

## ИНФОРМАЦИОННО-ИЗМЕРИТЕЛЬНАЯ СИСТЕМА ПОДПОВЕРХНОСТНОЙ ЛОКАЦИИ РАДИОКОНТРАСТНЫХ ОБЪЕКТОВ

Воронцов А.Г.

Донецкий национальный технический университет, г. Донецк

Кафедра автоматизации и телекоммуникаций

E-mail: [vag@fcita.dn.ua](mailto:vag@fcita.dn.ua)

### Abstract

*Vorontsov A. G. Information-measuring System for localization of target by Ground Penetrating Radar. The structure and algorithm of Information -measuring System of Ground Penetrating Radar is based.*

**Общая постановка проблемы.** Системы подповерхностной радиолокации (GPR - Ground Penetrating Radar) находят применение в строительной технике, геологоразведке, военном деле и интенсивно развиваются как в теоретическом аспекте, так и в приложениях [1,2]. В настоящее время перспективы развития систем определяются возможностями реализации более совершенных и, как правило, более сложных алгоритмов, на основе современных СВЧ полупроводниковых технологий и микросборок, микроконтроллеров и микроЭВМ.

**Постановка задач исследования.** С другой стороны, к GPR – системам предъявляются все более возрастающие требования по техническим показателям, в частности, по пространственной разрешающей способности. Стандартный путь повышения пространственного разрешения радарных систем связывают с увеличением геометрических размеров антенн и ужесточение требований к точности их исполнения [3]. Однако, ограничение на значение высших частот используемого диапазона, физические размеры и вес антенн делают этот путь малопривлекательным для практических разработок. Из классической радиолокации известны методы, основанные на синтезированных диаграммах направленности антенн и антенных систем с высокой крутизной пеленгационной характеристикой в области минимума последней [4].

Данная работа направлена на дальнейшее развитие указанных методов с учетом особенностей GPR систем, обоснование алгоритма функционирования подповерхностного радара и информативных признаков локализации объекта, получаемых на этой основе.

**Решение задач и результаты исследования.** Рассматриваемая в данной работе GPR – система (см. рис. 1.) использует антенную решетку из 4-х антенн. Две из них ( $A_i, i = 1,2$ ) являются приемными – соединены с одинаковыми приемными трактами, содержащими некогерентные супергетеродинные приемники ( $Rxi$ ), имеющие на выходе детекторы огибающей, к которым подключены синхронные детекторы ( $Dmi$ ). Две другие антенны ( $A_k, k = 3,4$ ) - излучающие (передающие) соединены через ключи  $K_1, K_2$  с генераторами зондирующих сигналов  $G_g$  и  $G_d$ . Ключи и синхронные детекторы управляются синхропоследовательностью типа «меандр», вырабатываемой генератором  $G_s$ . Координаты антенн  $A_n \{x_{An}, y_{An}, z_{An}\}$ , где  $n = 1,2,3,4$  - номер антенны. Координаты объекта  $B \{x_B, y_B, z_B\}$ . Длины отрезков оптической трассы от  $n$  - й антенны до объекта

$$l_n = \sqrt{(x_{An} - x_B)^2 + (y_{An} - y_B)^2 + z_A^2}.$$

Генераторы  $G_g$  и  $G_d$  вырабатывают гармонические напряжения

$$\dot{V}_g = V_{mg} \exp[j(\omega_g t + \phi_g)] \text{ и } \dot{V}_d = V_{md} \exp[j(\omega_d t + \phi_d)],$$

где  $\omega_g$  - характеристическая частота среды;

$\omega_d = \omega_g + \Delta\omega$  характеристическая частота объекта;

