$\theta_{\text{гр}} = \pi - \arccos[c\tau/L - 1].$$

Угол $\theta_{\text{гр}}$ зависит от соотношения $c\tau/L$. При $c\tau \geq 2L$ угол $\theta_{\text{гр}}$ принимает отрицательные значения. Это означает, что поле в дальней зоне не разделяется на два импульса ни под какими углами наблюдения θ .

Рассмотренные изменения формы сигнала при излучении одним плечом диполя носят общий характер. В зависимости от типа и конструкции антенны эти изменения могут проявляться по-разному. Чем сложнее антенна, тем сложнее форма поля излученных СШП-сигналов. Если, например, перейти от одного плеча диполя к полному диполю и учесть отражения сигнала от его концов, то картина излучаемого поля становится заметно более сложной, что затрудняет понимание процесса формирования суммарного поля. В антеннах с плоской апертурой импульсы поля также возбуждаются точкой возбуждения антенны и ее краями [20]. В любом случае при выполнении условия $c\tau \ll L$ антенна формирует в дальней зоне последовательность импульсов электромагнитного поля, разделенных интервалами, зависящими от геометрии антенны. Эта последовательность образует излученный сигнал, форма которого отличается от формы возбуждающего антенну тока.

3. ДИАГРАММА НАПРАВЛЕННОСТИ НА ИЗЛУЧЕНИЕ

Изменение формы импульса поля при изменении угла наблюдения θ (см. рис. 6) приводит к нестационарности во времени диаграммы направленности (ДН) по полю. Покажем это на примере рассмотренного выше плеча диполя, возбуждаемого гауссовым импульсом тока, поле которого

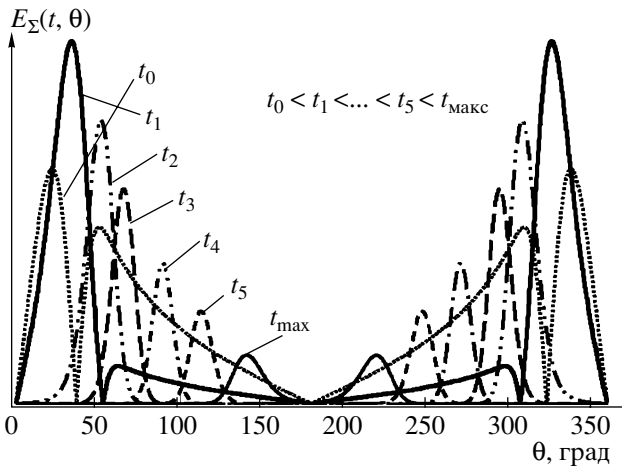


Рис. 7. Мгновенные ДН (антенна с последовательным возбуждением).

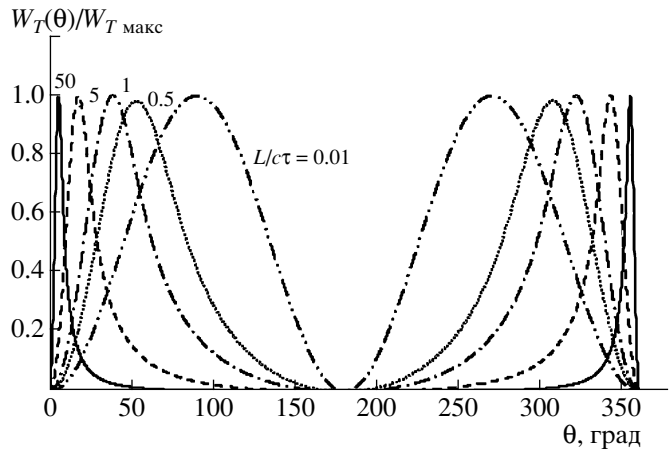


Рис. 8. Одномерные (φ = const) энергетические ДН (антенна с последовательным возбуждением).

описывается выражением (6). Поле $E_{\Sigma}(t, \theta)$ зависит от времени, углового направления, формы возбуждающего сигнала и длины антенны. Форма возбуждающего сигнала и длина антенны в нашем случае фиксированы. Чтобы определить зависимость поля от углового направления, выделим несколько моментов времени $t_0, t_1, t_2, t_3, \dots$ на интервале, в течение которого существует импульс тока в антенне, и, пользуясь выражением (6), построим зависимость $E_{\Sigma}(t, \theta)$ от θ в каждый из этих моментов времени – мгновенные ДН.

На рис. 7 представлено семейство мгновенных ДН, построенных для случая $c\tau \ll L$.

Как видно из рисунка, максимум ДН за время существования поля меняет свое направление. В начальный момент времени он направлен практически вдоль оси антенны. По мере движения импульса тока вдоль антенны, ДН перемещается по пространству от продольной оси антенны к ее нормали. При этом ширина и амплитуда ДН уменьшаются. Характер семейства мгновенных ДН, представленных на рис. 7, совпадает с результатами, полученными в [21], где для расчетов применялась строгая модель линейной антенны.

При более сложной, многоимпульсной форме излучаемого поля перемещение мгновенной ДН принимает более сложный характер, но ее нестационарность во времени сохраняется.

Эта нестационарность ДН по полю делает ее непригодной для расчета параметров радиотехнической системы, поскольку не позволяет определить такие параметры антенны как коэффициент направленного действия, ширину луча и т.п. В ранних работах (см., например, [22]) описывались другие варианты построения ДН при нестационарном излучении антенны – по пиковой ампли-

туде, по пиковой мощности, по крутизне. Однако наиболее удобной для практического использования является энергетическая ДН.

Пространственная энергетическая ДН $W_T(\theta, \varphi)$ получается путем усреднения мощности, излучаемой в каждом угловом направлении, за время пробега импульса тока по антенне и описывает распределение плотности излучаемого потока энергии в пространстве в зависимости от углов θ и φ [22, 23].

$$W_T(\theta, \varphi) = \frac{1}{Z_0} \int_{-\infty}^{+\infty} E_{\Sigma}^2(\theta, \varphi, t) dt.$$

Бесконечные пределы интегрирования по времени позволяют использовать это выражение для импульсов тока любой формы и антенн любой длины.

При сравнении характеристик антенн удобно пользоваться нормированной энергетической ДН:

$$W_{TN} = \frac{W_T(\theta, \varphi)}{W_{T\max}},$$

где значение ДН в направлении максимального излучения рассчитывается по формуле

$$W_{T\max} = \frac{1}{Z_0} \left[\int_{-\infty}^{+\infty} E_{\Sigma}^2(\theta, \varphi, t) dt \right]_{\max}.$$

На рис. 8 приведены нормированные энергетические ДН для рассмотренного в данном разделе примера при различных значениях отношения $L/c\tau$. При $c\tau \gg L$ энергетическая ДН совпадает с ДН полуволнового вибратора. При увеличении отношения $L/c\tau$ максимум ДН отклоняется от нормали, и при $c\tau \ll L$ излучение линейной антенны

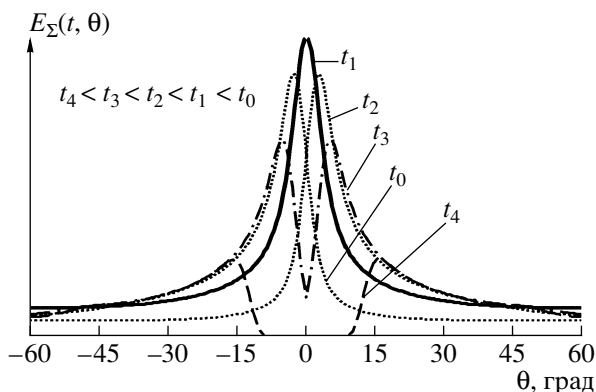


Рис. 9. Мгновенные ДН (апертурная антенна).

происходит вдоль оси. При этом максимальное значение ДН растет, а ее ширина уменьшается.

Коэффициент направленного действия (КНД) антенны, излучающей СШП-сигнал, находится как отношение плотности потока энергии исследуемой антенны в направлении максимального излучения $W_{T\text{макс}}$ к плотности потока энергии эквивалентной изотропной антенны W_{T0} при одинаковой энергии, подводимой к изотропной и исследуемой антеннам:

$$D_T = W_{T\text{макс}}/W_{T0}.$$

Полная энергия поля, излучаемая антенной через сферу радиуса R , будет равна

$$W = \frac{R^2}{Z_0} \int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} E_{\Sigma}^2(\theta, \varphi, t) \sin \theta d\theta d\varphi dt.$$

Разделив эту энергию на площадь поверхности сферы, окружающей антенну, получим плотность потока энергии эквивалентной изотропной антенны:

$$W_{T0} = \frac{W}{4\pi R^2} = \frac{1}{4\pi Z_0} \times \int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} E_{\Sigma}^2(\theta, \varphi, t) \sin \theta d\theta d\varphi dt.$$

Полученные выражения позволяют определить энергетический КНД антенны:

$$D_T = 4\pi \frac{\left[\int_{-\infty}^{+\infty} E_{\Sigma}^2(\theta, \varphi, t) dt \right]_{\text{макс}}}{\int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} E_{\Sigma}^2(\theta, \varphi, t) \sin \theta d\theta d\varphi dt}.$$

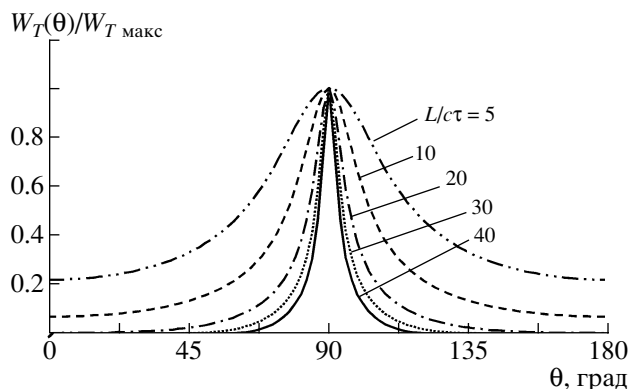


Рис. 10. Одномерные энергетические ДН (апертурная антенна).

Рассмотренная выше линейная антенна в виде плеча диполя (см. рис. 3) является антенной с последовательным возбуждением. Если возбуждение всей апертуры коротким импульсом происходит одновременно (апертурная антенна), то поле в дальней зоне под разными углами также имеет разную форму. Мгновенные ДН антенны этого типа по полю можно получить из выражений (4) или (6), исключив из круглых скобок слагаемое L/c , определяющее задержку импульса тока за время его пробега по апертуре. Эти ДН показаны на рис. 9 для разных моментов времени $t_0, t_1, t_2, t_3, \dots$. В отличие от предыдущего случая, ось мгновенной ДН не меняет своего положения в пространстве. Однако за время существования импульса тока в антенне ДН разделяется на два луча, которые расходятся в стороны друг от друга. Семейство нормированных энергетических ДН для апертурной антенны при различных значениях отношения L/ct приведено на рис. 10.

4. ИЗМЕНЕНИЕ ФОРМЫ СИГНАЛА ПРИ ПРИЕМЕ И ФОРМИРОВАНИЕ ДН НА ПРИЕМ

При изменении угла наблюдения форма суммарного импульса излученного поля изменяется (см. рис. 6). Следовательно, форма импульса поля, падающего на приемную антенну, будет меняться в зависимости от угла, под которым она расположена относительно передающей антенны. В результате и форма импульса тока, вызванного этим полем в приемной антенне, и форма импульса напряжения в ее нагрузке, вызванная этим током, будут зависеть от расположения антенн. Как следствие, и ДН приемной антенны будет зависеть от этого расположения. Поэтому при выполнении условия $ct \ll L$ в отличие от традиционной теории, используемой при проектиро-

вании узкополосных антенн, ДН СШП-антенны будет различной в режимах передачи и приема.

