

УДК 621.396.969.25

А.В. СУГАК, А.А. ЗЕЛЕНСКИЙ, А.В. ТОЦКИЙ, Е.Ф. ТАРНАВСКИЙ

Национальный аэрокосмический университет им. Н.Е. Жуковского «ХАИ», Украина

ОСОБЕННОСТИ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ В ГЕОРАДАРЕ СО СТУПЕНЧАТЫМ ИЗМЕНЕНИЕМ НЕСУЩЕЙ ЧАСТОТЫ ЗОНДИРУЮЩЕГО СИГНАЛА

Описаны принципы работы SFCW георадаров и классические подходы к обработке их сигналов. Предложен альтернативный алгоритм обработки сигналов, позволяющий получить как зависимость коэффициента отражения, так и фазового спектра сигнала от глубины. Описан алгоритм спектрального оценивания RELAX, основанный на итерационных процедурах оценок параметров самых мощных спектральных компонент, и показана возможность его применения при обработке сигналов георадара для подавления помеховых отражений от антенны и границы раздела земля-воздух. Приведены экспериментальные данные, подтверждающие эффективность разработанных алгоритмов обработки сигналов георадара.

Ключевые слова: SFCW, GPR, RELAX, подповерхностное зондирование.

Введение

Широкое распространение радиолокаторов подповерхностного зондирования в последнее время дало толчок развитию новых методов обработки сигналов, позволяющих выделять значительно больше информации о физических свойствах среды и подповерхностных объектов [1]. Основой этого является получение информации о частотной зависимости погонного затухания, фазовой скорости распространения радиоволн в среде или фазовой структуре этих сигналов при отсутствии или наличии подповерхностных объектов [2]. В свою очередь эти зависимости можно оценить, преимущественно используя зондирующий сигнал со ступенчатым изменением его несущей частоты [3]. Радиолокатор подповерхностного зондирования, в котором используется такой сигнал, в зарубежной литературе получил название Stepped Frequency Continued Wave (SFCW) GPR. В связи с этим в дальнейшем будем придерживаться этого сокращения. Классическая обработка данных в этом случае, использует инверсное преобразование Фурье наблюдения на выходе фазового детектора приемника, для получения сжатого импульса во временной области, соответствующего отражению от некоторого подповерхностного объекта [3, 4]. Однако, как это будет показано, можно применить и прямое преобразование Фурье для этой цели, что позволяет несколько иначе взглянуть на процесс обработки сигналов.

Одной из главных проблем при подповерхностном зондировании является подавление отражений от границы воздух-земля и антенна-воздух и прямого просачивания излучаемого сигнала в тракт приемника, что особенно важно, когда излучение и

прием проводится на одну антенну.

Указанные вопросы и составляют предмет данной работы.

Для понимания сущности задачи рассмотрим вначале кратко принцип работы SFCW GPR.

1. Описание SFCW GPR

Кратко рассмотрим некоторые аспекты алгоритма обработки сигнала на основе SFCW зондирующего сигнала, описанные в диссертации Noon [3].

Каждая несущая частота излучается последовательно и по отдельности. Каждая принятая частота в свою очередь преобразуется в I (реальная часть) и Q (мнимая часть) узкополосные сигналы, используя квадратурный фазовый детектор или демодулятор. Эти сигналы затем могут быть эффективно оцифрованы с использованием высокоточных низкоскоростных АЦП. Узкая полоса частот после демодулятора позволяет также снизить чувствительность к радиочастотным интерференционным сигналам. Такой принцип работы радиолокатора подповерхностного зондирования получил название SFCW GPR. Его блок-схема представлена схематически на рис. 1.

В нашем случае SFCW GPR использует синтезатор частот для того, чтобы индивидуально пошагово изменять несущую частоту в полосе частот 500-900 МГц. На рис. 2 представлена процедура изменения несущей частоты от f_L к f_H (с центральной частотой f_c). Общее время в секундах, необходимое для того, чтобы закончить все переключения частот называется периодом повторения пилообразного изменения несущей частоты. Это время должно быть меньше или равно когерентному интервалу обработки, который определяется такой максимальной скоростью

движения георадара, которая позволяет синтезировать неискаженное изображение при его движении.

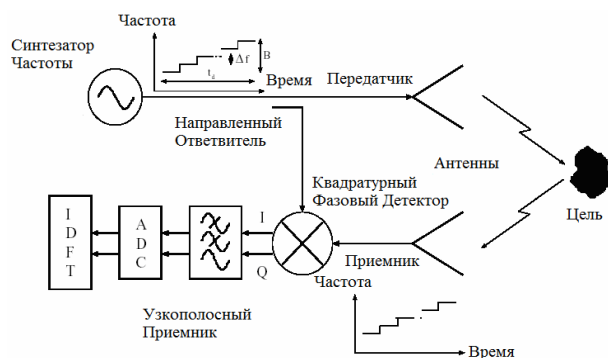


Рис. 1. Блок-схема SFCW GPR

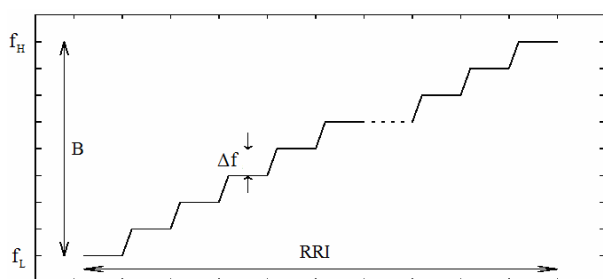


Рис. 2. Ступенчатое изменение несущей частоты зондирующего сигнала в диапазоне от f_L до f_H с шагом Δf Гц (всего N шагов)

Развертка излучаемого SFCW сигнала $x(t)$ может быть представлена как последовательность N радиоимпульсов. Каждый импульс в этой последовательности имеет длительность T секунд и несущую частоту, которая пошагово изменяется от радиоимпульса к радиоимпульсу в течении N шагов от нижней границы частот f_L . В итоге, в каждом сигнале присутствует несколько периодов изменения несущей частоты. Для когерентной системы предполагается что амплитуда и фаза каждого импульса в SFCW GPR последовательности постоянна для всех шагов частоты. Задержка при переключении частоты считается незначительной.