$\Delta\omega > 0$  - разнос частот

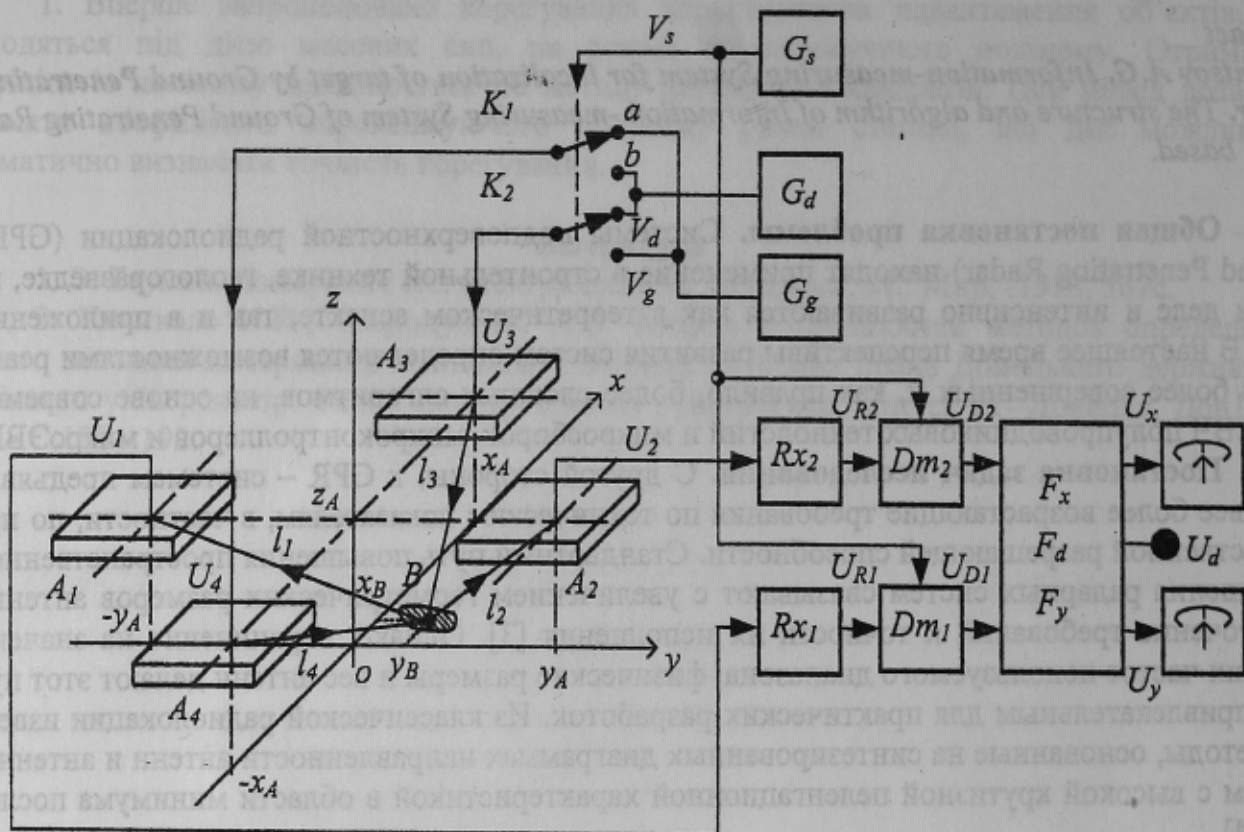


Рис.1.- Структурная схема подповерхностного радара

Отражательные свойства среды и объекта на частотах  $\omega_g$  и  $\omega_d$  существенно отличаются. Мерой этих свойств для единицы поверхности среды распространения и поверхности объекта являются коэффициенты отражения, которые находятся в соотношении

$$\alpha(\omega_g) \ll \alpha(\omega_d).$$

Генератор  $G_g$  вырабатывает синхронизирующий сигнал в виде импульсной знакопеременной последовательности

$$V_s(t) = \begin{cases} 1, & t \in t_a \\ -1, & t \in t_b \end{cases}$$

с периодом  $T_s = t_a + t_b$ , где  $t_a = t_b = 0,5T_s$ . Период  $T_s$  удовлетворяет условиям

$$T_s \gg \frac{2\pi}{\omega_g}, \frac{2\pi}{\omega_d}, T_l,$$

где  $T_l$  - время переходного процесса в приемном тракте.

Угол зрения  $\theta_n$  объекта для  $n$ -й антенны может быть найден из решения треугольника  $BA_nO_n$  (см. рис. 2)

$$l_{BO_n} = \sqrt{(x_{A_n} - x_B)^2 + (y_{A_n} - y_B)^2}$$

$$\theta_n = \arctg \frac{z_{A_n}}{\sqrt{(x_{A_n} - x_B)^2 + (y_{A_n} - y_B)^2}}$$