Чтобы определить зависимость формы принимаемого СШП-сигнала от взаимной ориентации передающей и приемной антенн, обратимся к рис. 11, на котором показано расположение этих антенн, представляющих собой диполи длиной L_T и L_R . Приемная антенна находится на расстоянии R от передающей антенны в ее дальней зоне (точка M на рис. 3). Нагрузка и концы диполя согласованы в полосе частот сигнала и не отражают энергию. Электрическая составляющая поля излучается передающей антенной в сторону приемной антенны под углом θ_T между линией ее апертуры и направлением на приемную антенну и падает на приемную антенну под углом θ_R между линией ее апертуры и направлением на передающую антенну.

Электрическая составляющая поля одного плеча излучающего диполя, описывается формулой (4), которая с учетом новых обозначений примет вид (индекс при E означает номер плеча):

$$E_1(t, \theta_T) = \frac{Z_0 \sin \theta_T}{4\pi R} \left[\frac{1}{\cos \theta_T - 1} \times \left\{ i \left(t - \frac{L_T}{c} - \frac{R - L_T \cos \theta_T}{c} \right) - i(t - R/c) \right\} \right]$$

Для второго плеча диполя электромагнитное поле в дальней зоне будет определяться выражением

$$E_2(t, \theta_T) = \frac{Z_0 \sin \theta_T}{4\pi R} \left[\frac{1}{\cos \theta_T + 1} \times \left\{ i(t - R/c) - i \left(t - \frac{L_T}{c} - \frac{R + L_T \cos \theta_T}{c} \right) \right\} \right]$$

Тогда общее поле, излучаемое диполем имеет вид

$$E_{\Sigma}(t, \theta_T) = E_1(t, \theta_T) + E_2(t, \theta_T) = A_1 i \left(t - \frac{L_T}{c} - \frac{R - L_T \cos \theta_T}{c} \right) - A_1 i(t - R/c) + A_2 i(t - R/c) - A_2 i \left(t - \frac{L_T}{c} - \frac{R + L_T \cos \theta_T}{c} \right),$$

где A_1 и A_2 амплитудные множители:

$$A_1 = \frac{Z_0 \sin \theta_T}{4\pi R (\cos \theta_T - 1)},$$

$$A_2 = \frac{Z_0 \sin \theta_T}{4\pi R (\cos \theta_T + 1)}.$$

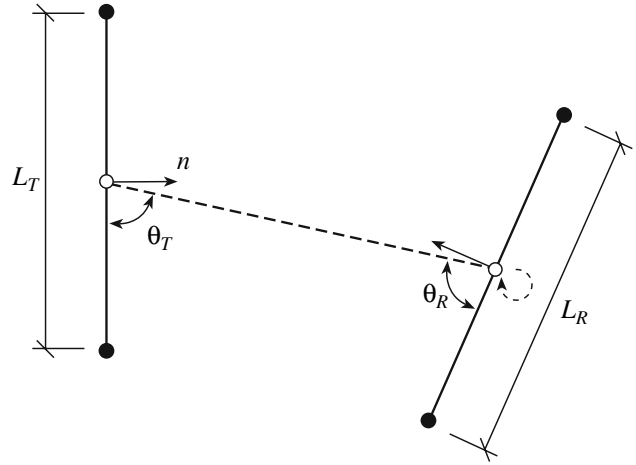


Рис. 11. Расположение передающей и приемной антенн.

Разобьем каждое плечо приемного диполя на элементарные участки dL_R . Электродвижущая сила, наведенная на элементарном участке, прямо пропорциональна проекции вектора $E_{\Sigma}(t, \theta_T)$ электрической составляющей поля, падающего на этот участок:

$$dE = E_{\Sigma}(t, \theta_T) \sin \theta dL_R.$$

Под воздействием этого поля на каждом элементарном участке возникает элементарный ток $dI = dE/Z$, где Z – общее сопротивление в цепи антенны, включающее в себя сопротивление излучения и сопротивление нагрузки Z_L . Для упрощения расчетов будем полагать сопротивление Z не зависящим от частоты.

Элементарные токи, возникшие на каждом участке, текут как в сторону нагрузки, так и в сторону концов диполя. Выше было принято допущение о том, что концы диполя согласованы. Поэтому часть этих токов, текущих к концам диполя, создает вторичное излучение диполя. Токи, текущие в сторону нагрузки, создают на ней падающие напряжения.

Учтем, как и в случае излучения, запаздывание сигнала в проводе приемного диполя и в пространстве (при падении поля под углом к апертуре диполя):

$$t_3 = \left(\frac{L_R + L_R \cos \theta_R}{c} \right).$$

Суммарный ток, протекающий через нагрузку приемного диполя, с учетом этого запаздывания будет равен

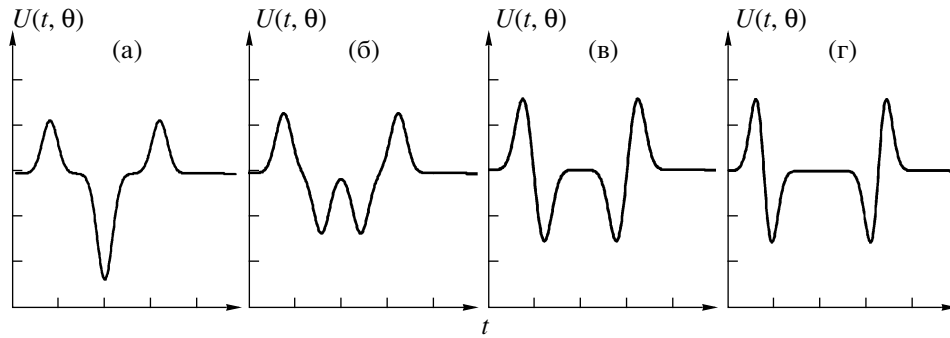


Рис. 12. Формы напряжения на нагрузке приемной антенны при $\theta = 90^\circ$ (а), 70° (б), 50° (в), 5° (г).

$$I_{\Sigma}(t, \theta_T, \theta_R, L_T, L_R) = \int_0^{L_R} \left\{ \begin{aligned} & A_1 i \left(t - \frac{L_T}{c} - \frac{R - L_T \cos \theta_T}{c} + \frac{L_R}{c} + \frac{L_R \cos \theta_R}{c} \right) - \\ & - A_1 i \left(t - R/c + \frac{L_R}{c} + \frac{L_R \cos \theta_R}{c} \right) + \\ & + A_2 i \left(t - R/c + \frac{L_R}{c} + \frac{L_R \cos \theta_R}{c} \right) - \\ & - A_2 i \left(t - \frac{L_T}{c} - \frac{R + L_T \cos \theta_{TX}}{c} + \frac{L_R}{c} + \frac{L_R \cos \theta_R}{c} \right) \end{aligned} \right\} dL_R. \quad (7)$$

Напряжение на нагрузке приемного диполя будет равно: $U_{\Sigma}(t, \theta_T, \theta_R, L_T, L_R) = I_{\Sigma}(t, \theta_T, \theta_R, L_T, L_R) Z_L$.

На рис. 12 показана зависимость этого напряжения $U(t, \theta)$ от угла θ_R . При расчете принято, что излучающий диполь возбуждается импульсом тока вида (5) с длительностью τ ($c\tau \ll L_T$), а $L_R = L_T$. Угол θ_{TX} выбран равным 30° , поскольку под этим углом форма импульса поля, падающего на приемный диполь, наиболее близка к форме производной импульса тока, возбуждающего излучающий диполь (см. рис. 4) и, таким образом, для приемного диполя также выполняется условие $c\tau \ll L_R$.

На рис. 12 хорошо видно, что напряжение на нагрузке приемного диполя представляет собой сумму двух импульсов, каждый из которых повторяет форму импульса падающего поля. Эти импульсы являются зеркальным отражением друг друга, так как направления токов, текущих в нагрузку из разных плеч диполя, противоположны. Интервал между импульсами особенно заметен под малыми углами θ_R , когда поле падает на разные плечи диполя со значительной задержкой. Изменение формы импульса напряжения на нагрузке диполя при изменении угла падения импульса поля на диполь происходит аналогично изменению формы импульса поля излучающего диполя при изменении угла наблюдения. Аналогично ведет себя и ДН приемного диполя по полю (определяемая как зависимость напряжения на нагрузке от угловых координат): пока падающий импульс поля пробегает по приемному диполю, эта ДН переме-

щается в пространстве, т.е. становится нестационарной во времени. В результате и для приемного диполя необходимо использовать для расчетов энергетическую ДН, которая получается путем усреднения мощности, принимаемой из каждого углового направления, за время пробега импульса поля по апертуре диполя. Энергетическая ДН описывает распределение плотности потока энергии, принимаемого диполем из пространства –

$$W_R(\theta, \varphi) = \frac{1}{Z_L} \int_{-\infty}^{+\infty} U_{\Sigma}^2(\theta, \varphi, t) dt,$$

нормированная энергетическая ДН –

$$W_{RN}(\theta, \varphi) = \frac{W_R(\theta, \varphi)}{W_{R\max}},$$

где

$$W_{R\max} = \frac{1}{Z_L} \left[\int_{-\infty}^{+\infty} U_{\Sigma}^2(\theta, \varphi, t) dt \right]_{\max},$$

На рис. 13 приведено семейство одномерных ($\varphi = \text{const}$) энергетических ДН для рассмотренного выше примера при значениях отношения $L_R/c\tau = 1$; 3 и 10. При $L_R/c\tau$, близком к единице, энергетическая ДН совпадает с ДН полуволнового вибратора. При увеличении отношения $L_R/c\tau$ форма ДН изменяется: она разделяется на два луча, каждый из которых имеет меньшую ширину.

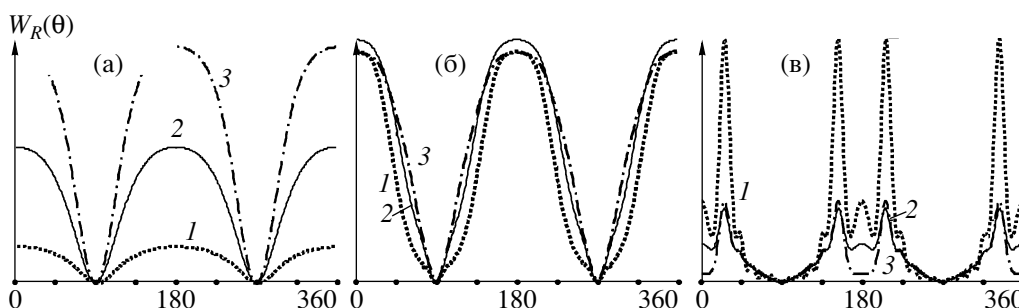


Рис. 13. Энергетические ДН приемной антенны при $L_R/c\tau = 1$ (а), 3 (б), 10 (в); $\theta_T = 30^\circ$ (кривая 1), 60° (2) и 90° (3).

Коэффициент направленного действия приемной антенны D_R находится, как отношение плотности потока энергии, принимаемого антенной с направления максимума ДН $W_{R\text{макс}}$, к плотности потока энергии, принимаемого эквивалентной изотропной приемной антенной W_{R0} при одинаковой плотности потока энергии, принимаемого из пространства:

$$D_R = W_{R\text{макс}}/W_{R0}.$$

Полная энергия поля, падающего на антенну через сферу радиуса R , будет равна

$$W = \frac{R^2}{Z_L} \int_0^{2\pi} \int_0^\pi \int_{-\infty}^{+\infty} U_\Sigma^2(\theta, \varphi, t) \sin\theta d\theta d\varphi dt.$$

Разделив эту энергию на площадь поверхности сферы, окружающей антенну, получим плотность потока энергии, принимаемого эквивалентной изотропной антенной:

$$W_{R0} = \frac{W}{4\pi R^2} = \frac{1}{4\pi Z_L} \int_0^{2\pi} \int_0^\pi \int_{-\infty}^{+\infty} U_\Sigma^2(\theta, \varphi, t) \sin\theta d\theta d\varphi dt.$$

Полученные выражения позволяют определить энергетический КНД приемной антенны:

$$D_R = 4\pi \frac{\left[\int_{-\infty}^{+\infty} U_\Sigma^2(\theta, \varphi, t) dt \right]_{\text{макс}}}{\int_0^{2\pi} \int_0^\pi \int_{-\infty}^{+\infty} U_\Sigma^2(\theta, \varphi, t) \sin\theta d\theta d\varphi dt}.$$

5. ОСОБЕННОСТИ ОБНАРУЖЕНИЯ СШП-СИГНАЛОВ

Сверхширокополосные сигналы позволяют получить “портрет” цели и произвести распознавание ее типа, а при очень высоком разрешении – полу-

чить “радиоизображение” цели. Однако процессу распознавания всегда предшествует процесс обнаружения.

