

*Проведено огляд методів аналізу й обробки СШП-сигналів. Розглянуті алгоритми виділення інформаційного сигналу при пошуку біологічних об'єктів, прихованих за перешкодами*

*Ключові слова: радіолокація, методи обробки НШС*

*Проведен обзор методов анализа и обработки СШП-сигналов. Рассмотрены алгоритмы выделения информационного сигнала при поиске биологических объектов, скрытых за преградами*

*Ключевые слова: радиолокация, методы обработки СШП*

*Review methods of analysis and processing of UWB-signals. Consideration algorithms allocation information signal during searching biological objects, hidden behind barriers*

*Key words: radar, UWB processing techniques*

# ВЫДЕЛЕНИЕ ИНФОРМАЦИОННОГО СИГНАЛА ПРИ ОБНАРУЖЕНИИ БИОЛОГИЧЕСКИХ ОБЪЕКТОВ ЗА ПРЕГРАДОЙ

**Н. А. Коваленко**

Аспирант

Кафедра радиоэлектроники и компьютерных систем  
Украинская инженерно-педагогическая академия  
ул. Университетская, 16, г. Харьков, Украина, 61003  
E-mail: nick@rks.kh.ua

## 1. Введение

Постановка проблемы. В последнее время для обнаружения биологических объектов за непрозрачными преградами широко применяются радиолокационные средства на основе сверхширокополосного (СШП) сигнала. Особенностью СШП сигнала является изменение формы импульсов при отражении, вследствие чего не представляется возможным применять стандартные методы обработки принятого сигнала, применяемые при узкополосной радиолокации. Следовательно, рассмотрение методов обработки СШП сигнала является важной проблемой при создании средств обнаружения людей за непрозрачными преградами.

Цель статьи. Аналитический обзор применяемых методов обработки и выделения информационного сигнала при СШП радиолокации.

## 2. Анализ литературных источников

В настоящее время разработаны различные средства обнаружения людей за преградами [1–4]. В основе принципа их работы в основном лежат: когерентное и некогерентное суммирование, режекторная фильтрация, обработка во временной области и др. Выделение информационной составляющей при применении каждого из методов имеет свои особенности. Достаточно полный обзор по методам анализа СШП сигналов приведен в работе [5].

## 3. Основное содержание работы

Сигналы, отраженные от человека, приобретают специфическую биометрическую модуляцию, которая

отсутствует при отражении от неподвижных объектов. Причиной ее наличия в отраженном сигнале в основном колебания кожных покровов в области грудной клетки и гортани в такт дыханию. Эти процессы носят почти периодический характер с частотами в диапазоне 0.2...0.5 Гц. Таким образом, отраженный СШП сигнал имеет периодическую модуляцию по задержке во времени или по фазе в такт с колебаниями кожных покровов и внутренних органов. Параметры этой модуляции определяются частой и интенсивностью дыхания. Возможна и аperiodическая модуляция сигнала, причиной которой могут являться малые перемещения частей тела.

При режекции проникающего сигнала передатчика и сигналов от неподвижных объектов, можно добиться высокой чувствительности при обнаружении объектов, границы которых подвержены механическим колебаниям.

На практике наблюдение живых людей с помощью радиолокатора производится на фоне отражений зондирующего сигнала от местных предметов (МП). Как правило, интенсивность отражений от МП превосходит интенсивность отражений от человека и частей его тела, сигналы которых имеют модуляцию в такт с дыханием и сердцебиением. Сигналы, отраженные от МП, не имеют указанной модуляции или характеризуются иным ее временным и спектральным составом. На этом и основываются методы обнаружения и регистрации отраженных от человека сигналов на фоне сигналов МП. Основным преимуществом СШП зондирующего сигнала по сравнению с немодулированными сигналами при радиолокации живых объектов является разделение зоны наблюдения на ячейки дальности, позволяющее измерять дальность до цели, а также улучшить селекцию цели на фоне МП.

Как правило, применяются СШП-радиолокаторы с наносекундными зондирующими импульсами, обладающие очень высокой разрешающей способностью по дальности.