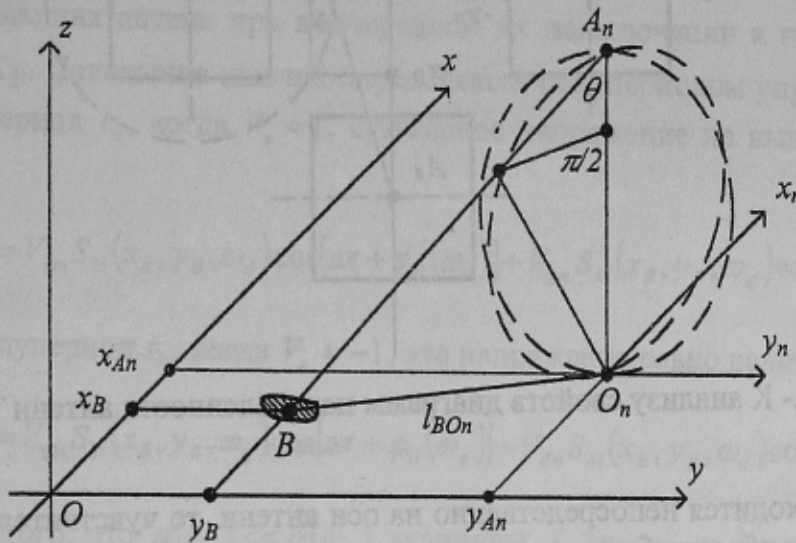


Рис.2.- К определению угла зрения объекта для  $n$ -й антенны

Поскольку углы зрения объекта из фазовых центров антенн зависят только от координат объекта и координат соответствующих антенн, коэффициенты направленного действия антенн являются только функциями соответствующих координат и частоты  $\omega$

$$D_k = D_k(x_{A_k}, y_{A_k}, z_{A_k}; x_B, y_B, \omega), \quad D_l = D_l(x_{A_l}, y_{A_l}, z_{A_l}; x_B, y_B, \omega).$$

Если величины  $x_{A_k}, y_{A_k}, z_{A_k}, x_{A_l}, y_{A_l}, z_{A_l}$  приняты постоянными, то можно записать

$$D_k = D_k(x_B, y_B, \omega),$$

$$D_l = D_l(x_B, y_B, \omega).$$

Поскольку диаграммы направленности всех антенн одинаковы и осесимметричны, а сами антенны расположены симметрично относительно центра антенной решетки, то справедливы соотношения (см. рис. 3.).

$$D_k(x_B, y_B, \omega) = D_k(x_B, -y_B, \omega), \quad D_l(x_B, y_B, \omega) = D_l(-x_B, y_B, \omega), \quad (1)$$

$$D_1(x_B, y_B, \omega) = D_2(x_B, -y_B, \omega), \quad D_3(x_B, y_B, \omega) = D_4(-x_B, y_B, \omega). \quad (2)$$

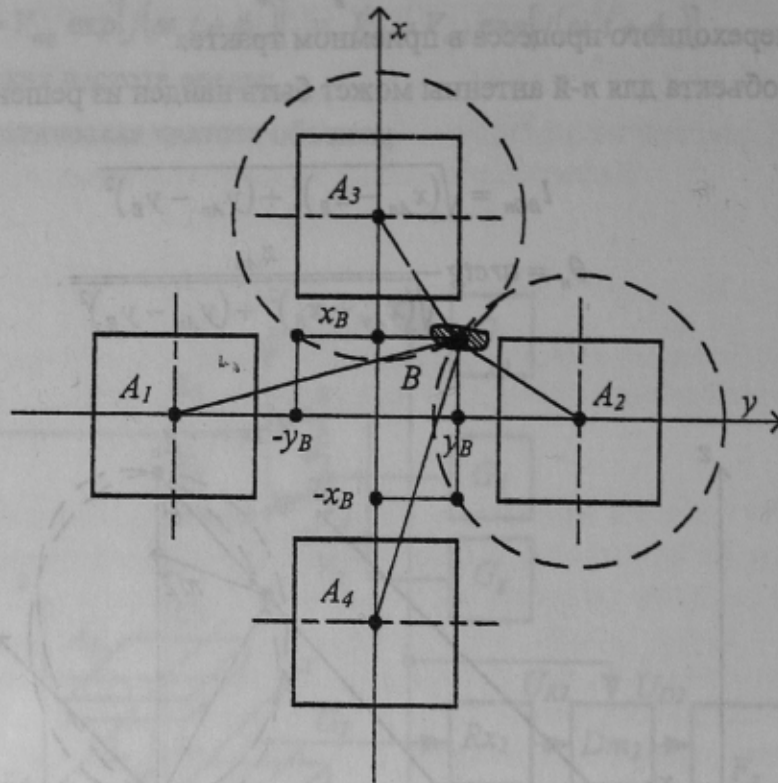


Рис.3.- К анализу свойств диаграмм направленности антенн

Если объект находится непосредственно на оси антенн, то чувствительность к малым изменениям положения объекта близка к нулю и разрешающая способность самая низкая.