В разделах 2 и 4 было показано как изменяется форма СШП-сигнала при излучении и приеме, когда выполняется неравенство $c\tau \gg L$.

Дополнительное изменение формы сигнала происходит и при его отражении от цели. Спектр сигнала, падающего на цель, $U_n(\omega)$, и спектр сигнала, отраженного от i -го локального центра рассеяния, $U_{oi}(\omega)$, связаны между собой соотношением

$$U_{oi}(\omega) = U_n(\omega)K_i(\omega),$$

где $K_i(\omega)$ – комплексная частотная характеристика i -го локального центра рассеяния.

В относительно узкой полосе частот можно полагать, что амплитудно-частотная характеристика локального центра рассеяния равномерна, а его фазочастотная характеристика линейна. Поэтому при отражении узкополосного сигнала от локального центра рассеяния, его спектр и форма не изменяются:

$$U_n(\omega) \approx U_{oi}(\omega).$$

Отличие проявляется только в изменении амплитуды и начальной фазы отраженного сигнала. Это позволяет использовать для обработки узкополосного сигнала, отраженного от цели, коррелятор с опорным сигналом или согласованный фильтр.

Однако в широкой полосе частот нельзя не учитывать неравномерность амплитудно-частотной и нелинейность фазочастотной характеристик локального центра рассеяния. Эти факторы приводят к изменению спектра СШП-сигнала при его отражении от цели: $U_n(\omega) \neq U_{oi}(\omega)$. Изменение спектра приводит к дополнительному изменению формы сигнала. Поэтому при выполнении неравенства $c\tau \gg L$ возникает задача обнаружения сигнала, форма которого является неизвестной.

Теоретическое обоснование оптимального алгоритма обнаружения сигнала, представляющего собой пачку одинаковых импульсов с неизвестной формой и известной частотой повторения в

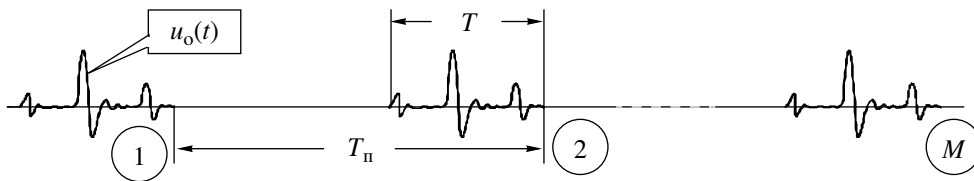


Рис. 14. Пример периодического сигнала с неизвестной формой.

белом гауссовом шуме, выполнено В.С. Черняком [24]. Для синтеза алгоритма обнаружения использована априорная информация о периоде повторения зондирующих импульсов T_n .

Цель облучается импульсами длительностью τ . Частота повторения импульсов такова, что на относительно небольшом интервале времени можно полагать цель неподвижной, а отраженный от нее сигнал $u_c(t)$ представить в виде пачки, состоящей из M одинаковых импульсов (рис. 14):

$$u_c(t) = \sum_{k=0}^{M-1} u_o(t - kT_n),$$

где $u_o(t)$ – отраженный от цели сигнал (импульс) неизвестной формы длительностью T и энергией E_c .

Отдельные импульсы в пачке не перекрываются, т.е.

$$\int_{-\infty}^{\infty} u_o(t - kT_n)u_o(t - mT_n)dt = \begin{cases} E_c, & k = m, \\ 0, & k \neq m. \end{cases} \quad (8)$$

Шум принят белым, гауссовским с нулевым средним значением. Входной сигнал представляет собой среднее значение суммы сигнала и шума.

Для известного сигнала логарифм отношения функционалов правдоподобия имеет вид (см., например, [25])

$$\ln \Lambda = \ln \frac{W_{c/m}[u(t)]}{W_{ш}[u(t)]} = \sum_{k=0}^{M-1} \int_{-\infty}^{\infty} u(t)u_o(t - kT_n)dt - \frac{1}{2} \sum_{k=0}^{M-1} \sum_{l=0}^{M-1} \int_{-\infty}^{\infty} u_o(t - kT_n)u_o(t - lT_n)dt. \quad (9)$$

Здесь $u(t)$ – принимаемая реализация суммы сигнала и шума или только шума длительностью $T_0 > (M-1)T_n + T$.

Учитывая (8), можно упростить (9):

$$\ln \Lambda = \sum_{k=0}^{M-1} \int_{-\infty}^{\infty} u(t)u_o(t - kT_n)dt - \frac{1}{2} \sum_{k=0}^{M-1} \int_{-\infty}^{\infty} u_o^2(t - kT_n)dt. \quad (10)$$

Поскольку $u_o(t)$ неизвестно (но неслучайно), применим адаптивный подход. Существо подхода заключается в использовании алгоритма, оптимального при известных параметрах сигнала, в который вместо неизвестных параметров подставляются их максимально правдоподобные оценки [26]. В данном случае следует оценивать не отдельные параметры сигнала, а сигнал в целом как функцию времени [27].

Для получения оценки рассмотрим логарифм функционала правдоподобия [28]:

$$\mathcal{R}_1 = -\frac{1}{2} \int_{-\infty}^{\infty} \left[u(t) - \sum_{k=0}^{M-1} u_o(t - kT_n) \right]^2 dt.$$

Максимум \mathcal{R}_1 как функции $\sum_{k=0}^{M-1} u_o(t - kT_n)$ соответствует минимуму выражения в квадратных скобках. Поскольку длительность принимаемой реализации $u(t)$ суммы сигнала и шума охватывает все приходящие сигналы, то минимум выражения в квадратных скобках достигается при условии, что на каждом интервале времени, где есть сигнал, он равен принятой реализации:

$$\hat{u}_o(t - kT_n) = u(t) \text{ при } t \in (kT_n, kT_n + T). \quad (11)$$

Заменим переменную в (11): $t_1 = t - kT_n$. Тогда:

$$\hat{u}_o(t_1) = u(t_1 + kT_n) \text{ при } t_1 \in (0, T).$$

Оценки одной и той же функции $u_o(t_1)$, полученные на интервалах времени, отстоящих друг от друга на период повторения T_n , статистически независимы, так как гауссовские шумы на этих интервалах независимы. Это значит, что уточненная по M измерениям максимально правдоподобная оценка $\hat{u}_o = (t_1)$ при $t_1 \in (0, T)$ имеет вид

$$\overline{\hat{u}_o}(t_1) = \frac{1}{M} \sum_{k=0}^{M-1} u(t_1 + kT_n) \text{ при } t_1 \in (0, T). \quad (12)$$

Заменив в (10) переменные $t_1 = t - kT_n$, получим

$$\ln \Lambda = \sum_{k=0}^{M-1} \int_{-\infty}^{\infty} u(t_1 + kT_n)u_o(t_1)dt_1 - \frac{1}{2} \sum_{k=0}^{M-1} \int_{-\infty}^{\infty} u_o^2(t_1)dt_1. \quad (13)$$

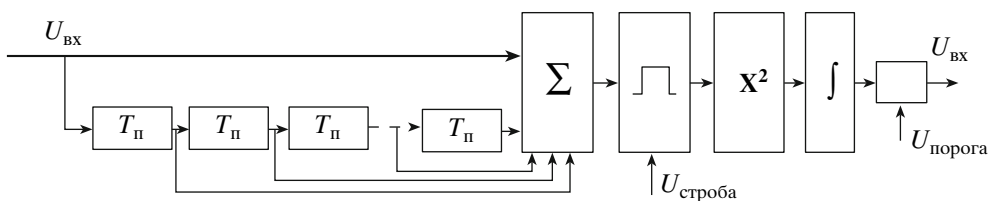


Рис. 15. Оптимальный обнаружитель пачки одинаковых импульсов, имеющих неизвестную форму.

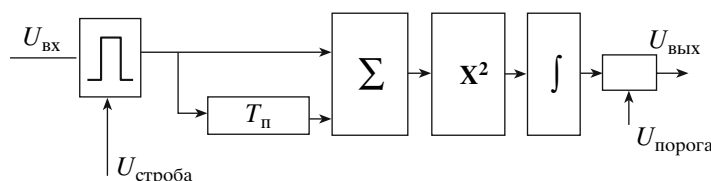


Рис. 16. Оптимальный обнаружитель для $M = 2$.

Подставляя вместо $u_0(t_1)$ полученную оценку $\hat{u}_0(t_1)$ из (12), опуская индекс у t_1 и несущественный множитель $1/M$, после простых преобразований получаем из (13) адаптивный алгоритм обнаружения, оптимальный по критерию обобщенного отношения правдоподобия:

$$\mathcal{R} = U_{\text{ВЫХ}} = \int_0^T \left[\sum_{k=1}^{M-1} u(t + kT_{\text{П}}) \right]^2 dt >_{<} U_{\text{порога}}, \quad (14)$$

где $U_{\text{порога}}$ – порог обнаружения.

Таким образом, оптимальный алгоритм сводится к суммированию отрезков принятой реализации (длительностью T каждый) на тех интервалах времени, где ожидаются сигналы; вычислению энергии этой суммы и сравнению полученной энергии с порогом, определяемым заданной вероятностью ложной тревоги. Это – известный “энергетический” обнаружитель, в котором используется не только энергия каждого импульса пачки, но и энергия корреляционных связей между этими импульсами. Схема такого обнаружителя приведена на рис. 15.

При достаточно быстром движении цели относительно РЛС импульсы пачки $u_c(t)$ начнут отличаться друг от друга. В этом случае можно полагать одинаковыми, по крайней мере, два соседних импульса. Поэтому рассмотрим важный для практики случай обработки двух импульсов ($M = 2$). Схема обнаружителя для этого случая представлена на рис. 16. Оптимальный алгоритм (14) при $M = 2$ можно представить в виде

$$\mathcal{R} = U_{\text{ВЫХ}} = \int_0^T u^2(t) dt + \int_0^T u^2(t + T_{\text{П}}) dt + 2 \int_0^T u(t)u(t + T_{\text{П}}) dt >_{<} U_{\text{порога}}. \quad (15)$$

Первый и второй интегралы в (15) описывают алгоритм вычисления энергии сигналов, принятых в двух соседних периодах, а третий интеграл определяет алгоритм их взаимной корреляционной обработки.

Из (15) видно, что рассматриваемый обнаружитель может быть представлен в виде двух субоптимальных обнаружителей (рис. 17). Первый является обнаружителем по сумме энергий отрезков реализаций, соответствующих ожидаемым сигналам в первом и втором периодах повторения. Второй, названный череспериодным корреляционным обнаружителем (ЧПКО), был предложен ранее [29]⁵. Схемы рис. 16 и 17 позволяют выявить особенности оптимального обнаружителя:

а) поскольку шумы, приходящие из соседних периодов повторения, независимы, на вход интегратора поступает либо квадрат суммы независимых отрезков нормальных процессов (рис. 16), либо сумма двух квадратов и произведения этих отрезков (рис. 17); распределение вероятностей на входе интегратора в обоих случаях существенно отличается от нормального;

б) распределение вероятностей процесса на выходе интегратора приближается к нормальному по мере увеличения времени интегрирования; это время определяется не длительностью излученного сигнала τ , а длительностью сигнала, отраженного от цели $T = n\tau$; таким образом, радиальная длина цели $L = nc\tau/2$ определяет время интегрирования, степень нормализации распределения процесса на выходе интегратора, дисперсию шума и, в результате, уровень порога обнаружителя.