Последовательность SFCW радиоимпульсов $x(t)$ математически может быть представлена как:

$$x(t) = \sum_{i=0}^{n-1} \text{Re} \{ \exp(j2\pi(f_L + i\Delta f)t) \} \times \text{rect} \left(\frac{t - iT - T/2}{T} \right), \quad (1)$$

где $i = 1, 2, \dots, N$.

Рассмотрим единичную точечную цель с коэффициентом отражения $T = |\Gamma| \exp(j\varphi)$ и соответствующей задержкой τ в среде без дисперсии (предполагается, что диэлектрическая проницаемость цели и среды постоянны для всех частот).

Принятый сигнал преобразуется в комплексный низкочастотный сигнал $I(t) + jQ(t)$ путем его смешивания с опорным сигналом и пропусканием результата через фильтр низких частот (предполагается, что $T \gg t$):

$$I(t) + jQ(t) = \sum_{i=0}^{n-1} |\Gamma| e^{j\varphi} \exp(-j2\pi(f_L + i\Delta f)\tau) \times \text{rect} \left(\frac{t - iT - T/2}{T} \right), \quad (2, a)$$

где τ – время задержки, а сигнал дискретизации $s(t)$ равен:

$$s(t) = \sum_{i=0}^{n-1} \delta(t - iT - T/2). \quad (2, б)$$

Умножая (2, а) на (2, б), получаем дискретный комплексный массив, каждый элемент которого представляет собой дискретное значение амплитуды комплексного сигнала для каждого радиоимпульса (1).

Аналоговый низкочастотный сигнал на выходе квадратурного фазового детектора может быть подвергнут обратному преобразованию Фурье после оцифровки добавления n - элементного оцифрованного массива в N - элементный $D[f]$ новый массив с тем же частотным интервалом Δf . Оставшиеся элементы массива, включая отрицательные частоты, замещаются нулевыми значениями сигнала. Дискретная функция частоты этого массива может быть записана следующей формулой с использованием значения центральной частоты f_c полосы частот сигнала:

$$D[f] = \left| \Gamma e^{j\varphi} \text{rect} \left[\frac{f - f_c}{B} \right] \right| e^{-j2\pi f t}, \quad (3)$$

где B – ширина спектра.

Обратное дискретное преобразование Фурье применяется для преобразования функции из частотной области $D[f]$ во временную область $d[t]$:

$$d[t] = \text{IDFT} \{ D[f] \} = |\Gamma| e^{j\varphi} B \text{sinc}(B(t - \tau)) e^{j2\pi f_c(t - \tau)}. \quad (4)$$

В результате получается синтезированный временной радиоимпульс, содержащий коэффициент отражения от цели и время задержки. Алгоритм обратного дискретного преобразования Фурье соответствует процедуре фильтрации, в результате которой проводится сжатие принятого сигнала, формируя синтезированный временной сигнал $d[t]$ с высоким разрешением. Для множественных целей, обратное дискретное преобразование Фурье сжимает отраженные временные сигналы, когерентно суммируя напряжения от каждой цели в их временном промежутке в синтезированный профиль.

Таким образом, при классическом подходе значения I и Q сигнала, полученные на каждом шаге изменения частоты, записываются в массив комплексных частот $(I + jQ)$ длиной N . Эти частотные данные

преобразуются во временную область для того, чтобы сформировать синтезированный импульс.

Несколько модернизированную процедуру обработки предложил Walton в 1994 г. [5]:

1. Вначале имеется массив данных длиной n в частотной области, состоящий из частотных комплексных данных $I + jQ$.

2. Затем данные копируются в частотную область в массив из N элементов (где $N > n$) так, чтобы нулевая частота соответствовало нулевому элементу (инкремент данных от точки к точке равен шагу изменения частоты $A/Гц$). Комплексно сопряженные значения данных в частотной области копируются в область отрицательных частот (или вторую половину) массива из N элементов. Все оставшиеся значения в массиве заменяются нулями.

3. Проводится N точечное обратное преобразование Фурье над рядом данных.

4. Результат – массив данных из N отсчетов во временной области.

Преобразуя частотный массив, используя описанную выше процедуру, мы получаем временной сигнал только в вещественной компоненте временного массива. Мнимая компонента временного массива равна нулю. В результате невозможно получить огибающую синтезированного импульса, вычисляя амплитуду временного сигнала на шаге 4. Также не может быть получена и фазовая структура сигнала. Преимущество наблюдения огибающей сигнала состоит в том, что уменьшается полоса частот сигнала и, следовательно, увеличивается отношение сигнал/шум. Однако, информация о фазе несущего колебания теряется.

Амплитуда и фаза дискретного сигнала области на шаге 4 может быть определена путем использования преобразования Гилберта. Это преобразование добавляет задержанную по фазе на $\pi/2$ вещественную компоненту (ортогональную компоненту) в мнимую компоненту массива. Результатом является комплексно-временной массив, который позволяет получить амплитуду (огибающую) и фазу сигнала. Этот метод требует дополнительной цифровой обработки данных SFCW GPR.