Особенностью реализации известного метода сравнения [4] для подповерхностного радара является существенная зависимость качества его работы и, в частности, его пространственной разрешающей способности от свойств среды распространения зондирующих сигналов, которая обладает не только значительным затуханием, но и рассеиванием по отношению к распространяющейся в ней электромагнитной волне. По этой причине формируется «подсвечивающий» фон, снижающий контрастность объекта, что вместе со значительным затуханием сигналов приводит к существенному уменьшению зоны обнаружения, достоверности обнаружения и разрешающей способности.

Напряжение на выходе  $i$ -й приемной антенны, возбуждаемое сигналом, поступающим на  $k$ -ю передающую антенну равно

$$\dot{U}_{ki} = \dot{U}_k \dot{S}_{ki}(x_B, y_B, \omega)$$

или в вещественной форме

$$U_{ki}(t) = U_{kim} \cos[\omega t + \phi_{ki}(\omega)],$$

где  $U_{kim} = U_{km} S_{ki}(x_B, y_B, \omega)$  - амплитуда напряжения на  $i$ -й приемной антенне, возбуждаемое сигналом  $k$ -й передающей антенны;

$S_{ki}(x_B, y_B, \omega) = \gamma \frac{D_k(x_B, y_B, \omega) D_i(x_B, y_B, \omega) q \alpha(\omega)}{l_k^2(x_B, y_B) l_i^2(x_B, y_B)} + S_{ki}(0, \omega)$  - модуль  $S$ - параметра передачи сигнала напряжения от  $k$ -й передающей антенны к  $i$ -й приемной антенне;

$\phi_{ki}(\omega) = \phi_k + \phi_{ki(\omega)} + \phi_i$  - фаза напруги на  $i$ -й прийомній антенні, возбуждає сигналом  $k$ -й передаючої антени;

$D_k(x_B, y_B, \omega)$  і  $D_i(x_B, y_B, \omega)$  - нормированні коефіцієнти направленої дії передаючих і прийомних антен;

$q$  - ефективна площа відбиваючої поверхні об'єкта;

$\alpha(\omega)$  - ефективний коефіцієнт відбиття об'єкта;

$\gamma$  - коефіцієнт пропорційності;

$S_{ki}(0, \omega)$  - складова  $S$ - параметра передачі визначена розсіюючими властивостями середовища поширення зондувальних сигналів.

Суммарне напруга на  $i$ -й прийомній антенні, возбуждає сигналами обох передаючих антен, містить компоненти двох частот  $\omega_d$  і  $\omega_g$ , випускає по черзі кожної з передаючих антен при по черговому їх підключенні до генераторів  $G_d$  і  $G_g$  ключами  $K_1$  і  $K_2$ . Положення ключів визначається напругою керуючого напруги  $V_s$ . В напівперіод  $t_a$ , коли  $V_s = 1$ , суммарне напруга на виході  $i$ -приймальної антени дорівнює

$$U_i(t \sim t_a) = V_{dm} S_{3i}(x_B, y_B, \omega_d) \cos[\omega t + \phi_{3i}(\omega_d)] + V_{gm} S_{4i}(x_B, y_B, \omega_g) \cos[\omega t + \phi_{4i}(\omega_g)] \quad (3)$$

В наступний напівперіод  $t_b$ , коли  $V_s = -1$ , це напруга дорівнює величині

$$U_i(t \sim t_b) = V_{gm} S_{3i}(x_B, y_B, \omega_g) \cos[\omega t + \phi_{3i}(\omega_g)] + V_{dm} S_{4i}(x_B, y_B, \omega_d) \cos[\omega t + \phi_{4i}(\omega_d)] \quad (4)$$

З урахування того, що  $\alpha(\omega_g) \ll \alpha(\omega_d)$  величини  $S_{4i}(x_B, y_B, \omega_g)$  і  $S_{3i}(x_B, y_B, \omega_d)$  можна вважати незалежними від координат об'єкта і прийняти постійними

$$S_{3i}(x_B, y_B, \omega_g) = S_{3i}(0, \omega_g) \text{ і } S_{4i}(x_B, y_B, \omega_d) = S_{4i}(0, \omega_d)$$