Не смотря на то, что дальность действия таких устройств обычно не превышает 6 – 10 метров, обнаружение живых людей оказывается весьма трудной задачей как из-за очень малой энергии каждого наносекундного зондирующего импульса, так и из-за большого ослабления сигналов при их распространении сквозь завалы строительных конструкций. Кроме того, на вход приемника действуют интенсивные мешающие отражения от окружающих предметов (пассивные помехи).

Все это приводит к необходимости оптимизации алгоритма обнаружения полезного сигнала.

### 3.1 Математические методы анализа СШП сигналов

На сегодняшний день для анализа СШП сигналов применяются различные модификации преобразования Фурье, преобразование Лапласа, различные виды вейвлет-преобразований, нелинейные преобразования Коэна, а также комплексный спектральный анализ. В работе [5] проведен обзор следующих методов.

#### Преобразование Фурье и его разновидности.

Одномерное преобразование Фурье (ОПФ) имеет вид:

$$\hat{F}[s(t)] \equiv \hat{F}(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} s(t) \exp(-i\omega t) dt \quad (1)$$

где  $s(t)$  – анализируемый сигнал,  $\hat{F}(\omega)$  – функция спектральной плотности (ФСП) одномерного преобразования Фурье,  $\varphi_{\omega}(t) = \exp(i\omega t)$  – базисные функции одномерного преобразования Фурье.

Основным недостатком такого вида преобразования Фурье является полное отсутствие в ФСП  $\hat{F}(\omega)$  информации о положении соответствующих частотных составляющих на временной оси. Функция  $s(t)$  до проведения спектрального анализа не содержит информации о частотных характеристиках изучаемого сигнала.

Динамическое преобразование Фурье (ДПФ) сигнала  $s(t)$  задается соотношением:

$$\hat{S}f(\omega, \tau) = \int_{-\infty}^{\infty} s(t) w(t - \tau) \exp(-i\omega t) dt \quad (2)$$

где  $w(t)$  – оконная функция,  $\hat{S}f(\omega, \tau)$  – ФСП ДПФ.

Заменив частоту  $\omega$  на соответствующий период  $T = \pi\omega$ , из (2) получим:

$$\hat{S}f(T, \tau) = \int_{-\infty}^{\infty} s(t) w(t - \tau) \exp\left(-i2\pi \frac{t}{T}\right) dt \quad (3)$$

Недостатки ДПФ, связанные с отсутствием автомодельности базиса и локализации базисных функций, проявляются в основном при анализе локальных особенностей сигнала.

Основной недостаток состоит в том, что воздействии локальной особенности на вид ФСП ДПФ может

быть ограничен по времени только шириной оконной функции независимо от масштаба  $T$ .

Тем не менее ДПФ имеет и ряд достоинств. Так, при обработке узкополосных и широкополосных в классическом смысле сигналов предпочтительным оказывается применение именно ДПФ. Это объясняется тем, что базисные функции преобразования Фурье, как известно, являются собственными для монохроматических сигналов. К достоинствам ДПФ также следует отнести богатый выбор оконных функций и наличие обратного преобразования.

Преобразование Габора (ПГ) представляет собой разновидность ДПФ с гауссовским окном и определяется соотношением:

$$\hat{G}f(\omega, \tau) = \frac{1}{\sqrt[4]{\pi\sigma^2}} \int_{-\infty}^{\infty} s(t) \exp\left(-\frac{(t-\tau)^2}{2\sigma^2}\right) \exp(-i\omega t) dt \quad (4)$$

где  $\sigma$  определяет ширину окна. С заменой  $\omega$  на  $T$  из (4) получаем:

$$\hat{G}f(T, \tau) = \frac{1}{\sqrt[4]{\pi\sigma^2}} \int_{-\infty}^{\infty} s(t) \exp\left(-\frac{(t-\tau)^2}{2\sigma^2}\right) \exp\left(-i2\pi \frac{t}{T}\right) dt \quad (5)$$

Основным достоинством ПГ является то, что оно обладает наилучшей время-частотной локализацией среди всех существующих преобразований с точки зрения соотношения неопределенностей. Его базисные функции, хотя и не являются финитными, обладают хорошей локализацией как во временной, так и в частотной областях.