Для получения тех же результатов без дополнительной цифровой обработки сигналов может быть применен альтернативный метод. Вместо описанной процедуры [5], можно применить модифицированную процедуру, которая сохраняет информацию об амплитуде (огибающей) и несущей фазы синтезированного сигнала.

Изменение вносится на втором шаге процедуры [5]. Массив данных в частотной области из шага 1 вставляется в массив из N элементов (где $N > n$) точно так же, чтобы нулевое значение частоты соответствовало нулевому элементу. Однако комплексно

сопряженные значения не переносятся в область отрицательных частот массива. Вместо этого отрицательные частоты заполняются нулями. Только элементы массива с положительными частотами остаются не равными нулю. N -точечное комплексное обратное дискретное преобразование Фурье массива дает комплексный массив во временной области. вещественные и мнимые компоненты временного сигнала теперь ортогональны. В результате – амплитуда комплексного временного массива образует огибающую синтезированного сигнала, а комплексная составляющая – фазу коэффициента отражения.

На рис. 3, а показан частотный спектр SFCW GPR с огибающей и фазой несущей. Отметим, что спектр содержит только значения с положительной частотой. Математически, спектр может быть выражен как дискретно-частотная функция $X[f]$.

$$X[f] = \text{rect}[(f - f_c)/B]. \quad (5)$$

Спектр $X[f]$ имеет прямоугольную форму с шириной B Гц и центральной частотой f_c Гц для того, чтобы сохранить несущую фазу. Информация об огибающей сигнала сохраняется путем удаления комплексных сопряженных отрицательных частот.

Комплексное обратное дискретное преобразование Фурье, примененное к $X[f]$, дает на выходе комплексный (или аналитический) сигнал, который содержит две ортогональные компоненты. На рис. 3, б, в показаны вещественные и мнимые компоненты синтезированных импульсов. Эти дискретные сигналы представлены как $x[t]$ в выражении:

$$\begin{aligned} x(t) &= \frac{B \sin(\pi B t)}{\pi B t} \times e^{j2\pi f_c t} = \\ &= \frac{B \sin(\pi B t)}{\pi B t} [\cos(2\pi f_c t) + j \sin(2\pi f_c t)]. \end{aligned} \quad (6)$$

Огибающая $\text{sinc}(Bt)$ (пунктирные кривые на рис. 3, б, в) имеют ширину по уровню -4 дБ, равную $1/B$ сек. Количество периодов несущей частоты в огибающей равно B/f_c . Ступенчато-частотное изменение несущей частоты зондирующего сигнала часто называют методом синтезированного импульса, так как огибающая импульса во временной области синтезируется по частотной области.

Синтезированный импульс состоит из главного лепестка шириной $1/B$ и боковых лепестков, находящихся по обе стороны от главного лепестка. (под боковыми лепестками здесь имеются ввиду временные лепестки синтезированного импульса).

Боковые лепестки огибающей $\text{sinc}(Bt)$ являются результатом обратного дискретного преобразования Фурье от спектра $\text{rect}(f - f_c)/B$. Симметричность боковых лепестков около главного лепестка синтезированного импульса характеризует спектр с нулевой фазой [Oppenheim & Schaffer, 1989] [6].

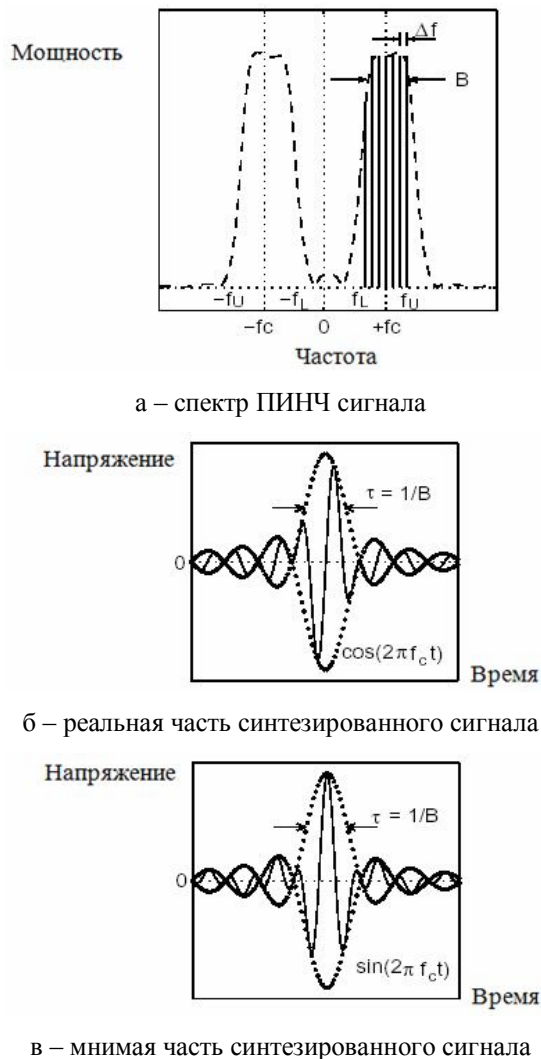


Рис. 3. Спектр ПИНЧ (последовательное изменение несущей частоты) сигнала, состоящий только из положительных частот (а); соответствующий реальный (б) и мнимый (в) импульс

Сигнал с нулевой фазой получается в системах с полюсами и нулями $X(z)$, находящимися на единичной окружности. В этом смысле SFCW GPR может быть представлен как радиотехническая система, в которой $I + jQ$ данные обрабатываются как сигналы с нулевой фазой. Для сигнала с минимальной фазой, его максимумы и нули на комплексной плоскости z находятся внутри единичной окружности.