Сравним эффективность оптимального обнаружителя (15) и субоптимальных обнаружителей.

⁵ В [29] квазиоптимальный череспериодный корреляционный обнаружитель ошибочно назван оптимальным.

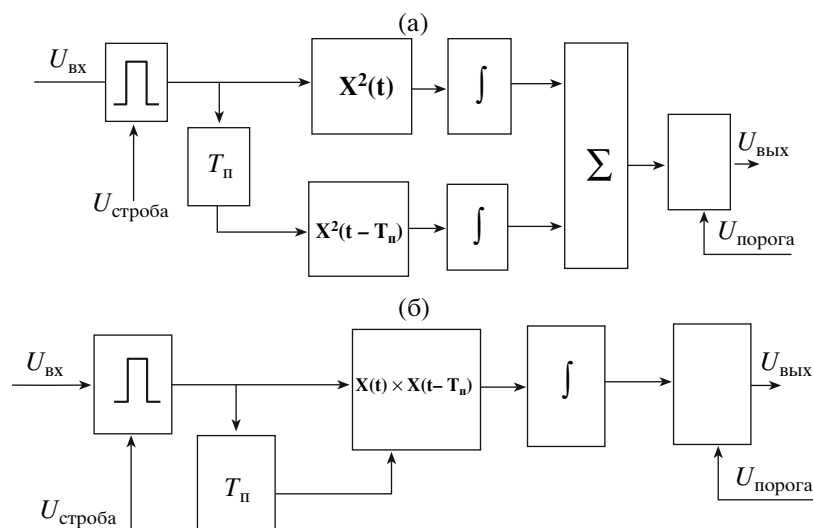


Рис. 17. Субоптимальные обнаружители для $M = 2$: а) обнаружитель по сумме энергий; б) череспериодный корреляционный обнаружитель.

На рис. 18 приведены характеристики обнаружения, полученные с помощью расчета в системе MATLAB, для оптимального алгоритма (кривая 2), алгоритма ЧПКО (кривая 3) и суммы энергетических обнаружителей (кривая 4). Для сравнения на рисунке приведена характеристика обнаружения “классического” обнаружителя точно известного (детерминированного) сигнала (кривая 1). Вероятность ложной тревоги $P_{лт} = 10^{-3}$. Характеристики построены для цели с радиальной длиной, равной 16-ти элементам разрешения. При таком накоплении в процессе интегрирования выходные статистики как оптимального, так и субоптималь-

ных обнаружителей можно приближенно считать гауссовскими величинами. При $M = 2$ кривая 3 совпадает с кривой 4. Из рисунков видно, что отсутствие информации о форме сигнала приводит к заметным потерям. Эти потери объясняются отсутствием в приемнике “незашумленного” образца обнаруживаемого сигнала.

Из кривых рис. 18 следует, что субоптимальные обнаружители для рассматриваемого, достаточно типичного случая незначительно уступают по эффективности оптимальному. Поэтому в некоторых ситуациях достаточно простой алгоритм ЧПКО может найти практическое применение.

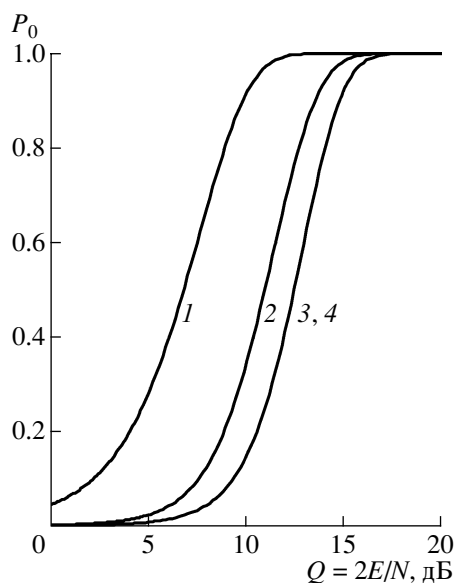


Рис. 18. Характеристики обнаружения оптимального и субоптимальных алгоритмов.

Схемы рис. 15 и 16 оптимальны для обнаружения неподвижной цели (все принимаемые импульсы имеют одинаковую форму) с известной радиальной длиной (известна длительность принятого сигнала T). Этот случай позволяет оценивать снижение эффективности рассмотренного обнаружителя при движении цели и неизвестной ее длине (так же как в классической теории можно оценить снижение эффективности обнаружения при неизвестных параметрах сигнала сравнением с характеристиками обнаружения детерминированного сигнала с полностью известными параметрами). В реальных ситуациях, когда скорость цели и ее протяженность априори неизвестны, необходимо многоканальное построение системы. Если по задержке сигнала (по определению дальности до цели) возможен последовательный во времени поиск, то по длительности интервала интегрирования (радиальной длине цели) необходим параллельный поиск.

6. ОПРЕДЕЛЕНИЕ ЭПР-ЦЕЛЕЙ ПРИ ИСПОЛЬЗОВАНИИ СШП-СИГНАЛОВ

При облучении цели узкополосным сигналом, когда радиальная длина цели $ct \gg L$ и отражения от различных локальных центров рассеяния цели перекрываются в пространстве, образуя в точке приема суммарный сигнал, для определения эффективной площади (ЭПР) цели, находящейся в дальней зоне антенны, используется известное выражение

$$\sigma = 4\pi R^2 \frac{E_2^2}{E_1^2}, \quad (16)$$

где R – расстояние до цели; E_1 – амплитудное значение напряженности поля зондирующего сигнала в точке цели; E_2 – амплитудное значение напряженности поля сигнала, рассеянного целью, в точке приема.

При облучении цели СШП-сигналом ($ct \ll L$), когда расстояние между блестящими точками цели $\Delta l > ct$, отраженные от цели сигналы разделяются в пространстве. Сигнал в точке приема представляет собой последовательность импульсов различной амплитуды, формы и полярности, сдвинутых друг относительно друга на различные отрезки времени (см. пример на рис. 2в), и значение амплитуды E_2 в точке приема становится неопределенным [30–32].

В этом случае необходимо использовать понятие “обобщенной” ЭПР [33]:

$$\sigma = 4\pi R^2 \frac{W_2}{W_1}, \quad (17)$$

где $W_1 = \int_{\tau_1} P_1(t) dt$ – энергия зондирующего сигнала радара в точке цели; $W_2 = \int_{\tau_2} P_2(t) dt$ – энергия рассеянного целью сигнала в точке приема; $P_1(t)$ – вектор Пойнтинга (плотность потока энергии) зондирующего сигнала, действующего в течение времени τ_1 в точке цели; $P_2(t)$ – вектор Пойнтинга (плотность потока энергии) рассеянного сигнала, действующего в течение времени τ_2 в точке приема.

Для оценки применимости формулы (17) сравним значения ЭПР, полученные при облучении цели узкополосным и СШП-сигналами. Рассмотрим в качестве цели простейший групповой вторичный излучатель, состоящий из двух отражателей (“гантель”). Полагаем, что отражатели не влияют друг на друга.

Для узкополосного сигнала ($ct \gg L$) этот случай хорошо известен [34]. Импульс поля, облучающего цель, имеет высокочастотное заполнение $e_1(t) = E_1 \cos \omega t$. Обозначим расстояние от отражателей до радара $r_{1,2}$ ($r_1 - r_2 = \Delta l \ll ct$), а моменты

прихода отраженных полей в точку приема $t_{1,2} = 2r_{1,2}/c$. Поле, рассеянное вторичным излучателем, в точке приема рассчитывается по формуле

$$e_2(t) = E_{2(1)} \cos \omega(t - t_1) + E_{2(2)} \cos \omega(t - t_2) = E_2 \cos(\omega t - \varphi),$$

где индекс в скобках означает номер отражателя,

$$\text{а } \varphi = \omega(t_1 - t_2) = \frac{2\pi}{\lambda} 2(r_1 - r_2) = 4\pi \Delta l / \lambda.$$

Суммарная амплитуда поля в точке приема E_2 –

$$E_2^2 = E_{2(1)}^2 + E_{2(2)}^2 + 2E_{2(1)}E_{2(2)} \cos \varphi.$$

ЭПР цели в соответствии с (16) имеет вид

$$\sigma_{\Sigma 2} = 4\pi R^2 \frac{E_2^2}{E_1^2} = \sigma_1 + \sigma_2 + 2\sqrt{\sigma_1 \sigma_2} \cos \varphi.$$

При $\varphi = 0$ и $\sigma_1 = \sigma_2 = \sigma$ значение ЭПР будет максимальным $\sigma_{\Sigma} = 4\sigma$. Соответственно, при N отражателях с равными ЭПР σ и синфазности отраженных полей, ЭПР группового излучателя будет равна $\sigma_{\Sigma N} = N^2 \sigma$. В общем случае фаза φ является случайной величиной, принимающей любые значения от 0 до 2π . В этом случае ЭПР цели при ее облучении узкополосным сигналом определяется как среднее значение:

$$\sigma_{\text{ун}} = \bar{\sigma}_{\Sigma N} = N\sigma. \quad (18)$$

При использовании СШП-сигнала ($ct \ll L$) на рассматриваемый вторичный излучатель падает импульс поля длительностью τ с плотностью потока энергии $P_1(t)$. Если $r_1 - r_2 = \Delta l > ct/2$, то от двух отражателей в точку приема приходят два не перекрывающихся импульса поля, имеющие в общем случае разную плотность потока энергии $P_{2(1)}(t)$ и $P_{2(2)}(t)$ и разную длительность τ_1 и τ_2 .

В этом случае ЭПР каждого вторичного излучателя определяется по формуле (17):

$$\sigma_{1,2} = 4\pi R^2 \frac{W_{2(1),2(2)}}{W_1},$$

где $W_1 = \int_{\tau} P_1(t) dt$ – энергия зондирующего сигнала радара в точке цели, $W_{2(1)} = \int_{\tau_1} W_{2(1)}(t) dt$; $W_{2(2)} = \int_{\tau_2} P_{2(2)}(t) dt$ – энергии сигналов, полученные в точке приема от первого отражателя в момент t_1 и от второго отражателя в момент t_2 .

Когда сигналы от каждого отражателя принимаются отдельно, то ЭПР всего вторичного излучателя будет определяться тем отражателем, который создает наибольшую амплитуду сигнала в приемнике радиолокатора. Энергия, пришедшая в точку приема от меньшего отражателя, оказывается не использованной, что можно расценивать, как потери. При увеличении числа отражателей эти потери будут возрастать.

Чтобы получить наибольшее значение ЭПР цели при ее облучении СШП-сигналом, необходимо использовать энергию сигнала на выходе системы оптимальной обработки (см. разд. 6).

Оценим ЭПР рассмотренного выше группового вторичного излучателя, состоящего из двух одинаковых отражателей, при оптимальной обработке двух импульсов, следующих друг за другом с интервалом в период повторения ($M=2$). Подставляя в (15) по два отраженных импульса в каждый период (индекс означает номер отражателя), получим напряжение на выходе системы обработки, пропорциональное энергии принятого сигнала:

$$\begin{aligned}
 U_{\text{вых}} = & \int_0^T u_1^2(t) dt + \int_0^T u_2^2(t) dt + \int_0^T u_1^2(t + T_n) dt + \\
 & + \int_0^T u_2^2(t + T_n) dt + 2 \int_0^T u_1(t) u_2(t) dt + \\
 & + 2 \int_0^T u_1(t + T_n) u_2(t + T_n) dt + 2 \int_0^T u_1(t) u_2(t + T_n) dt + \\
 & + 2 \int_0^T u_2(t) u_1(t + T_n) dt + 2 \int_0^T u_1(t) u_1(t + T_n) dt + \\
 & + 2 \int_0^T u_2(t) u_2(t + T_n) dt.
 \end{aligned}$$

Первые четыре интеграла определяют энергию первого и второго импульсов сигнала в первом и втором периодах повторения. Следующие шесть интегралов определяют взаимную энергию различных пар импульсов. Первые четыре интеграла из этих шести описывают взаимную энергию не перекрывающихся во времени импульсов и поэтому равны нулю. Последние два интеграла определяют взаимную энергию двух перекрывающихся (после задержки на T_n) пар импульсов. Таким образом, полная энергия принятого сигнала, определяющая напряжение на выходе системы обработки, будет равна

$$\begin{aligned}
 W_2 = & \int_0^T u_1^2(t) dt + \int_0^T u_2^2(t) dt + \int_0^T u_1^2(t + T_n) dt + \\
 & + \int_0^T u_2^2(t + T_n) dt + 2 \int_0^T u_1(t) u_1(t + T_n) dt + \\
 & + 2 \int_0^T u_2(t) u_2(t + T_n) dt = W_{2(1,1)} + W_{2(1,2)} + \\
 & + W_{2(2,1)} + W_{2(2,2)} + 2W_{2(1,1-2,1)} + 2W_{2(1,2-2,2)},
 \end{aligned}$$

где первый индекс в скобках означает номер периода, второй индекс – номер отражателя.