Ураховуючи (3) і (4), отримаємо сигнали по тактах:

Такт  $t_a$ ,  $U_{3m} = V_{dm}$ ,  $U_{4m} = V_{gm}$

$$U_i(\omega t) = V_{dm} S_{3i}(x_B, y_B, \omega_d) \cos[\omega_d t + \phi_{3i}(\omega_d)] + V_{gm} S_{4i}(0, \omega_g) \cos[\omega_g t + \phi_{4i}(\omega_g)]$$

Такт  $t_b$ ,  $U_{3m} = V_{gm}$ ,  $U_{4m} = V_{dm}$

$$U_i(\omega t) = V_{gm} S_{3i}(0, \omega_g) \cos[\omega_g t + \phi_{3i}(\omega_g)] + V_{dm} S_{4i}(x_B, y_B, \omega_d) \cos[\omega_d t + \phi_{4i}(\omega_d)]$$

Кожний з каналів містить однакові супергетеродинні прийомники  $Rx_1$  і  $Rx_2$ , що реалізують некогерентний прийом. Смесителі прийомників виконані на квадраторах, джерелом приймаємого сигналу є одна з передаючих антен, джерелом сигналу гетеродина - друга. Сигнал на виході квадратора для тактів  $t_a$  і  $t_b$  відповідно має вигляд:

$$U_i^2(t \sim t_a) = \{V_{dm} S_{3i}(x_B, y_B, \omega_d) \cos[\omega_d t + \phi_{3i}(\omega_d)]\}^2 + \\ + 2V_{dm} V_{gm} S_{3i}(x_B, y_B, \omega_d) S_{4i}(0, \omega_g) \cos[\omega_d t + \phi_{3i}(\omega_d)] \cos[\omega_g t + \phi_{4i}(\omega_g)] + \\ + \{V_{gm} S_{4i}(0, \omega_g) \cos[\omega_g t + \phi_{4i}(\omega_g)]\}^2$$

$$U_i^2(t \sim t_b) = \{V_{dm} S_{4i}(x_B, y_B, \omega_d) \cos[\omega_d t + \phi_{4i}(\omega_d)]\}^2 + \\ + 2V_{dm} V_{gm} S_{4i}(x_B, y_B, \omega_d) S_{3i}(0, \omega_g) \cos[\omega_d t + \phi_{4i}(\omega_d)] \cos[\omega_g t + \phi_{3i}(\omega_g)] + \\ + \{V_{gm} S_{3i}(0, \omega_g) \cos[\omega_g t + \phi_{3i}(\omega_g)]\}^2$$

После смесителя полосовым фильтром осуществляется выделение сигнала разностной частоты. Для тактов  $t_a$  и  $t_b$  этот сигнал имеет вид:

$$U_{iF}(t \sim t_a) = V_{dm} V_{gm} \gamma \frac{D_3(x_B, y_B, \omega_d) D_i(x_B, y_B, \omega_d) q \alpha(\omega_d)}{l_3^2(x_B, y_B) l_i^2(x_B, y_B)} S_{4i}(0, \omega_g) \times \\ \times \cos[(\omega_d - \omega_g)t + \phi_{3i}(\omega_d) - \phi_{4i}(\omega_g)]$$

$$U_{iF}(t \sim t_b) = V_{dm} V_{gm} \gamma \frac{D_4(x_B, y_B, \omega_d) D_i(x_B, y_B, \omega_d) q \alpha(\omega_d)}{l_4^2(x_B, y_B) l_i^2(x_B, y_B)} S_{3i}(0, \omega_g) \times \\ \times \cos[(\omega_d - \omega_g)t + \phi_{4i}(\omega_d) - \phi_{3i}(\omega_g)]$$

Предполагается, что для сохранения информативной компоненты в спектре профильтрованного сигнала полоса пропускания фильтра выбрана достаточно широкой, но в то же время достаточно узкой, чтобы подавить побочные продукты работы смесителя. Далее сигнал усиливается и поступает на некогерентный детектор огибающей.