Боковые лепестки излученного сигнала импульсного радара (рис. 3, б) находятся справа (или отстают по времени) от главного лепестка.

Рассмотренные алгоритмы обработки сигналов для сжатия видеоимпульсов во временной области являются достаточно громоздкими и требующими значительного машинного времени для выполнения соответствующих преобразований сигнала. Можно существенно сэкономить, если воспользоваться тем обстоятельством, что прямое и обратное преобразо-

вание Фурье в случае четности исходного сигнала приводят к идентичному результату.

Если рассматривать квадратурные сигналы на выходе фазового детектора как временной сигнал (что в действительности имеет место), то можно применить прямое преобразование Фурье и перейти в частотную область, в которой ось частот [Гц] будет соответствовать глубине [м]. Пересчет одной величины в другую можно легко осуществить по формуле:

$$\Delta\Omega = \frac{2\Delta f \Delta d}{T_0}, \quad (7)$$

где Δf – девиация частоты зондирующего сигнала, Δd – элемент разрешения по глубине, T_0 – период зондирующего сигнала.

В этом случае уже не нужно осуществлять дополнительное добавление нулей или применять преобразования Гильберта. Мнимая и действительная части спектра, которые содержат информацию об амплитуде и фазе, получаются прямо после преобразования Фурье. В результате получается амплитудный спектр, который характеризует зависимость коэффициента отражения подповерхностных неоднородностей от глубины и фазовый спектр, который можно использовать отдельно для выделения дополнительной информации о физических свойствах этих неоднородностей [1, 2].

Для того, чтобы уменьшить просачивание спектра (особенно из более интенсивной низкочастотной области, соответствующей малым глубинам, в более высокочастотную область через боковые лепестки), что является следствием затухания радиоволн в среде и сильно влияет на результаты зондирования, мы применяем дискретное преобразование Фурье со скользящим окном Чебышева. В результате обеспечивается снижение уровня боковых лепестков, что очень важно для георадарных систем.

Для того чтобы сравнить наши результаты с результатами применения классического алгоритма, мы изменили классический алгоритм, применяя то же окно, чтобы уменьшить уровень боковых лепестков.

Сравнение результатов показало, что они идентичны для амплитудного спектра, но сильно отличаются по фазовым спектрам. Применение фазового спектра (в случае использования прямого преобразования Фурье) для выделения дополнительной информации о физических свойствах подповерхностных объектов описано в работах [1, 2]. Мы остановимся в дальнейшем на проблеме подавления сигналов, отраженных от границы воздух-земля и антенна-воздух, которые сильно маскируют полезные сигналы, отраженные от подповерхностных объектов, располагающихся на небольших глубинах. Это особенно важно, например, в случае обнаружения небольших объектов на глубинах до 1 – 2 м.

2. Подавление мешающих отражений от границы раздела воздух-земля и антенна-воздух

Наиболее часто для подавления таких мешающих отражений применяется процедура скользящего усреднения сигналов вдоль профиля движения георадара с последующим вычитанием результата в каждой точке зондирования.

Однако, применение таких процедур приводит к тому, что мы подавляем также и сигналы, отраженные от границ раздела слоев грунта с разным литологическим составом и частично подавляем полезные сигналы от объектов, так как эти сигналы входят в усредненный сигнал.

Существует несколько вариантов решения указанной проблемы. Мы можем применить усреднение сигналов в начале профиля и в его конце, так чтобы отражения от объекта не попадали в усредненный сигнал. Однако, для данной процедуры необходима априорная информация о местоположении объекта, что зачастую и является той основной проблемой, которую надо решить.

Поэтому было бы желательно найти такой способ оценки параметров сигналов, отраженных непосредственно от антенны и границы воздух-поверхность земли, который позволил бы в дальнейшем вычесть только их из совокупности всех отражений в каждой точке зондирования. Проблема затрудняется тем, что разрешение зондирующего сигнала по глубине обычно не позволяет это сделать непосредственно. Применение параметрических методов спектрального оценивания также не эффективно, так как мы не знаем точно, сколько гармонических составляющих находится в суммарном сигнале, а именно последнее обстоятельство препятствует получению точных оценок этих составляющих.

Относительно недавно в литературе появилось описание сравнительно нового метода оценивания параметров нескольких мощных гармонических составляющих на фоне совокупности других гармонических составляющих и шума, который получил название RELAX [7]. Рассмотрим кратко его особенность.

Преобразование Фурье конечной длительности выборки сигналов приводит к появлению таких известных эффектов, как расплывание и утечка спектральной плотности через боковые лепестки, обусловленные влиянием прямоугольного окна. Из-за этого не удастся точно оценить параметры нескольких соседних гармонических составляющих. Однако можно поступить следующим образом. Вначале оцениваются параметры (амплитуда и частота) наиболее мощной гармонической составляющей. Затем из совокупности сигналов, входящих в состав ис-

следуемой выборки вычитается гармоническая составляющая, имеющая оцененные параметры. В остаточной совокупности сигналов оцениваются аналогичные параметры следующей по мощности гармонической составляющей. Затем эта гармоническая составляющая вычитается из текущей выборки, а к остатку прибавляется первая гармоническая составляющая. Теперь уже можно повторить процедуру, но уже более точно оценить параметры первой гармонической составляющей, так как вторая составляющая уже не будет так сильно влиять на точность оценивания первой посредством утечки спектральной плотности через боковой лепесток. Описанный алгоритм можно повторять итерационно до тех пор, пока не удастся точно оценить параметры всех необходимых гармонических составляющих. Практически описанная итерационная процедура и составляет сущность алгоритма RELAX.