Если энергия зондирующего сигнала РЛС в точке цели равна W_1 , то, подставляя полученные значения энергий в (17), получим

$$\begin{aligned}
 \sigma_{\Sigma 2} = & 4\pi R^2 \frac{W_{2(1,1)} + W_{2(1,2)} + W_{2(2,1)} + W_{2(2,2)} + 2W_{2(1,1-2,1)} + 2W_{2(1,2-2,2)}}{W_1} = \\
 = & \sigma_1 + \sigma_1 + \sigma_2 + \sigma_2 + 2\sigma_{1-2} + 2\sigma_{2-1}.
 \end{aligned}$$

При равенстве $\sigma_1 = \sigma_2 = \sigma_{1-2} = \sigma_{2-1} = \sigma$ получим $\sigma_{\Sigma 2} = 8\sigma$. Это значение ЭПР получено при учете отраженной от цели энергии за два периода зондирования. За один период зондирования отношение энергий в точке приема и в точке цели дает значение ЭПР $\sigma_{\Sigma 2} = 4\sigma$. Соответственно, при N вторичных излучателях, имеющих одинаковую ЭПР σ , суммарная ЭПР группового излучателя будет равна

$$\sigma_{\Sigma N} = N^2 \sigma. \quad (19)$$

Сравнивая значения ЭПР, полученные при облучении УП- (18) и СШП-сигналов (19) одной и той же цели с N отражателями, мы видим, что выполняется неравенство $\sigma_{\Sigma N} \geq \bar{\sigma}_{\Sigma N}$, т.е. $\sigma_{\text{СШП}} \geq \sigma_{\text{УП}}$.

В общем случае, при произвольных значениях ЭПР отдельных отражателей цели, величина

ЭПР цели σ_{Σ} будет определяться амплитудой сигнала на выходе системы оптимальной обработки, пропорциональной его энергии. Выход системы оптимальной обработки и является “точкой приема”, используемой в определениях (16) и (17). Поскольку для определения ЭПР используется энергия сигнала, отраженного от цели, в дальнейшем величина σ_{Σ} называется энергетической ЭПР.

7. УРАВНЕНИЕ ДАЛЬНОСТИ. ОСОБЕННОСТИ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ СШП-РАДАРОВ

В традиционное уравнение дальности узкополосного радара обычно входят параметры, так или иначе связанные с гармонической (квазигармонической) формой используемого сигнала. Амплитудное значение этого сигнала обуславливает

пиковую и среднюю мощность радара, а также величину ЭПР цели. Диаграммы направленности на излучение и прием, которые определяют КНД приемной и передающей антенн, являются результатом пространственной интерференции гармонических колебаний, излучаемых отдельными элементами антенны.

В СШП-радаре форма сигнала в процессе радиолокационного наблюдения изменяется. Поэтому дальность действия СШП-радаров R определяется через энергетические параметры:

$$R = \sqrt[4]{\frac{W D_T \sigma_{\Sigma} S}{(4\pi)^2 \rho q N_0}}, \quad (20)$$

где $W = \int_{\tau} p(t) dt$ – энергия излучаемого сигнала; $p(t)$ – зависимость излучаемой мощности от времени; D_T – энергетический КНД передающей антенны; D_R – энергетический КНД приемной антенны;

$S = \frac{D_R (c\tau)^2}{4\pi}$ – эффективная (энергетическая) площадь приемной антенны; σ_{Σ} – энергетическая ЭПР цели; ρ – потери во всех системах радара; q – пороговое отношение сигнал–шум по энергии; N_0 – спектральная плотность мощности шума.

Энергетическое уравнение дальности (20) является обобщенным, поскольку оно позволяет выполнять расчет параметров радара при любом соотношении пространственной длительности сигнала $c\tau$ и размера антенны (и/или цели) L . Однако при выполнении неравенства $L \gg c\tau$ для расчета возможно использовать уравнение дальности только в виде (20).

Энергетическое уравнение дальности (20) является обобщенным, поскольку оно позволяет выполнять расчет параметров радара при любом соотношении пространственной длительности сигнала $c\tau$ и размера антенны (и/или цели) L . Однако при выполнении неравенства $L \gg c\tau$ для расчета возможно использовать уравнение дальности только в виде (20).

Рассмотрим факторы, ограничивающие дальность действия СШП-радаров. Высокая информативность СШП-радаров достигается использованием импульсов нано- и пикосекундной длительности. Если излучаются простые, короткие сигналы, подобные показанным на рис. 2, то энергия, необходимая для обнаружения цели, может быть получена только за счет увеличения пиковой мощности $P_{\text{пик}}$. Оценим порядок этой мощности на конкретном примере. Для упрощения расчетов примем $W \approx P_{\text{пик}} \tau$ и определим значение $P_{\text{пик}}$ через параметры уравнения дальности:

$$P_{\text{пик}} = \frac{(4\pi)^2 \rho q N_0 R^4}{D_T \sigma_{\Sigma} S \tau}.$$

На рис. 19 приведена зависимость пиковой мощности передатчика от дальности действия СШП-радаров для нескольких значений длительности импульса τ . Излучаемый сигнал принят в виде производной гауссовского импульса с единичной амплитудой и длительностью τ по уровню 0.5 (вид этого сигнала см. на рис. 4, кривая 2). Для расчета

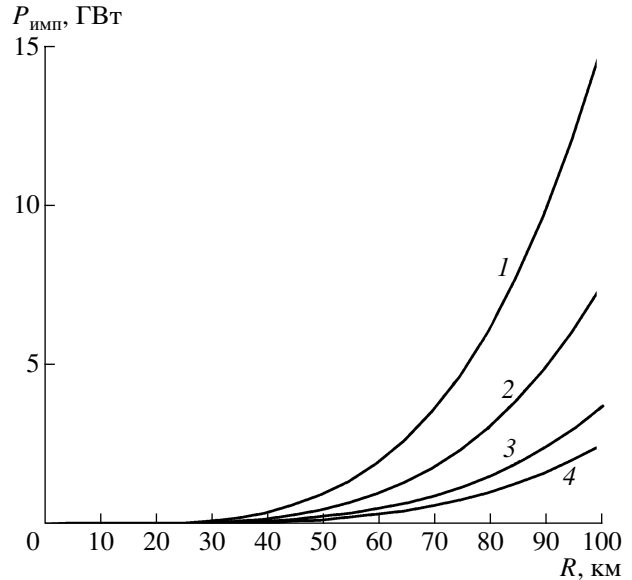


Рис. 19. Зависимость импульсной мощности СШП-радаров от дальности обнаружения при $\tau = 0.5$ (1), 1 (2), 2 (3) и 3 нс (4).

приняты следующие численные значения величин: энергетический КНД антенн $D_T = D_R \approx 1000$ (круглый раскрыв диаметром ≈ 3 м), $\sigma_{\Sigma} = 0.1$ м², вероятности правильного обнаружения $P_D = 0.9$ и ложной тревоги $P_F = 10^{-6}$.

Как видно из графиков рис. 19, применение простых СШП-сигналов для наблюдения целей на больших дальностях требует пиковой мощности передатчика в единицы и десятки гигаватт. Генераторы с такой мощностью являются уникальными устройствами, требуют применения элементов с высокой электрической прочностью, вызывают негативное экологическое воздействие как за счет рентгеновского излучения, так и за счет прямого электромагнитного излучения.

Снижение пиковой мощности в СШП-радаров большой дальности, в принципе, возможно традиционным путем – переходом к сложным кодированным сигналам с большой базой и их последующей согласованной фильтрации. Однако изменение формы СШП-сигнала в процессе радиолокационного наблюдения не позволяет использовать этот метод.

Получить необходимый потенциал в мощных СШП-радаров без применения гигаваттных генераторов можно также с помощью активных импульсных антенных решеток. В этом случае необходимо обеспечить высокую временную стабильность системы для точного управления генераторами решетки. Следует отметить, что использование в СШП-радаров активных импульсных антенных решеток переводит эти радары в разряд сложных

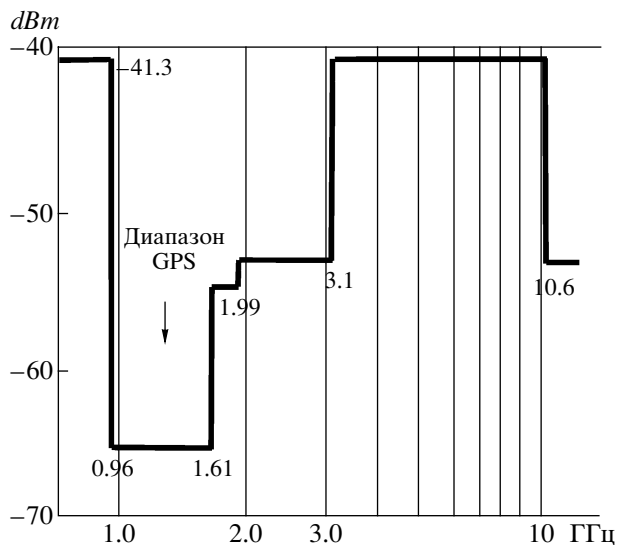


Рис. 20. Допустимые уровни излучений для СШП-радаров [35, 36].

и дорогих систем, технология которых в настоящее время разработана недостаточно.

Тем не менее даже не сложность технических решений является главным препятствием для создания СШП-радаров относительно большой дальности.

Высокая информативность СШП-систем требует использования широких участков частотного спектра. Поэтому СШП-радары могут создавать помехи многим другим радиосистемам, работающим в тех же участках спектра, в том числе таким, как спутниковые навигационные системы (GPS, ГЛОНАСС, GALILEO), спутниковые системы поиска и спасения, системы управления воздушным движением и др. Поэтому электромагнитная совместимость СШП-радаров с другими радиосистемами является одной из основных проблем, определяющих перспективы их развития.

Для СШП-радаров малой дальности эта проблема нашла свое решение относительно недавно. В 2002 г. впервые в истории радиотехники создан нормативный документ, разрешающий одновременную работу СШП и узкополосных радиосистем в одном и том же диапазоне частот. Это приказ Федеральной комиссии связи США (Federal Communications Commission, FCC), введенный в действие в апреле 2002 г. с дополнениями в 2003 г. и 2004 г. [3, 4]. Этот документ представляет собой результат доработки Кодекса Федеральных правил США [36] применительно к СШП-системам. В нем сформулированы ограничения на уровни излучения СШП-систем в различных частотных диапазонах в виде так называемых “масок” (пример такой “маски” приведен на рис. 20). При вы-

полнении этих ограничений разрешается эксплуатация СШП-систем без лицензирования. Сегодня этот документ используется как образец во многих странах мира (вопросы электромагнитной совместимости СШП-систем подробно рассмотрены в [35]).

Для СШП же радаров большой дальности, например радаров космического назначения, электромагнитная совместимость с другими радиосистемами, работающими в тех же участках спектра, будет, по-видимому, весьма проблематичной.