Существует и обратное ПГ. Вместе с тем к недостаткам ПГ относится отсутствие автомодельности базиса. В случае ПГ при разных масштабах  $T$  в гауссовское окно попадает различное количество периодов гармонической функции. Поэтому анализируемый сигнал раскладывается фактически по разным базисным функциям, а не по одной и той же, как при НВП и АВП.

От недостатков, свойственных ДПФ и ПГ, можно избавиться с помощью предложенного в 2005 г. [6] адаптивного преобразования Фурье (АПФ), которое задается соотношением:

$$A_{\nu}f(a, \tau) = \frac{1}{\sqrt{a}} \int_{-\infty}^{\infty} s(t) w\left(\frac{t-\tau}{a}\right) \exp\left[-i\pi\nu\left(\frac{t-\tau}{a}\right)\right] dt \quad (6)$$

где  $A_{\nu}f(a, \tau)$  – ФСП АПФ,  $a$  – параметр масштабирования,  $\nu$  – коэффициент ( $\nu > 0$ ) равный числу периодов гармонической функции, укладываемых на ширине оконной функции при данном  $a$ .

АПФ допускает использование несимметричных оконных функций  $w(t)$ , что делает это преобразование удобным при обработке реальных сигналов, которые часто также являются несимметричными.

ДПФ имеет постоянное разрешение по времени, оно сравнительно хорошо выявляет и локализует долгопериодные составляющие сигналов.

Спектрограмма Фурье (СФ) определяется как квадрат модуля ФСП ДПФ:

$$P_s f(\omega, \tau) = \left| \dot{S}f(\omega, \tau) \right|^2 = \left| \int_{-\infty}^{\infty} s(t) w(t - \tau) \exp(-i\omega t) dt \right|^2. \quad (7)$$

Основной недостаток СФ – наихудшее время-частотное разрешение среди используемых обычно нелинейных преобразований. Достоинством СФ является отсутствие интерференционных членов, присущих в той или иной мере остальным нелинейным преобразованиям. Кроме того, как и у ДПФ, достоинством СФ является наличие большого набора всевозможных оконных функций.

*Преобразование Лапласа.*

Принципиально для анализа СШП сигналов может применяться метод преобразования Лапласа, в котором сигнал  $s(t)$  связан со своим изображением  $S(p)$  следующим образом:

$$s(t) = \int_{\alpha+i\infty}^{\beta-i\infty} \dot{S}(p) \exp(pt) dp, \quad (8)$$

$$\dot{S}(p) = \int_0^{\infty} s(t) \exp(-pt) dt. \quad (9)$$

Однако этот метод имеет некоторые недостатки, основной из которых заключается в нелокализации функции  $\dot{S}(p)$  для финитного СШП сигнала.

Поэтому метод преобразования Лапласа хорош для сравнительно небольших значений показателя широкополосности сигнала  $\mu$  [7].

*Вейвлет-анализ и его разновидности.*

Непрерывное вейвлет-преобразование (НВП) сигнала  $s(t)$  определяется соотношением:

$$Wf(a, b) = |a|^{-1/2} \int_{-\infty}^{\infty} s(t) \Psi\left(\frac{t-b}{a}\right) dt, \quad (10)$$

где  $\Psi(t)$  – вещественная вейвлетобразующая функция, часто называемая просто вейвлетом;  $a$  – параметр масштабирования;  $b$  – параметр сдвига;  $Wf(a, b)$  – вещественный вейвлет-спектр сигнала  $s(t)$ .

Параметр масштабирования  $a$  непосредственно связан с упомянутым выше периодом сигнала  $T=2\pi/\omega$  соотношением  $T=ka$ , где  $k$  – коэффициент пропорциональности ( $k>0$ ), зависящий от выбранной функции  $\Psi(t)$ . Параметр сдвига  $b$  связан с использовавшейся ранее переменной сдвига по времени простым соотношением:  $b=\tau$ . Тогда с учетом новых переменных из (10) имеем:

$$Wf(T, \tau) = |kT|^{-1/2} \int_{-\infty}^{\infty} s(t) \Psi\left(\frac{t-\tau}{kT}\right) dt. \quad (11)$$

Достоинством НВП являются локализованность по времени и частоте базисных функций, автомодельность базиса, хорошее время-частотное разрешение, возможность исследования локальных особенностей сигнала, наличие большого набора разнообразных вейвлетобразующих функций. НВП особенно удобно для анализа сигналов, локализованных во временной области. В частности, такими сигналами являются СШП сигналы.