Рассмотрим математические аспекты алгоритма. В присутствии гауссова шума с нулевым средним значением параметры (амплитуда и частота) i -й гармонической составляющей можно оценить методом минимальной среднеквадратичной ошибки по формуле

$$\{\hat{\alpha}_i, \hat{\theta}_i\}_{k=1}^K = \arg \min \left\| \hat{y}_i - \sum_{k=1}^K \alpha_i a(\theta_i) \right\|^2, \quad (8)$$

где $\hat{\alpha}_i$ – амплитуда i -й составляющей; \hat{y}_i – i -ое значение исследуемой выборки сигналов; $a(\theta_i) = [1, e^{j\theta_i}, \dots, e^{j(N-1)\theta_i}]^T$.

Алгоритм RELAX состоит из отдельных блоков, в каждом из которых оцениваются параметры i -й гармонической составляющей в исследуемой выборке сигналов:

$$\{\hat{\alpha}_i, \hat{\theta}_i\} = \arg \min \|\hat{y}_i - \alpha_i a(\theta_i)\|^2. \quad (9)$$

Минимизация правой части этого равенства по $\hat{\alpha}_i$ приводит к следующему известному выражению:

$$\hat{\alpha}_i = \frac{\bar{a}^H(\theta_i) \hat{y}_i}{\|\bar{a}(\theta_i)\|^2}, \quad (10)$$

Заменяя $\hat{\alpha}_i$ в (2) выражением (3) получим:

$$\hat{\theta}_i = \arg \min \|\hat{P}_{a(\theta_i)} \hat{y}_i\|^2 = \arg \max \frac{\|\bar{a}^H(\theta_i) \hat{y}_i\|^2}{\|a(\theta_i)\|^2}, \quad (11)$$

где $\hat{P}_{a(\theta_i)} = I - \frac{\bar{a}(\theta_i) \bar{a}^H(\theta_i)}{\|a(\theta_i)\|^2}$ – ортогональная проекция на нулевое пространство $\bar{a}^H(\theta_i)$.

Практически эти математические записи соответствуют спектральному оцениванию методом периодограмм. Фактически же можно пользоваться преобразованием Фурье исследуемой выборки, по результату которого находится частота, соответствующая максимуму спектральной плотности, и оценивается амплитуда гармонической составляющей по формуле (3).

3. Измерения и результаты

Экспериментальная часть работы была проведена с использованием измерительного стенда в лаборатории. Измерительный стенд представляет собой прямоугольный контейнер размером 2,5 на 1,5 метр, заполненный песком на глубину около 0,8 метра. Экспериментальная модель георадара закреплялась на каретке, которая движется по направляющим над контейнером на высоте 1,8 метра. Конструкция каретки позволяет георадару двигаться пошагово вдоль осей X и Y с точностью позиционирования не менее 1 см. В измерениях использовалась экспериментальная модель георадара, работающего в диапазоне частот 500-900 МГц (L-диапазон), и построенного по гомодинной схеме. В состав GPR входят: синтезатор частот на основе фазовой автоподстройки частоты, широкополосный линейный усилитель мощности, широкополосный демодулятор с возможностью измерения квадратурных составляющих сигнала, АЦП с большим динамическим диапазоном, микропроцессор для управления всеми узлами ГРП, щелевая магнитная антенна с переключением поляризации излучения и приема и карманный компьютер для предварительной обработки и хранения результатов зондирования. Основные характеристики георадара приведены в табл. 1. Схема эксперимента с видом сверху представлена на рис. 4.

Таблица 1
Основные характеристики георадара

| № п/п | Название параметра | Значение |
|-------|--------------------------------|----------|
| 1 | Диапазон частот, МГц | 500-900 |
| 2 | Излучаемая мощность, Вт | 0,1 |
| 3 | Количество ступенек по частоте | 128 |
| 4 | Длительность ступеньки, мс | 1 |
| 5 | КСВ антенны не более | 1,5 |

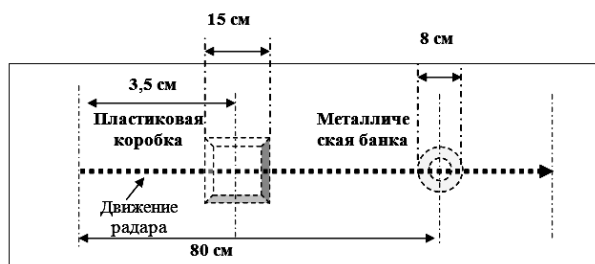


Рис. 4. Схема эксперимента №1 с видом сверху

В нашем случае мы использовали 2 объекта, зарытые на глубине примерно 20 – 25 см от границы

воздух-земля. Первый объект – это металлическая кофейная банка (8 × 10 см) и второй объект – плексигласовый коробок (15 × 7 см). Шаг движения ГРП вдоль оси X был 2,5 см, вдоль оси Y – 5 см, антенна георадара находилась на высоте 3 – 5 см над поверхностью песка. Одна из главных проблем, с которой сталкиваются при обнаружении подповерхностных объектов – это проблема подавления сигналов на границе воздух-земля. Рассмотрим детали и аспекты этой проблемы.

При дискретном движении георадара вдоль профиля, который пересекает приведенные выше небольшие объекты, мы получаем на выходе фазового детектора приемника георадара сигналы, зависимость которых от времени имеет форму, приведенную на рис. 5. На рисунке приведены вещественные и мнимые компоненты всех сигналов по указанному профилю движения георадара. Видно, что в данном случае доминирующими являются сигналы, отраженные от антенны и от поверхности раздела воздух-среда.

