УДК 621. 396

МНОГОЧАСТОТНЫЙ ФАЗОВЫЙ МЕТОД ИЗМЕРЕНИЯ ДАЛЬНОСТЕЙ

Шинкарук О.Н., Любчик В.Р., Лантвойт М.О.

Хмельницкий национальный университет, г. Хмельницкий, Украина
e-mail: vitaly1612@gmail.com

Приведены результаты разработки многочастотного фазового метода измерения расстояния. Показаны результаты исследования прохождения гармонических зондирующих сигналов при зондировании целей. Получена математическая модель, описывающая найденные взаимосвязи. Представлены математические преобразования системы уравнений, связывающей комплексные амплитуды гармонических суммарных сигналов и комплексные амплитуды сигналов, отраженных от всех объектов, результатом этих преобразований является получение полиномиального уравнения. Решение полиномиального уравнения дает значения единичных векторов сигналов, отраженных от каждой цели.

Ключевые слова: фазовый метод измерения, дальность, радиолокация, комплексная амплитуда сигнала.

Введение

В области радиолокационного зондирования традиционно применяются импульсные методы измерения дальностей [1–3]. Для этих методов характерны наглядность и простота измерения. Но конечная длительность зондирующего импульса ограничивает точность и разрешающую способность методов. Использование частотных методов позволяет повысить точность измерения дальностей [1–3]. Известны фазовые методы измерения дальности [1, 4]. Они позволяют измерять дальность только одного объекта, но с высокой точностью. Также фазовые методы, как и частотные, не имеют «мертвой зоны», что дает явное преимущество перед импульсными методами при измерении малых дальностей. Но в случае частотных методов, зондирующие сигналы имеют более широкую полосу частот, чем в случае фазовых методов.

Область зондирующих частот ограничена минимально необходимым количеством гармонических сигналов, позволяющим получить заданную точность, что является явным преимуществом фазового метода перед остальными методами.

При проведении измерений дальностей основной задачей является разделение сигналов, отраженных от всех объектов.

Разработанные многочастотные фазовые методы позволяют разделять сигналы, отраженные от объектов, путем анализа ампитудно-частотной и фазочастотной характеристик суммарного отраженного сигнала, который представляет сумму гармонических сигналов, отраженных от каждого объекта в заданном диапазоне частот [5–8]. Приведем результаты исследований, позволившие получить математическую модель, на основе которой появилась возможность разработать многочастотный фазовый метод измерения дальностей объектов.

При использовании импульсных измерений дальностей сигналы, отражающиеся от каждого объекта, разделяются по времени. При фазовых измерениях все гармонические сигналы, отраженные от каждого объекта, распространяются одновременно и, потому как среды, в которых проходят радиосигналы можно считать линейными системами, алгебраически суммируются в каждой точке. Такой результирующий сигнал является гармоническим сигналом, который несет в себе информацию о каждом из объектов.

В общем случае такой сигнал является функцией дальности l каждого объекта и коэффициентов отражения k каждого объекта:

$$s_2(t) = f(l_1, l_2, ..., l_n, k_1, k_2, ..., k_n). \qquad (1)$$

Однако на любой сигнал влияет ряд факторов, обусловленных прохождением радиосигналов по физическим средам. Такими факторами являются: затухание в материале α, дисперсия сигналов при прохождении сигналов по среде D, частичное прохождение сигналов через объект (влияние коэффициентов прохождения $k_{\text{пр}i}$), частичное поглощение сигналов (коэффициент поглощения $k_{\text{пгл}i}$). При учете всех приведенных факторов сигнал будет иметь вид:

$$s_2(t) = f(l_1, l_2, ..., l_n, k_1, k_2, ..., k_n, \alpha, D, \\ k_{\text{пр}1}, k_{\text{пр}2}, ..., k_{\text{пр}n}, k_{\text{пгл}1}, k_{\text{пгл}2}, ..., k_{\text{пгл}n}). \tag{2}$$

Большое количество параметров, влияющих на результат прохождения сигналов по средам, не позволяет установить основные закономерности и соотношения. Поэтому для развития теоретических основ многочастотных фазовых измерений дальностей предлагается воспользоваться общепринятым подходом – от простого к сложному.

Для выявления основных закономерностей и соотношений многочастотных фазовых измерений предлагается разработать ряд упрощенных физических моделей прохождения радиосигналов по физической среде с несколькими объектами, расположенными на разных дальностях на одной линии.

Простейшая модель должна учитывать только факторы, которые влияют на прохождение сигналов. Каждая следующая модель должна учитывать большее количество факторов.