Поэтому в настоящее время наиболее реальным путем использования СШП-технологии в радиолокации является создание относительно маломощных радаров, работающих на дистанциях в единицы и десятки метров как в воздухе, так и в различных средах (например, радары для подповерхностного зондирования). Такие радары находят самое широкое применение в различных областях человеческой деятельности и, вследствие этого, обладают большими рыночными возможностями.

8. ОСОБЕННОСТИ ПРОЕКТИРОВАНИЯ СШП-РАДАРОВ МАЛОЙ ДАЛЬНОСТИ. ПРАКТИЧЕСКОЕ ПРИМЕНЕНИЕ

Представленные в предыдущих разделах особенности расчета параметров СШП-радаров сочетаются с особенностями их проектирования и использования. Рассмотрим эти особенности применительно к СШП-радару малой дальности, укрупненная блок-схема которого приведена на рис. 21.

Для излучения коротких импульсов в радаров такого типа могут использоваться два варианта передатчиков.

В одном варианте стабильный задающий генератор формирует однополярные видеоимпульсы относительно большой длительности (микросекунды). В формирователе передатчика эти импульсы преобразуются в однополярные видеоимпульсы малой длительности (наносекунды), которые производят “ударное” возбуждение передающей антенны, излучающей короткие радиоимпульсы на своей средней частоте. Длительность излученного радиоимпульса определяется параметрами антенны. Импульсы задающего генератора через управляемую линию задержки подаются также во второй формирователь, создающий аналогичный видеоимпульс, который открывает приемник в момент прихода отраженного сигнала с определенной дальности. Радары с таким передатчиком иногда называют видеоимпульсными. Передатчик такого типа является энергетически неэффективным, поскольку только малая часть

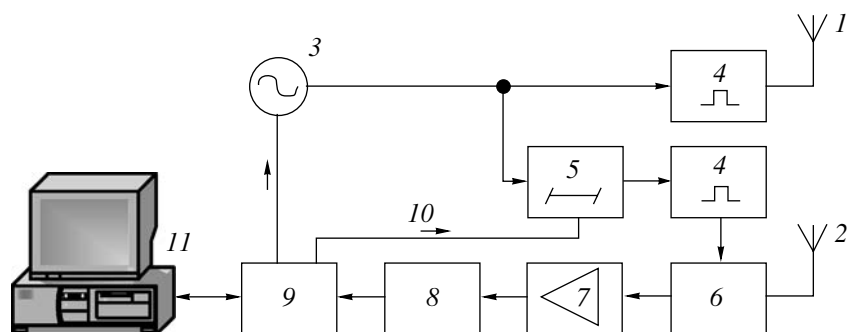


Рис. 21. Обобщенная блок-схема доплеровского СШП-радара: 1 – передающая антенна; 2 – приемная антенна; 3 – задающий генератор; 4 – формирователь коротких импульсов; 5 – линия задержки; 6 – амплитудный или фазовый детектор; 7 – интегрирующий усилитель; 8 – аналого-цифровой преобразователь; 9 – микроконтроллер; 10 – управление линией задержки; 11 – компьютер.

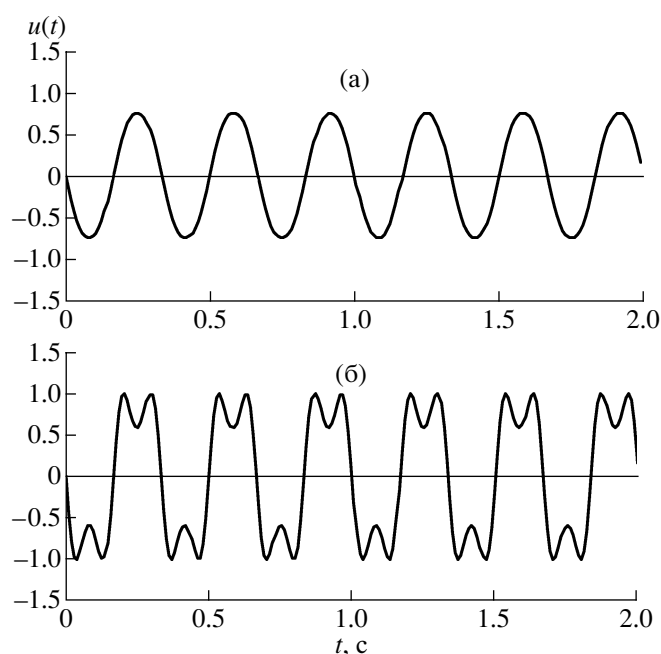


Рис. 22. Выходной сигнал квадратурного канала при поступательно-возвратном движении наблюдаемого объекта по гармоническому закону при $\Delta R = 0.8\lambda$ (а) и 2.5λ (б).

спектра видеоимпульса попадает в полосу частот антенны и излучается в пространство [37]. Такие передатчики используются в тех случаях, когда энергетика радара не имеет большого значения, но необходимо простое схемное решение.

В другом варианте передатчик построен по обычной когерентной схеме. Стабильный задающий генератор формирует непрерывное колебание на несущей частоте радара, из которого формирователь передатчика “вырезает” короткий радиоимпульс, излучаемый антенной. Этот же сигнал через управляемую линию задержки подается также в формирователь приемника, который создает опорный сигнал, открывающий приемник в коротком временном окне (стробе). Изменением

задержки опорного сигнала регулируется расстояние от радара до наблюдаемого объекта. Все остальное время приемник закрыт, что позволяет реализовать его эффективную защиту от сигналов, отраженных от объектов, находящихся вне рабочего строга.

В зависимости от типа наблюдаемой цели (неподвижная, движущаяся) в СШП-радаре используется некогерентный или когерентный режим. Соответственно, на входе приемника применяется амплитудный или фазовый детектор. При использовании амплитудного детектора импульсы с его выхода усиливаются, оцифровываются и поступают в микроконтроллер. При использовании фазового детектора импульсы с его выхода пода-

ются на интегрирующий усилитель, полосовой фильтр которого выделяет диапазон рабочих доплеровских частот радара и производит накопление сигнала. Накопленный низкочастотный сигнал также оцифровывается и подается в микроконтроллер. Микроконтроллер производит управление всеми операциями радара в соответствии с заданным алгоритмом, а также подготавливает данные для дальнейшей обработки в компьютере. Компьютер выполняет обнаружение цели, селекцию движущихся целей, цифровую фильтрацию необходимых данных.

Для исключения слепых зон по дальности при когерентной обработке сигнала в приемном тракте радара используются квадратурные каналы (на обобщенной блок-схеме рис. 21 не показаны) с фазовыми детекторами, опорные сигналы которых сдвинуты на 90° .

В ряде практических приложений (медицинские исследования, поиск людей в развалинах и снежных лавинах, контроль состояния оператора на работе с повышенной опасностью) радары малой дальности используются для дистанционного и бесконтактного определения физиологических параметров человека (частоты дыхания и сердечного ритма). Особенностью работы таких радаров является сочетание высокой частоты повторения импульсов и малой скорости движения объекта наблюдения. Такое сочетание позволяет за достаточно большие интервалы времени (порядка 0.1 с), в течение которых объекты наблюдения можно полагать неподвижными, выполнять когерентное накопление больших пачек (сотен тысяч и миллионов) импульсов. Это обстоятельство позволяет существенно снизить импульсную и среднюю мощность передатчика радара, что особенно важно для СШП-радаров, к которым предъявляются весьма жесткие требования по электромагнитной совместимости с радиотехническими средствами, работающими в той же полосе частот.

Другая особенность таких радаров связана с необычным для радиолокации – поступательно-возвратным – движением наблюдаемых объектов: грудной клетки и сердца человека. Это создает особые условия для их радиолокационного наблюдения. Дело в том, что форма (и спектр) выходных сигналов квадратурных каналов существенно зависит от соотношения амплитуды поступательно-возвратного движения ΔR и длины волны излучаемого сигнала λ . При $\Delta R < \lambda$, выходные сигналы квадратурных каналов имеют форму, близкую к реальной траектории движения объекта. Однако когда амплитуда этого движения становится сравнимой или превышает длину волны излучаемого сигнала, выходные сигналы квадратур (и их спек-

тры) приобретают сложную форму, значительно отличающуюся от реальной траектории движения объекта (рис. 22). В этом случае необходима специальная обработка, которая восстанавливает форму сигнала, соответствующую истинному движению объекта, вычисляя арктангенс отношения выходных сигналов двух квадратурных каналов.

Разделение сигналов дыхания и сердечного ритма, полученных в СШП-радаре при наблюдении биологических объектов, также требует нестандартного подхода. Период движения грудной клетки и сердца не остается постоянным на длительном интервале времени. Это нарушение периодичности движения (или вариабельность ритма) является важным диагностическим фактором в медицине. Поэтому для частотного разделения сигналов дыхания и сердца нельзя использовать обычные (аналоговые или цифровые) фильтры, которые в процессе фильтрации производят усреднение сигнала и, следовательно, устраняют информацию о его вариабельности. Для разделения сигналов, имеющих нарушение периодичности, используется так называемая, временная фильтрация, при которой один из сигналов (обычно низкочастотный) на каждом периоде колебаний аппроксимируется отрезками полиномов разных степеней. Полученная аппроксимация является низкочастотным сигналом, выделенным из суммарного сигнала. Выделение высокочастотного сигнала производится вычитанием аппроксимации низкочастотного сигнала из суммарного сигнала. При таком методе фильтрации сохраняются все нарушения периодичности движения, что позволяет реализовать диагностику по полученным данным.

Ниже даны краткие описания некоторых образцов СШП-радаров малой дальности, созданных в Научно-исследовательском центре сверхширокополосных технологий Московского авиационного института (<http://www.uwbgroup.ru>), и описаны условия их использования.

*СШП-радар для медицинских исследований
Основные характеристики радара*

Дальность действия, м	0.1...3
Импульсная мощность, Вт	0.4
Средняя мощность, мкВт	240
Частота повторения, МГц	2
Длительность излучаемого импульса, нс	2

Внешний вид радара представлен на рис. 23, результаты дистанционного и бесконтактного измерения физиологических параметров человека с помощью этого радара – на рис. 24. Показан суммарный сигнал дыхания и сердечной деятельности



Рис. 23. Внешний вид медицинского СШП-радара для дистанционного измерения дыхания и сердечного ритма.

человека, полученный на выходе радара (рис. 24а). Уровень этого сигнала изменяется прямо пропорционально движению грудной клетки и сердца. На рис. 24б представлен сигнал, соответствующий только движению сердца. Запись этого сигнала произведена при задержке дыхания человеком. Для оценки точности измерений сердечной активности человека, выполняемых с помощью СШП-радара, произведено сравнение данных радара с контрольными электрокардиограммами, показанными в верхней части рис. 24а и 24б.

Сравнивалось изменение систолического периода между ударами сердца на некотором временном интервале, так называемая вариабельность сердечного ритма, являющаяся важным диагностическим фактором в кардиологии. На рис. 25 приведен пример измерений вариабельности сердечного ритма, выполненных одновременно с по-

мощью радара (сплошная линия) и электрокардиографа (штриховая линия). Коэффициент корреляции между этими измерениями, проверенный в ряде экспериментов, не падал ниже 0.94.

СШП-радар для измерения физиологических параметров человека на дальности до 8 м

Внешний вид этого радара приведен на рис. 26а, пример его выходных сигналов – на рис. 26б.