Для того чтобы подавить эти мешающие отражения необходимо применить специальные алгоритмы обработки сигналов, которые не должны влиять на сигналы, отраженные объектами, располагающимися непосредственно под указанной поверхностью раздела сред.

На рис. 6 приведены результаты применения описанного алгоритма RELAX к выборкам сигнала во всех точках профиля зондирования – показаны исходные сигналы и сигналы после вычитания оцененных двух самых мощных гармонических составляющих, соответствующих отражениям от клемм антенны и интерфейсу воздух-среда. Видно, что степень подавления указанных отражений составляет около 20 дБ.

На рис. 7 показаны сигналы во всех точках зондирования после вычитания помеховых отражений. Мы видим в данном случае большую изменчивость сигналов, обусловленную наличием неоднородностей грунта под каждой точкой зондирования и присутствием объектов.

Следующая стадия обработки сигналов состоит в применении преобразования Фурье к выборкам сигналов на выходе фазового детектора, которые предварительно умножаются на оконную функцию (в нашем случае – окно Чебышева) для подавления боковых лепестков исходного прямоугольного окна.

Рассмотрим результат зондирования по профилю, пересекающему два выбранных объекта, после подавления алгоритмом RELAX двух самых мощных гармонических составляющих, соответствующих отражениям от антенны и интерфейса воздух-среда, который представлен в виде радиояркого изображения на рис. 8. На изображении отчетливо видны отражения от объектов и отражения от нижней границы, соответствующей переходу от песка к железобетонному перекрытию пола.