К недостаткам НВП можно отнести зависимость вейвлет-спектра анализируемого сигнала от вида выбранного вейвлета и субъективность выбора вейвлета в каждом конкретном случае. Еще один недостаток НВП заключается в отсутствии обратного преобразования для неортогональных вейвлетов.

Вместо вещественной вейвлетобразующей функции  $\Psi(t)$  можно использовать комплексную  $\dot{\Psi}(t)$ .

Тогда соответствующее преобразование, называемое аналитическое вейвлет-преобразование (АВП) вещественного сигнала  $s(t)$ , задается выражением:

$$\dot{W}f(a, b) = |a|^{-1/2} \int_{-\infty}^{\infty} s(t) \dot{\Psi}^*\left(\frac{t-b}{a}\right) dt, \quad (12)$$

где  $\dot{\Psi}^*(t)$  – функция, комплексно сопряженная аналитическому вейвлету  $\dot{W}(t)$ ;  $\dot{W}f(a, b)$  – комплексный вейвлет-спектр сигнала  $s(t)$ .

С использованием введенных выше переменных  $T$  и  $\tau$  из (12) получаем:

$$\dot{W}f(T, \tau) = |kT|^{-1/2} \int_{-\infty}^{\infty} s(t) \dot{\Psi}^*\left(\frac{t-\tau}{kT}\right) dt. \quad (13)$$

Основное отличие АВП от НВП заключается в комплекснозначности используемого вейвлета  $\dot{\Psi}(t)$ , а, следовательно, и получаемого вейвлет-спектра  $\dot{W}f(T, \tau)$ .

АВП наследует от НВП как все его достоинства, так и недостатки. Кроме того, полезной особенностью АВП является возможность рассмотрения не только  $\text{Re } \dot{W}f(T, \tau)$ , как при НВП, но и  $\text{Im } \dot{W}f(T, \tau)$ ,

$|\dot{W}f(T, \tau)|$ ,  $\arg \dot{W}f(T, \tau)$ , что позволяет получить дополнительную информацию об исследуемом сигнале.

Вместе с тем следует отметить, что количество комплексных вейвлетов, необходимых при проведении АВП, значительно меньше количества вещественных вейвлетов, используемых в НВП.

НВП и АВП, в которых переменные  $a$  и  $b$  изменяются непрерывным образом, обладают существенной избыточностью. Уменьшить ее позволяет дискретное вейвлет-преобразование (ДВП), использующее дискретные масштабные преобразования ( $a = a_0^{-j}$ ) и сдвиги ( $b = ka_0^{-j}$ ) где  $a_0 > 0$ ,  $j$  и  $k$  – целые числа.

ДВП сигнала  $s(t)$  задается следующей парой соотношений:

$$c_{jk} = \langle s, \psi_{jk} \rangle = a_0^{-j/2} \int_{-\infty}^{\infty} s(t) \tilde{\psi}(a_0^{-j}t - k) dt, \quad (14)$$

$$s(t) = C_{\psi}^{-1} \sum_{j \in \mathbb{Z}} \sum_{k \in \mathbb{Z}} c_{jk} a_0^{-j/2} \psi(a_0^{-j}t - k), \quad (15)$$

где нормирующий коэффициент определяется выражением:

$$C_{\Psi} = \int_{-\infty}^{\infty} |\Psi(\omega)|^2 |\omega|^{-1} d\omega < \infty, \Psi(\omega) \quad (16)$$

Разработана также специальная разновидность ДВП для стационарных сигналов  $s(t)$  – стационарное вейвлет-преобразование (СВП). Наиболее часто этот вид вейвлет-преобразования используется для очистки сигналов от шума.