Таким образом для тактов  $t_a$  и  $t_b$  на выходе приемников соответственно имеем:

$$U_{Ri}(t_a) = V_{dm} V_{gm} \gamma \frac{D_3(x_B, y_B, \omega_d) D_i(x_B, y_B, \omega_d) q \alpha(\omega_d)}{l_3^2(x_B, y_B) l_i^2(x_B, y_B)} S_{4i}(0, \omega_g), \\ U_{Ri}(t_b) = V_{dm} V_{gm} \gamma \frac{D_4(x_B, y_B, \omega_d) D_i(x_B, y_B, \omega_d) q \alpha(\omega_d)}{l_4^2(x_B, y_B) l_i^2(x_B, y_B)} S_{3i}(0, \omega_g).$$

Если допустить, что среда распространения зондирующих сигналов однородна, то справедливо допущение

$$S_{3i}(0, \omega_g) = S_{4i}(0, \omega_g).$$

В общем случае, если  $x_B \neq 0$ , то

$$\frac{D_3(x_B, y_B, \omega_d)}{l_3^2(x_B, y_B)} \neq \frac{D_4(x_B, y_B, \omega_d)}{l_4^2(x_B, y_B)}.$$

Это означает, что сигнал огибающей в такты  $t_a$  и  $t_b$  имеет неизменный знак, но разный уровень

$$U_{Ri}(t_a) \geq 0, U_{Ri}(t_b) \geq 0, U_{Ri}(t_a) \neq U_{Ri}(t_b),$$

а период изменения равен  $T_s$ .

Далее сигнал поступает на синхронный детектор, на второй вход которого поступает сигнал синхронизации в виде меандра. На выходе синхронного детектора имеем

$$U_{Di} = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} U_{Ri}(t) U_s(t) dt = \frac{1}{T_s} \left[ \int_0^{t_a} U_{Ri}(t) U_s(t) dt + \int_{t_a}^{t_b} U_{Ri}(t) U_s(t) dt \right].$$

Учитывая, что сигнал  $U_{Ri}(t)$  на интервалах  $t_a$  и  $t_b$  имеет неизменный уровень  $U_{Ri}(t_a)$  и  $U_{Ri}(t_b)$ , соответственно, получим

$$U_{Di} = \frac{1}{T_s} [U_{Ri}(t_a)t_a - U_{Ri}(t_b)t_b]. \quad (5)$$

Принимая во внимание условия (1,2) и (5) можно сделать вывод, что при изменении координат  $-x_A \leq x_B \leq x_A$  и  $-y_A \leq y_B \leq y_A$  величина  $U_{D1} = 0$  только при условии  $x_B = 0$ . При перемещении объекта из верхней полуплоскости в нижнюю величина  $U_{D1}$  изменяет знак на противоположный. Так как каналы ( $i = 1,2$ ) всегда формируют сигналы одинакового знака, последние могут быть просуммированы, что способствует повышению уровня информативной составляющей, а величина  $U_y = U_{D1} + U_{D2}$  может служить признаком локализации объекта относительно оси  $y$ .

На основе анализа соотношений (1,2) и (5) нетрудно установить, что равенство  $U_{D1} = U_{D2}$  соответствует размещению объекта на оси  $x$ . Перемещение объекта в левую полуплоскость приводит к возрастанию сигнала  $U_{D1}$  и убыванию  $U_{D2}$ . Перемещение в правую полуплоскость приводит к обратным последствиям. С учетом этого, может быть сформирован признак локализации объекта относительно оси  $x$  в виде

$$U_x = |U_{D1}| - |U_{D2}|.$$

### Выводы

1. Обоснованы структура и алгоритм функционирования информационно-измерительной системы подповерхностной локации радиоконтрастных объектов.
2. Обоснованы признаки однозначной локализации объекта в поле обзора системы и алгоритм их вычисления.

### Литература

1. Oswald B., Roth K., Bastian P., Electromagnetic Full Wave Analysis of Ground Penetrating Radar.- Tenth International of Ground Penetrating Radar, 21-24 June, 2004, Delft, The Netherlands.
2. Хармут Х.Ф. Несинусоидальные волны в радиолокации и радиосвязи. – М.: Радио и связь, 1985. – 376 с.
3. Рытов С.М., Кравцов Ю.А., Татарский В.И. Введение в статистическую радиофизику. Часть 2. Случайные поля. – М.: Наука, 1978. – 464 с.
4. Васин В.В., Власов О.В., Григорин-Рябов В.В. и др. Радиолокационные устройства (теория и принципы построения). Под ред. В.В. Григорина –Рябова.- М.: Сов. радио, - 1970. –680 с.