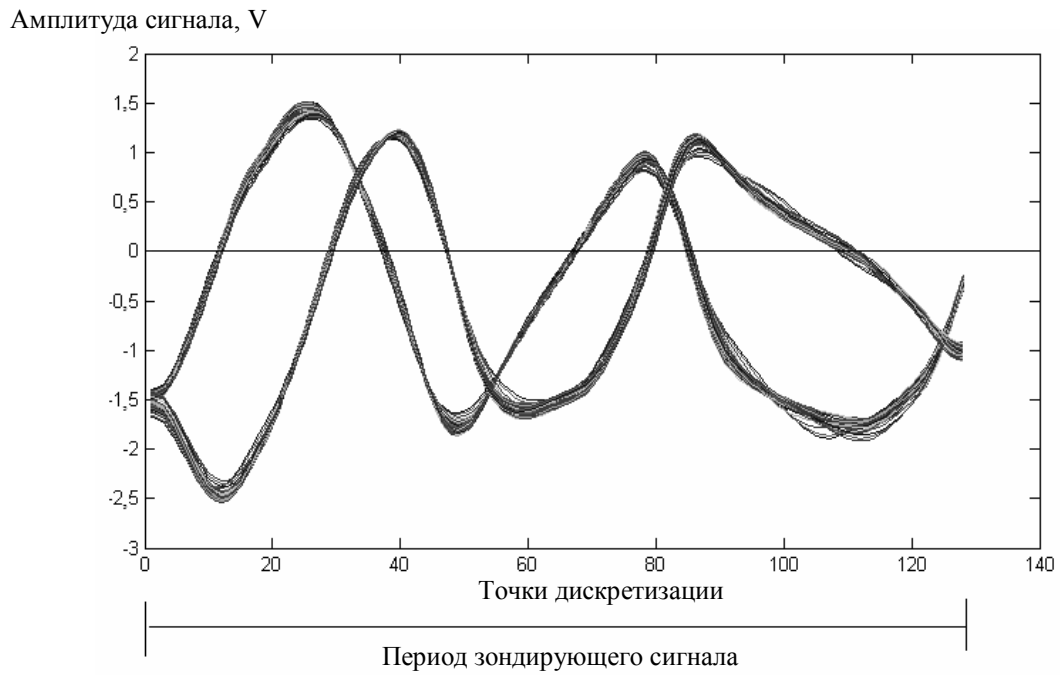


Рис. 5. Сигналы на выходе фазового детектора

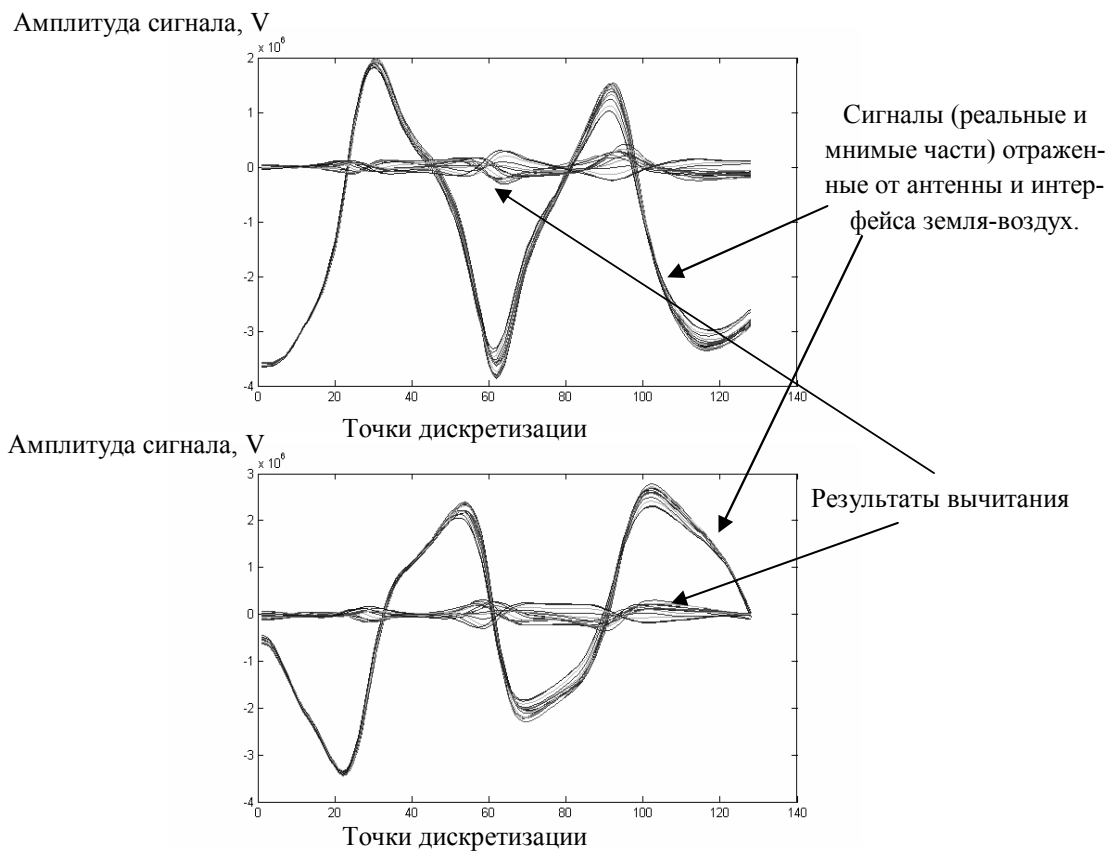


Рис. 6. Результаты работы алгоритма RELAX

Амплитуда сигнала, V

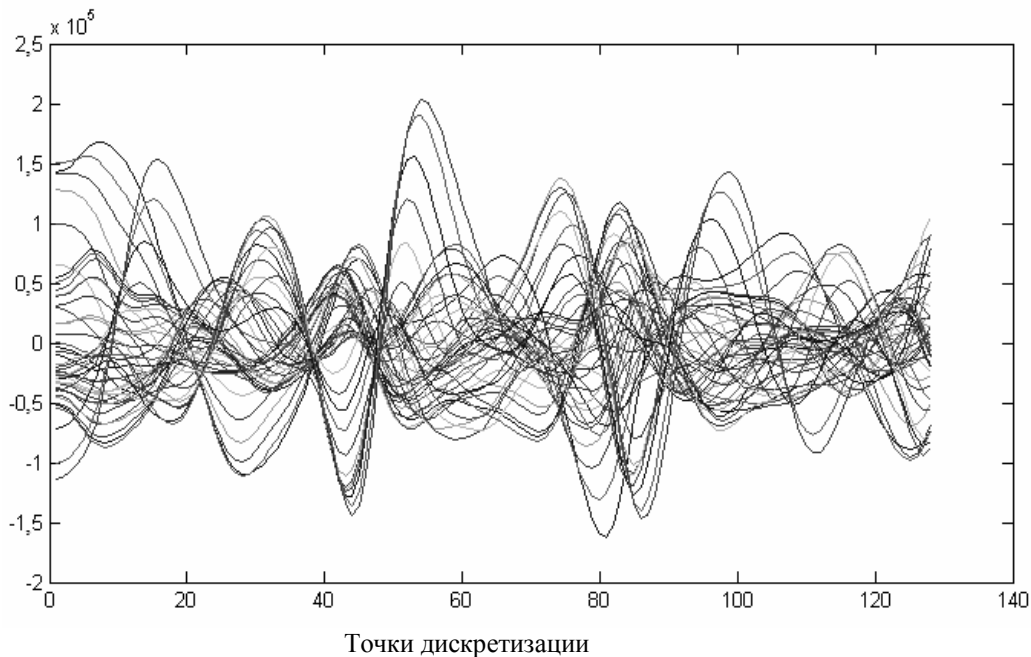


Рис. 7. Сигналы после вычитания помеховых отражений

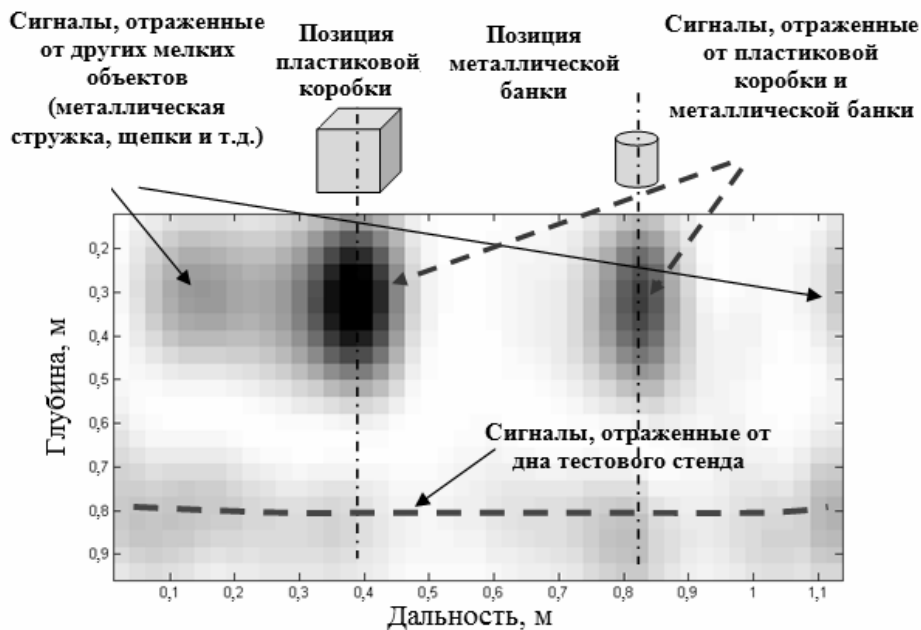


Рис. 8. Изображения диэлектрического и металлического объектов

Заклучение

Показано, что применительно к радиолокаторам подповерхностного зондирования со ступенчатым изменением несущей частоты зондирующего сигнала можно пользоваться прямым преобразованием Фурье квадратурных составляющих сигнала на выходе фазового детектора приемника для перехода в частотную область, в которой частота пропорциональна значениям глубины. При этом результат яв-

ляется идентичным классическому алгоритму, в котором применяется инверсное преобразование Фурье для получения сжатого временного сигнала при дополнении спектра сигнала на выходе фазового детектора, а вычислительные затраты меньше.