Многофункциональный медицинский СШП-радар

Радар состоит из двух датчиков, предназначенных для одновременного измерения пульса в кровеносных сосудах, расположенных в разных участках тела. Это позволяет измерять скорость распространения пульсовой волны, которая явля-

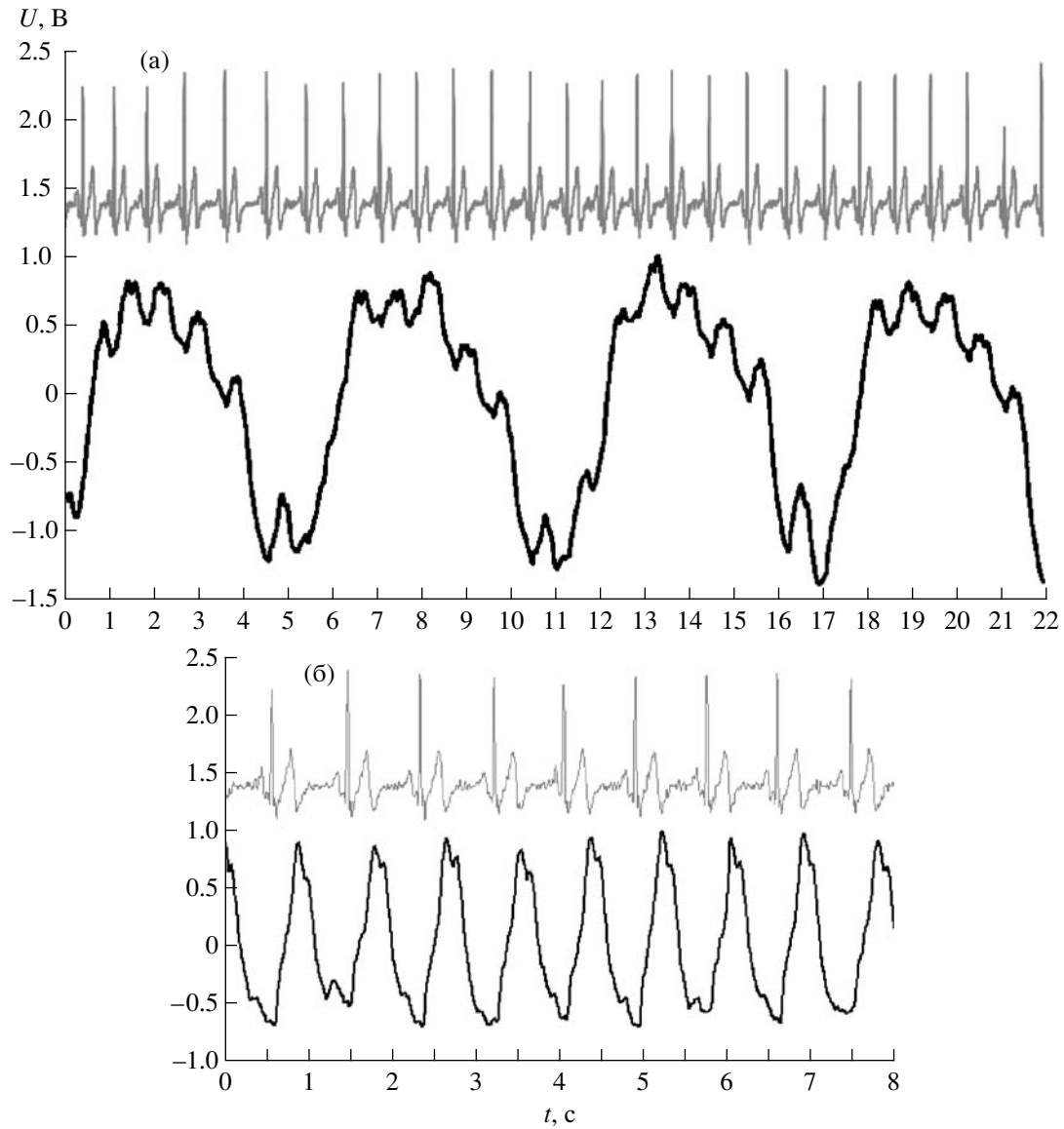


Рис. 24. Результаты измерений: а) суммарная кривая дыхания и сердечного ритма; б) кривая только сердечного ритма (с задержкой дыхания).

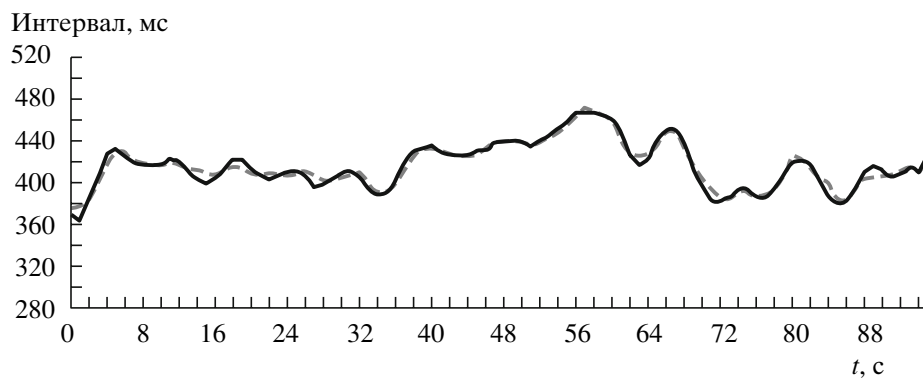


Рис. 25. Результаты измерения variability сердечного ритма.

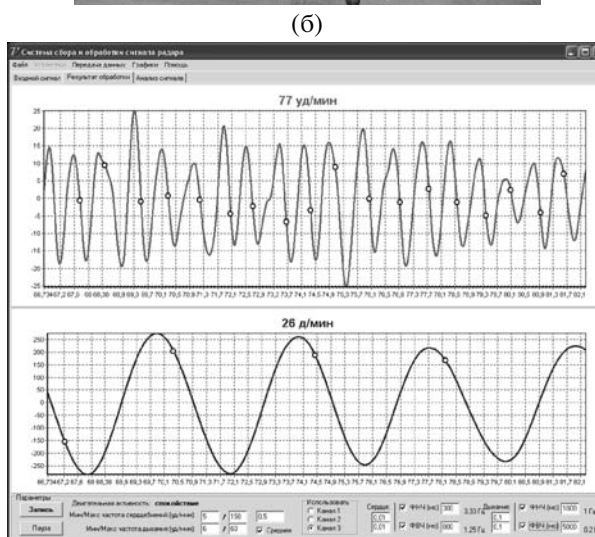


Рис. 26. СШП-радар для измерения пульса и дыхания на дистанции до 8 м (а) и сигналы пульса и дыхания на выходе этого СШП-радар (б).

ется важным фактором для диагностики сердечных и сосудистых заболеваний. На рис. 27а показан процесс измерения скорости пульсовой волны человека с помощью этого радара. На рис. 27б представлены сигналы на выходе его датчиков.

Одновременно с измерением скорости распространения пульсовой волны этот радар производит измерения variability сердечного ритма. В этом плане он является удобным инструментом для сердечно-сосудистой диагностики.

СШП-радар для измерения скорости и местоположения железнодорожных вагонов на путях сортировочной станции при спуске вагонов с сортировочной горки
Основные характеристики

Дальность действия, м	300
Контролируемая скорость вагонов, м/с	10...0.2
Импульсная мощность, Вт	10
Средняя мощность, мВт	8.4
Разрешение по дальности, см	41
Шаг перемещения строба дальности, см	3.75

(a)

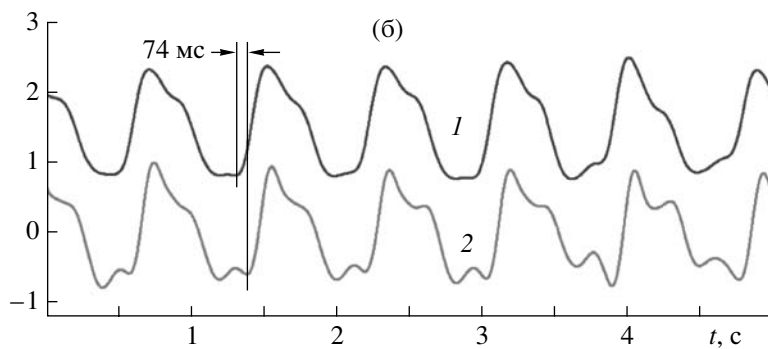
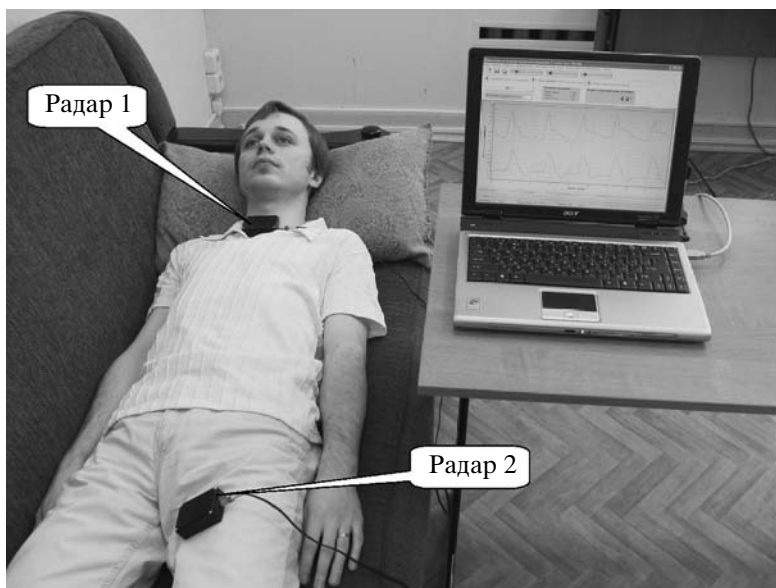


Рис. 27. Внешний вид многофункционального СШП-радар для измерения скорости пульсовой волны и variability сердечного ритма (а) и сигналы пульса на сонной (1) и лучевой (2) артериях от датчиков этого радара (б).



Рис. 28. Измерительный СШП-радар на сортировочной станции железной дороги.

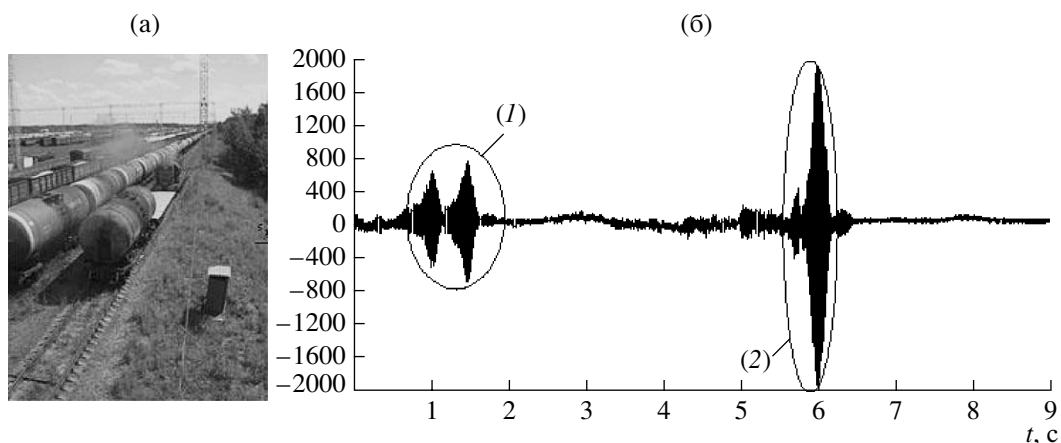


Рис. 29. Подвижной состав (а) и измерение его местоположения (б): сигнал от локомотива (1), сигнал от торца цистерны (2).

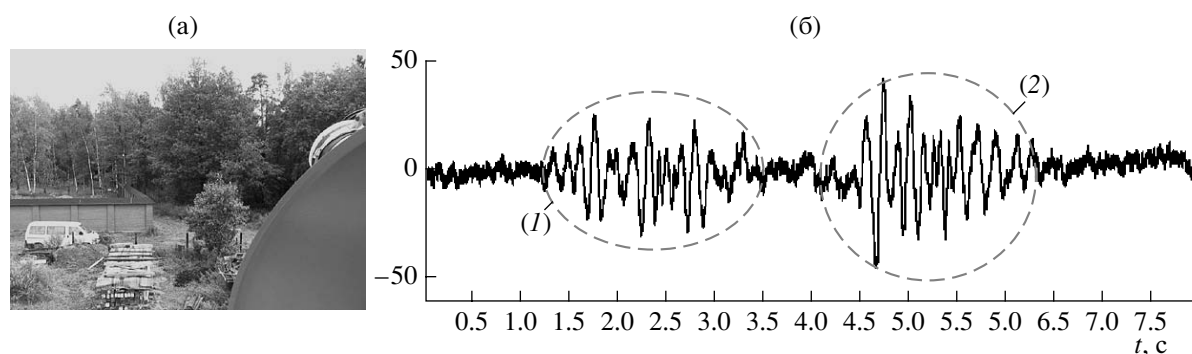


Рис. 30. Лесной массив (а) и результаты наблюдения (б) за двумя людьми, перемещающимися в лесу в 50 м от опушки: сигнал от пересечения строга СШП-радаром первым (1) и вторым (2) человеком.