*Преобразование Вигнера (ПВ)* комплексного сигнала  $s(t)$  задается следующим соотношением:

$$P_V f(\omega, \tau) = \int_{-\infty}^{\infty} \dot{s}\left(\tau + \frac{t}{2}\right) s^*\left(\tau - \frac{t}{2}\right) \exp(-i\omega t) dt \quad (17)$$

и представляет собой преобразование Фурье от произведения  $\dot{s}(\tau + t/2) s^*(\tau - t/2)$ . Символ “\*” обозна

чает операцию комплексного сопряжения.

Основное достоинство ПВ – его хорошее время-частотное разрешение. К достоинствам ПВ можно отнести также наличие обратных преобразований, позволяющих восстановить сигнал по известной ФСП.

В то же время ПВ присущи и определенные недостатки. Первый из них связан с тем, что ФСП в некоторых областях может оказаться отрицательной, что физически корректно интерпретировано быть не может.

Второй недостаток состоит в наличии в ФСП интерференционных членов для многокомпонентных сигналов. Однако методы, позволяющие уменьшить интенсивность этих интерференционных членов, используя определенные процедуры усреднения.

*Преобразование Чоу-Вильямса (ПЧВ)* позволяет уменьшить интенсивность интерференционных членов в ПВ. ПЧВ сигнала  $s(t)$  задается следующим соотношением:

$$P_{CW} f(\omega, \tau) = \sqrt{\frac{\sigma}{4\pi}} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{\exp(-i\omega t)}{|t|} \cdot \int_{-\infty}^{\infty} \exp\left(-\frac{(u-\tau)^{2\sigma}}{4t^2}\right) \dot{s}\left(u + \frac{t}{2}\right) s^*\left(u - \frac{t}{2}\right) du dt \quad (18)$$

где  $\sigma$  – положительный масштабный коэффициент. Изменяя значение  $\sigma$ , можно управлять уровнем возникающих интерференционных членов. При  $\sigma \rightarrow \infty$  ПЧВ переходит в ПВ.

Основным достоинством ПЧВ является возможность управления уровнем интерференционных членов, а, следовательно, и возможность выбора оптимального значения параметра  $\sigma$ , при котором время-частотное разрешение остается еще приемлемым в рамках решаемой задачи, а интерференция оказывается достаточно хорошо подавленной.

В качестве недостатка ПЧВ можно отметить несимметричность характера подавления интерференции вдоль прямых  $\omega = \text{const}$  и  $\tau = \text{const}$ . В первом случае интерференция подавляется гораздо более эффективно.

*Преобразование Борна-Жордана (ПБЖ)* сигнала  $s(t)$  определяется соотношением:

$$P_{BJ} f(\omega, \tau) = \int_{-\infty}^{\infty} \frac{1}{|t|} \int_{\tau-|t|/2}^{\tau+|t|/2} \dot{s}\left(u + \frac{t}{2}\right) s^*\left(u - \frac{t}{2}\right) du \exp(-i\omega t) dt \quad (19)$$

ПБЖ является еще одним способом усреднения ПВ с целью снижения уровня интерференционных членов. Подобно ПЧВ, ПБЖ также имеет асимметрию в степени уменьшения интерференции вдоль прямых  $\omega = \text{const}$  и  $\tau = \text{const}$ . В отличие от ПЧВ ПБЖ лучше подавляет ее во втором случае.

К недостаткам ПБЖ можно отнести невозможность управления величиной данного эффекта, а значит, и изменением время-частотного разрешения.

*Системный спектральный анализ.*

Каждое отдельно взятое преобразование имеет свои сильные и слабые стороны. Представляется целесообразным применение системного подхода к анализу сигналов, который позволяет компенсировать недостатки одних преобразований достоинствами других. В этом и состоит основная идея комплексного метода анализа сигналов – системного спектрального анализа, предложенного в работе [8].

Системный спектральный анализ базируется на совместном применении ряда время-частотных интегральных преобразований для анализа сигналов произвольной природы.

Используемые время-частотные преобразования делятся на две группы. Первую группу, группу линейных преобразований, составляют НВП, АВП, ДПФ, АПФ и ПГ. Вторая группа, группа нелинейных преобразований, состоит из СФ, ПВ, ПЧВ и ПБЖ.