Показано, что можно эффективно подавлять мешающие отражения от интерфейса воздух-земля и антенна-воздух, применяя спектральный метод оценивания RELAX, что позволяет выделять сигналы, отраженные от подповерхностных объектов без их

дополнительного подавления, которое появляется в случае применения фильтров низкой частоты за счет конечной ширины их частотных характеристик.

Литература

1. Sugak V.G. *Reconstruction of Electrical Constants of Soil and Depth of Subsurface Objects Using Data of Subsurface Sounding* / V.G. Sugak // *Telecommunication and Radio Engineering*. – 2003. – Vol.59, N 1& 2. – P. 54-63.

2. Sugak V.G. *Particularities of Signal Processing at Subsurface Radar Sounding in Dispersive Media* / V.G. Sugak // *Telecommunication and Radio Engineering*. – 2007. – Vol.66, N 16. – P. 1425-1440.

3. Noon D.A. *Step-Frequency Radar Design and Signal Processing Enhances Ground Penetrating Radar*

Performance / D.A. Noon // *PhD thesis, Department of Electrical & Computer Engineering, The University of Queensland*. – January 1996. – P. 59-87.

4. Langman A. *Pulse versus Stepped Frequency Continuous Wave Modulation for Ground Penetrating Radar* / A. Langman, M.R. Inggs // *Processings of IGARSS 2001, IEEE*. – July 2001. – P. 56-63.

5. Walton E.K. *Analysis of Dispersive Radar Scattering Mechanisms from Measured Data, Ultra-Wideband* / E.K. Walton, M.J. Gerry // *Short-Pulse Electromagnetics 2*. – New York, NY, USA. – 1995. – P. 543-547.

6. Oppenheim A.P. *Discret-Time Signal Processing* / A.P. Oppenheim, R.W. Schaffer // Prentice-Hall, Englewood Cliffs, NJ, USA. – 1989. – P. 121-145.

7. Liu Z. *Implementation of the RELAX algorithm* / Z. Liu, J. Li // *IEEE Trans, on Aerospace and Electronic System*. – April 1998. – Vol. 34, Issue 2. – P. 63-89.

Поступила в редакцию 8.12.2010

Рецензент: канд. физ.-мат. наук, ст. науч. сотр. И.М. Мыценко, Институт радиофизики и электроники им. А.Я. Усикова НАН Украины.

ОСОБЛИВОСТІ ОБРОБКИ СИГНАЛІВ В ГЕОРАДАРИ З СТУПІНЧАСТОЮ ЗМІНОЮ НЕСУЧОЇ ЧАСТОТИ ЗОНДУЮЧОГО СИГНАЛУ

О.В. Сугак, О.О. Зеленський, О.В. Тоцький, Є.Ф. Тарнавський

Описані принципи роботи SFCW георадарів та класичні підходи до обробки їх сигналів. Запропоновано альтернативний алгоритм обробки сигналів, що дозволяє отримати як залежність коефіцієнта відбиття, так і фазового спектра сигналу від глибини. Описано алгоритм спектрального оцінювання RELAX, заснований на ітераційних процедурах оцінок параметрів найпотужніших спектральних компонент, та показана можливість його застосування при обробці сигналів георадара для придушення перешкодових відбиттів від антени і межі розділу земля-повітря. Наведено експериментальні дані, що підтверджують ефективність розроблених алгоритмів обробки сигналів георадара.

Ключові слова: SFCW, GPR, RELAX, підповерхнє зондування.

SFCW GPR SIGNAL PROCESSING FEATURES

A.V. Sugak, A.A. Zelensky, A.V. Totsky, E.F. Tarnavky

The principles of GPR SFCW and classical approaches to the processing of their signals are described. The alternative signal processing algorithms which allow obtaining the dependence of the signal reflectivity and phase of the depth are proposed. The spectral estimation algorithm called RELAX, based on iterative procedures of the most powerful spectral components parameters estimations, and the possibility of its application in signal processing of GPR to suppress the interference of reflections from the antenna and the interface surface to air is described. The experimental data which confirms the effectiveness of the developed GPR signal processing algorithms is also shown.

Keywords: SFCW, GPR, RELAX, underground sounding.

Сугак Александр Владимирович – аспирант каф. «Прием, передача и обработка сигналов», Национальный аэрокосмический университет им. Н.Е. Жуковского «ХАИ», Харьков, Украина, e-mail: aleksandr.sugak@gmail.com.

Зеленский Александр Алексеевич – д-р техн. наук, проф., зав. каф. «Прием, передача и обработка сигналов», Национальный аэрокосмический университет им. Н.Е. Жуковского «ХАИ», Харьков, Украина, e-mail: azelens@mail.ru.

Тоцкий Александр Владимирович – д-р техн. наук, доцент, проф. каф. «Прием, передача и обработка сигналов», Национальный аэрокосмический университет им. Н.Е. Жуковского «ХАИ», Харьков, Украина.

Тарнавский Евгений Федорович – канд. техн. наук, науч. сотр. Института радиофизики и электроники им. А.Я. Усикова НАН Украины, Харьков, Украина.