На рис. 28 видно расположение радара на осветительной вышке сортировочной станции, а на рис. 29а,б показан железнодорожный состав,двигающийся по путям сортировочной станции, и отраженные от него сигналы радара (1, 2). Выходные сигналы нескольких радаров, расположенных на вышках сортировочной станции, передаются по беспроводным линиям связи в диспетчерский центр. После обработки эта информация используется для формирования составов.

СШП-радар для обнаружения людей, скрытых зарослями или лесом

На рис. 30 показано место проведения эксперимента и сигналы от двух людей,двигающихся в лесу на расстоянии 50 м от его опушки.

СШП-радар для наблюдения за движущимися и неподвижными людьми, находящимися за преградами в виде стен, выполненных из различных материалов

На рис. 31а показаны сигналы с выхода радара, который располагался на расстоянии порядка 1 м от кирпичной стены, имеющей толщину 50 см. В процессе эксперимента человек, находящийся за стеной, сначала двигался по помещению (1), затем останавливался (2) и через некоторое время возобновлял движение (3). На первом и третьем участках рис. 31а мы видим сигнал, соответствующий движению человека (сигнал с большой амплитудой). На втором участке, когда человек неподвижен, виден сигнал, вызванный только движением грудной клетки (периодический сигнал в прямоугольной рамке). На рис. 31б приведен амплитудный спектр фрагмента сигнала, заключен-

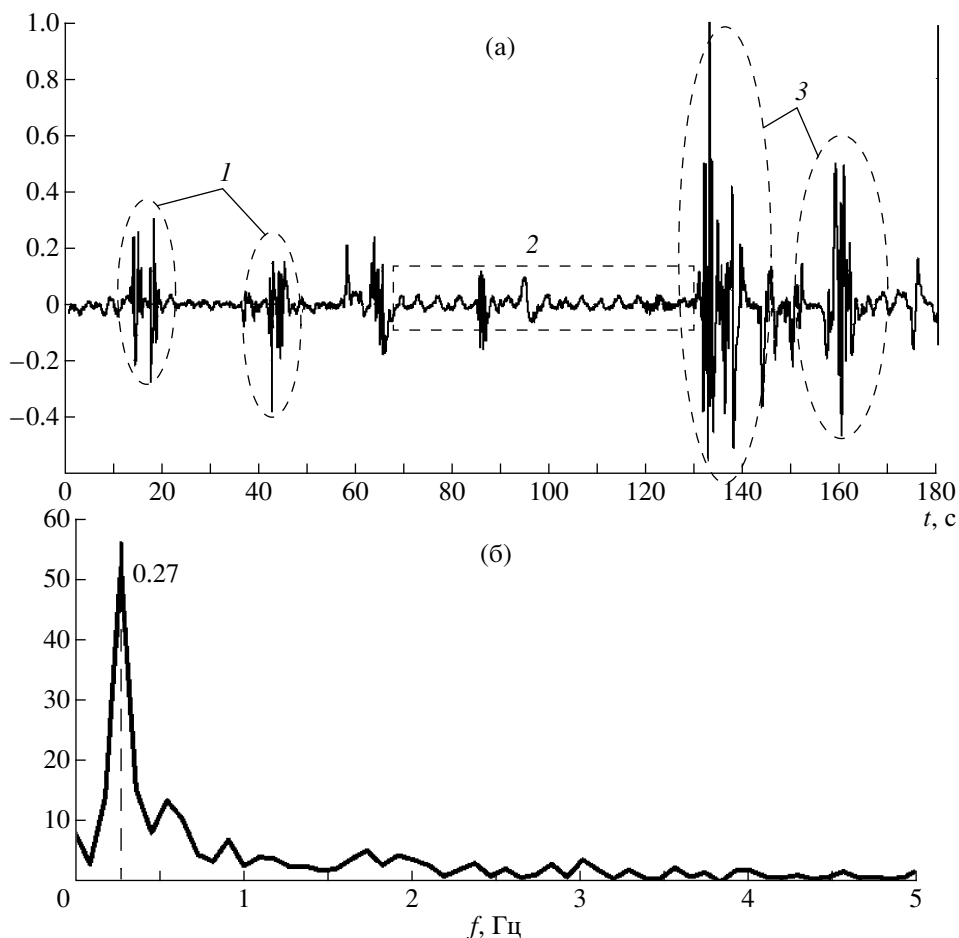


Рис. 31. Дистанционное обнаружение людей, находящихся за преградами: а) сигнал радара от движущегося человека (1, 3) и от дыхания неподвижного человека (2), находящихся за кирпичной стеной толщиной 50 см; б – фрагмент сигнала 2.

ного в прямоугольную рамку на рис. 31а. Спектр имеет максимум на частоте дыхания человека.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Автор ясно понимает сложность предпринятой попытки дать в данной статье некоторое обобщение особенностей функционирования и построения СШП-радаров. Утешением ему является высказывание основоположника этого направления, Х. Хармута, сделанное им в 1981 г. [2] и не потерявшего своей актуальности до настоящего времени: *“Относительная полоса частот η , ... может иметь любое значение в интервале $0 < \eta < 1$. Наша современная техника базируется на теории для предельного случая $\eta \rightarrow 0$. Как теория, так и техника, применимые для всего интервала значений $0 < \eta < 1$, должны быть более общими и более сложными, чем теория и техника, относящиеся только к предельному значению $\eta \rightarrow 0$. “Справочник по радиолокации” М. Сколника, в котором сосредоточено сжатое изложение вопросов, относящихся к случаю $\eta \rightarrow 0$, дает не-*

которое представление о том, чего следует ожидать для общего случая $0 < \eta < 1$. Чтобы составить “Справочник по радиолокации”, потребовалось сорок лет развития радиолокации, включая несколько технологических революций. Это говорит о том, как много утечет воды, прежде чем удастся составить подобный справочник для общего случая”.

Спустя более 25 лет недостаточность теоретической базы для создания СШП техники и технологии, как в системном плане, так и для создания отдельных устройств, особенно антенных систем, продолжает оставаться препятствием для дальнейшего развития. Поэтому автор надеется на интерес специалистов, работающих в этой области, к изложенной точке зрения, тем более что новые возможности, которые дают СШП-радиосистемы для повышения качества и увеличения количества передаваемой информации, привлекают к их созданию с каждым годом все больше средств и интеллектуальных ресурсов во многих странах мира.

Автор благодарит Л. Астанина и В. Черняка (Россия), а также Дж. Д. Тейлора (James D. Taylor) и Ст. Джонсона (Stephen Johnston) (США) за постоянную поддержку в работе и многочисленные благожелательные советы.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. *Shannon C., Weaver W.* The Mathematical Theory of Communication. Urbana: The University Illinois Press, 1949.
2. Introduction to Ultra-Wideband Radar Systems / Ed. J. D. Taylor. Boca Raton etc.: CRC Press, 1995.
3. FCC 02-48, ET Docket 98-153, First Report and Order, April 2002.
4. FCC 04-285, ET Docket 98-153, Second Report and Order and Second Memorandum Opinion and Order, December 2004.
5. *Хармут Х.Ф.* Несинусоидальные волны в радиолокации и радиосвязи. М.: Радио и связь, 1985.
6. *Астанин Л.Ю., Костылев А.А.* Основы сверхширокополосных радиолокационных измерений. М.: Радио и связь, 1989.
7. *Иммореев И.Я.* // Вопросы специальной радиоэлектроники. Сер. радиолокац. техника. 1991. Вып. 22. С. 76.
8. Ultra-Wideband Radar Technology / Ed. J.D. Taylor. Boca Raton etc: CRC Press, 2000.
9. *Осинов М.Л.* // Радиотехника. 1995. № 3. С. 3.
10. *Бункин Б.В., Кашин В.А.* // Радиотехника. 1995. № 4–5. С. 128.
11. *Иммореев И.Я.* // Электромагнитные волны и электронные системы. 1997. Т. 2. № 1. С. 81.
12. *Иммореев И.Я.* // Вестн. МГТУ, им. Баумана. 1998. Вып. 4. С. 25.
13. *Immoriev I.* // Ultrawideband Radar Technology / Ed. J.D. Taylor. Boca Raton etc.: CRC Press, 2000. P. 1.
14. *Линников О.Н., Сосулин Ю.Г., Суворов В.И. и др.* // Труды Второй всерос. науч. конф. “Сверхширокополосные сигналы в радиолокации, связи и акустике”, Муром, 4–7 июля 2006. С. 420.
15. *Злобин С.Л., Осинов М.Л., Скосырев В.Н.* // Радиотехника. 1999. № 12. С. 18.
16. *Иммореев И.Я., Синявин А.Н.* // Антенны. М.: Радиотехника, 2001. Вып. 1. С. 8.
17. *Zairing N.* // IEEE Trans. 1983. V. EMC-25. № 1. P. 24.
18. *Фейнман Р.П., Лейтон Р.Б., Сэндс М.* Фейнмановские лекции по физике. М.: Мир, 1965. Т. 3.
19. *Самсонов А.В.* Пространственно-временные преобразования электромагнитных сигналов. М.: МЭИ, 1997.
20. *Черноусов В.С.* // РЭ. 1965. № 8. С. 1445.
21. *Захаров К.А., Сугак М.И.* Труды XXVIII конф. по теории и технологии антенн. Москва, 14–16 апреля 1998 г. С. 155.
22. *Зернов Н.В., Меркулов Г.В.* // Зарубеж. радиоэлектроника. 1991. № 1. С. 68.
23. *Hussain M.G.M., Yedlin M.J.* // Proc. IEEE Intern. Radar Conf. RADAR-2000, Alexandria, USA. May 8–12, 2000. P. 263.
24. *Иммореев И.Я., Черняк В.С.* // Радиотехника. 2008. № 4. С. 3.
25. Радиотехнические системы / Под ред. Ю.М. Казаринова. М.: Высшая школа, 1990.
26. *Репин В.Г., Тартаковский Г.П.* Статистический синтез при априорной неопределенности и адаптации информационных систем. М.: Сов. радио, 1977.
27. *Черняк В.С.* // РЭ. 1979. Т. № 12. С. 2454.
28. *Ван Трис Г.* Теория обнаружения, оценок и модуляции / Пер. с англ. под ред. В.И. Тихонова. М.: Сов. радио. 1972. Т. 1.
29. *Иммореев И.Я., Федотов Д.В.* // Радиотехника. 1998. № 10. С. 84.
30. *Бондарев Л.А.* // Радиотехника. 1981. № 8. С. 33.
31. *Бондарев Л.А.* // Радиотехника. 1984. № 2. С. 24.
32. *Бондарев Л.А.* // Радиотехника. 1990. № 7. С. 8.
33. *Бриккер А.М., Зернов Н.В., Мартынова Т.Е.* // РЭ. 2000. Т. 45. № 5. С. 559.
34. Теоретические основы радиолокации / Под ред. Я.Д. Ширмана. М.: Сов. радио, 1970.
35. *Черняк В.С.* // Радиотехника. 2008. № 1. С. 18.
36. Code of Federal Regulations, Title 47 Telecommunication, Part 15 – Radio Frequency Devices.
37. *Иммореев И.Я., Телятников Л.И.* // Радиотехника. 1997. № 9. С. 33.