### 3.2 Методы обработки СШП-сигналов

Основные методы обработки СШП сигналов описаны в работе [9]. Из них для обнаружения биологических объектов за преградами можно использовать следующие.

*Комплексная огибающая аналитического сигнала.* Комплексная модель СШП сигналов с использованием преобразования Гильберта применяется с целью устранения лепестковой временной структуры СШП сигнала для улучшения разрешающей способности радиолокационных измерений. Однако, следует иметь в виду, что вычисления огибающей и фазы в составе комплексной огибающей представляют собой нелинейные операции и удовлетворяют принципу суперпозиции только в случае полного временного разрешения сигналов. В случае частичного временного наложения разрешаемых импульсов их интерференция приводит к непредсказуемым изменениям комплексной огибающей. Использование комплексной огибающей в этих условиях не достигает цели.

*Согласованная фильтрация.* Этот способ обработки широко применяется в традиционной радиотехнике в задаче обнаружения сигнала, поскольку обеспечивает реализацию имеющегося энергетического потенциала. Для сложных сигналов выигрыш при обработке в отношении сигнал-шум определяется базой сигнала и может достигать величины 105 и более.

Для простых импульсных радиолокационных СШП сигналов, временная структура которых содержит  $N = 2 - 3$  временных лепестка, операция согла-



сованной фильтрации приводит к несущественному выигрышу в отношении сигнал-шум, составляющему около 1 дБ. В то же время форма сигнала преобразуется в форму своей автокорреляционной функции, которая содержит  $2N - 1$  временных лепестков, что соответствует почти в два раза худшей разрешающей способности. Кроме того, утрачивается фазовая информация, содержащаяся в форме сигнала. Поэтому согласованная фильтрация простых радиолокационных СШП сигналов, изменяющая форму сигнала, представляется нецелесообразной.

Обработка СШП сигналов во временной области. Прогресс технологии быстродействующей радиоэлектронной аппаратуры обеспечил возможность метрологически точной регистрации временной структуры СШП сигналов вплоть до гигагерцового диапазона частот, обработки полученных данных и извлечения информации, заключенной в форме сигнала. Это в значительной мере снижает необходимость использования традиционного частотного анализа и придает результатам обобщенный характер.

Обработка СШП сигналов во временной области предоставляет новые возможности их преобразования. Излучаемое электромагнитное поле в волновой зоне связано с формой возбуждающего тока операцией дифференцирования по времени. Для СШП импульсов это приводит к появлению дополнительного временного лепестка в структуре сигнала. Лепестковая структура СШП сигнала ограничивает возможность достижения максимально возможной разрешающей способности, когда СШП сигналы, отраженные от близко расположенных целей, частично перекрываются во времени. Свойство линейности радиолокационного тракта позволяет компенсировать вредное влияние лепестковой структуры СШП сигнала на качество временного разрешения выполнением операции интегрирования при его обработке. Повторные операции интегрирования уменьшают число временных лепестков в составе функции возбуждающего тока, вплоть до получения однополярного (видео-) импульса. Эти операции подобны устранению лепесткового характера радиосигнала путем вычисления комплексной огибающей аналитического сигнала, рассматриваемого выше, однако достигают лучших результатов вследствие линейного характера преобразования. Кроме того, в отношении вычислительных затрат операция интегрирования несравненно проще вычисления хотя бы только одного преобразования Гильберта.

### 3.3 Методы выделения полезного сигнала

Сложностью данной задачи является то, что необходимо обнаружить неподвижного человека на фоне мощных пассивных помех – отражений от местных предметов. Отличие полезного сигнала, отраженного от человека, состоит в квазипериодических изменениях запаздывания благодаря колебаниям поверхности тела при дыхании. Таким образом, задача состоит в том, чтобы обнаружить слабые модулированные по запаздыванию эхосигналы на фоне собственных шумов приемника и немодулированных по запаздыванию мощных мешающих отражений. Амплитуда колебаний при дыхании обычно порядка 0,5 – 1 см.

Основными особенностями задачи обнаружения в данном случае являются следующие [10]:

Необходимо учитывать большое ослабление радиолокационных сигналов, распространяющихся через завалы строительных конструкций.

В отличие от задач медицинской диагностики не нужно выявлять форму и характер колебаний поверхности тела при дыхании, а лишь максимально эффективно использовать энергию полезного сигнала, поступающего на вход приемника.

Хотя важно как можно быстрее обнаружить неподвижного человека в завалах, затраты времени порядка нескольких минут вполне допустимы. В течение этого времени местоположение цели не изменяется.

В работе [11] проведен синтез оптимального алгоритма обнаружения, сходного с известным «энергетическим» алгоритмом обнаружения неизвестного сигнала. Существенное отличие синтезированного алгоритма состоит в том, что он учитывает априорную информацию об ожидаемом сигнале: известный период повторения и неизменность формы сигнала в  $M$  соседних периодах повторения. Исходя из этого, предлагается сравнивать с порогом обнаружения энергию не всей принятой реализации  $x(t)$ , а суммы  $M$  ее отрезков, где ожидается полезный сигнал.

Адаптивный алгоритм обнаружения, оптимальный по критерию обобщенного отношения правдоподобия выглядит следующим образом:

$$U_{\text{вых}} = \int_0^T \left[ \sum_{k=0}^{M-1} x(t+kT_{\text{п}}+t_a) \right]^2 dt \underset{<}{\overset{\geq}{U_{\text{пор}}}} \quad (20)$$

где  $U_{\text{пор}}$  – 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.

Схематически синтезированный обнаружитель изображен на рисунке 2. Он состоит из: когерентных сумматоров (1-4), сумматора (5), стробирующего блока (6), квадратора (7), интегратора (8) и пороговой схемы (9).

Из общей теории радиолокации следует, что оптимальный (по критерию отношения правдоподобия) алгоритм обнаружения когерентной последовательности импульсов со случайной начальной фазой от движущейся цели на фоне белого гауссова шума и пассивных помех можно свести к следующим операциям:

Когерентной обработке каждого импульса ожидаемой последовательности сигнала на фоне белого шума;

Когерентному накоплению результатов обработки каждого импульса последовательности;

Когерентному подавлению (режекции) помех.

Вычислению модуля или его монотонной функции.

В работе [12] на основе приведенной выше последовательности операций разработана схема оптимального обнаружителя для обнаружения неподвижных людей под завалами. Его структурная схема приведена на рисунке 1. Обнаружитель состоит из: корреляторов (1 и 8), когерентных сумматоров (2 и 9), режекторных фильтров (3 и 10), квадраторов (4 и 11), сумматора

(5), некогерентного сумматора (6), и пороговой схемы (7). На вход схемы поступает принятый отраженный сигнал, а на выходе образуется логический результат контроля объекта обнаружения (обнаружен или не обнаружен).

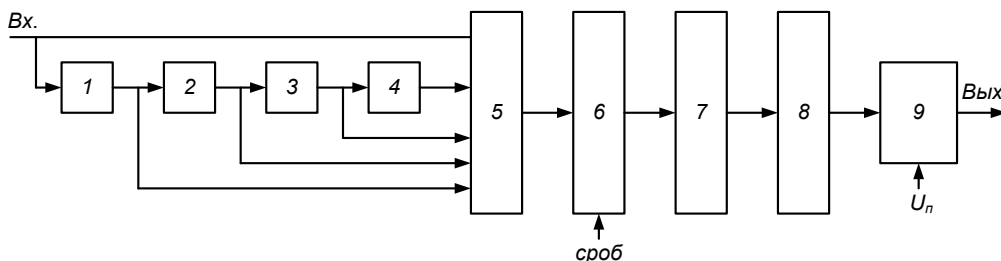


Рис. 1.Схема синтезированного обнаружителя

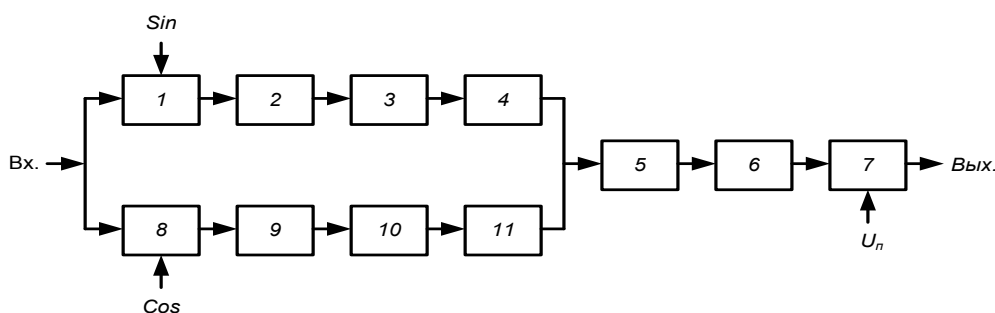


Рис. 2. Структурная схема оптимального обнаружителя

**4. Выводы**

Применение каждого из методов обработки СШП сигнала имеет свои плюсы и минусы. Применение системного подхода к обработке СШП сигнала позволяет добиться наилучших результатов.

**Литература**

1. Андриянов, А. В. Устройства для обнаружения и мониторинга живых и движущихся объектов с использованием короткоимпульсных сверхширокополосных измерительных сигналов [Текст] / А. В. Андриянов [и др.] // Успехи современной радиоэлектроники. – 2009. – №1-2. – С. 73-82.
2. Иммореев, И. Я. Возможности и особенности сверхширокополосных радиосистем [Текст] / И. Я. Иммореев // Прикладная радиоэлектроника. – 2002. – Т.1, №2. – С. 122-139.
3. Иммореев, И. Я. Сверхширокополосные радары. Особенности и возможности [Текст] / И. Я. Иммореев // Радиотехника и электроника. – 2009. – Т.54, №1. – С. 5-31.
4. Пат. RU 2311658, МПК 8 G 01S113/04. Сенсор для обнаружения движущихся объектов при помощи сверхширо-

кополосного зондирующего сигнала (Варианты) [Текст] : Патент РФ на изобретение № 2311658 / Андриянов А. В. [и др.] ; Зарегистрировано в Госреестре изобретений РФ 27.11.2007.

5. Лазоренко, О. В. Сверхширокополосные сигналы и физические процессы. Методы анализа и их применение [Текст] / О. В. Лазоренко, Л. Ф. Черногор // Радиофизика и радиоастрономия. – 2008 – т.13, №4, – С. 270-322.
6. Лазоренко, О. В. Адаптивное преобразование Фурье [Текст] / О. В. Лазоренко, С. В. Панасенко, Л. Ф. Черногор // Электромагнитные волны и электронные системы. – 2005. – Т. 10, №10. – С. 39-50.
7. Астанин, Л. Ю. Основы сверхширокополосных радиолокационных измерений. [Текст] / Л. Ю. Астанин, А. А. Костылев – М.: Радио и связь, 1989. – 192 с.
8. Лазоренко, О. В. Системный спектральный анализ сигналов: теоретические основы и практические применения [Текст] / О. В. Лазоренко, Л. Ф. Черногор // Радиофизика и радиоастрономия. – 2007. – Т. 12, №2. – С. 162-181.
9. Астанин, Л. Ю. Очерк истории использования сверхширокополосных радиолокационных сигналов: их описание и обработка [Текст] / Л. Ю. Астанин // Радиотехника. – 2009 – №3, – С. 37-45.
10. Бугаев, Л. С. Радиолокационные методы выделения сигналов ды-хания и сердцебиения. [Текст] / Л.С. Бугаев [и др.] // Радиотехника и электроника. – 2006. – т. 51. № 10 – С. 1224-1239.
11. Иммореев, И. Я. Обнаружение сверхширокополосных сигналов, отраженных от сложных целей [Текст] / И. Я. Иммореев, В. С. Черняк // Радиотехника. – 2008 – №4, – С. 3-10.
12. Черняк, В. С. Оптимизация обнаружения неподвижных людей под завалами строительных конструкций с помощью СШП-радиолокатора [Текст] / В. С. Черняк // Успехи современной радиоэлектроники. – 2009 – №1-2, – С. 58-72.