На основе предложенных физических моделей необходимо разработать аналитические выражения, которые позволят разделить векторы сигналов, отраженных от всех объектов при зондировании их гармоническими сигналами в заданном диапазоне частот.

Основная часть

Для упрощенного рассмотрения прохождения сигналов по физической среде можно предложить физическую модель, базирующуюся на следующих принципах:

– все сигналы проходят через среды без затухания;

– скорости распространения радиоволны во всех средах одинаковы;

– при достижении сигналом (при распространении его в прямом направлении) местоположения каждого объекта сигнал отражается согласно коэффициенту отражения этого объекта с учетом его электрофизических параметров;

– при распространении сигналов в прямом и обратном направлениях, сигналы на объектах не поглощаются и проходят без искажений.

Предложенные принципы описывают идеализированные среду и объекты. Это необходимо для выявления наиболее общих закономерностей прохождения гармонических сигналов по средам с несколькими объектами.

При проведении измерений фазовым методом зондирующими являются гармонические сигналы. Причем при радиолокационном измерении такими являются двухчастотные или амплитудно-модулированные сигналы.

В самом общем случае используются гармонические зондирующие сигналы. Для повышения точности увеличивают частоту, что приводит к пропорциональному увеличению точности [1, 4, 8].

При наличии двух и более объектов зондирующий сигнал отражается от каждого объекта пропорционально эффективной площади рассеяния. Поэтому в точку приёма возвращаются все отраженные сигналы.

Все эти сигналы складываются и принимается один суммарный сигнал с определенным фазовым сдвигом и амплитудой. Параметры гармонического суммарного отраженного сигнала можно найти, используя следующие выражения:

$$a_{\Sigma j}(j) = \sqrt{\left(\sum_{i=1}^{N} a \cdot k_i \cdot \cos(j\varphi_i)\right)^2 + \left(\sum_{i=1}^{N} a \cdot k_i \cdot \sin(j\varphi_i)\right)^2}, \tag{3}$$

$$\varphi_{\Sigma j}(j) = \operatorname{arctg} \frac{\sum_{i=1}^{N} a \cdot k_i \cdot \sin(j\varphi_i)}{\sum_{i=1}^{N} a \cdot k_i \cdot \cos j(n\varphi_i)}, \tag{4}$$

где a – амплитуда зондирующего сигнала; k_i – коэффициент отражения от i-го объекта; φ_i – фазовый сдвиг сигнала, отраженного от i-го объекта; N – количество объектов; j – номер частоты зондирующего сигнала.

Рассмотрим случай наличия двух объектов. При векторном описании сигналов суммарный сигнал будет результатом векторной суммы сигналов, отраженных от обоих объектов.

Векторные диаграммы приведены на рисунке 1.

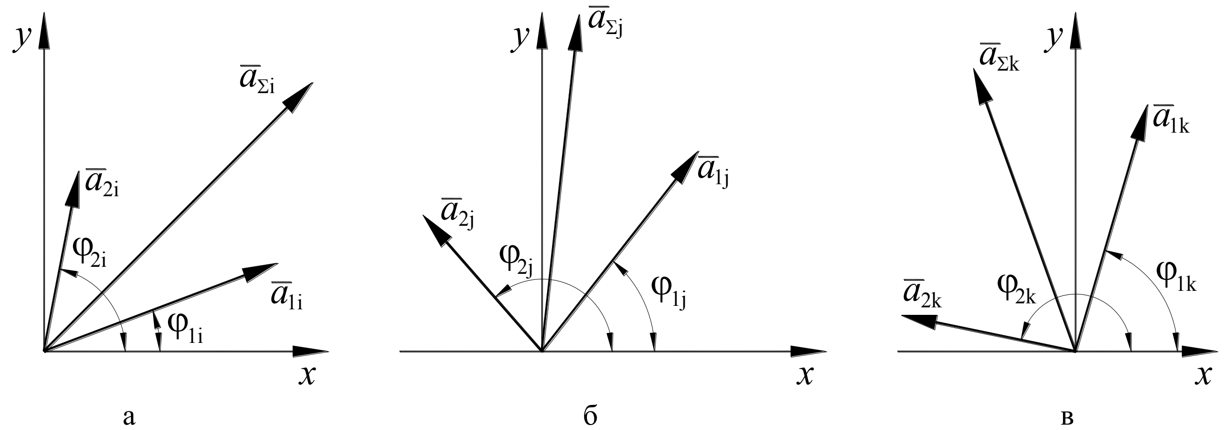

Рисунок 1 – Векторные диаграммы сигналов, отраженных от двух объектов, и суммарного сигнала на *i*-й (а), *j*-й (б) и *k*-й (в) частотах

Если с увеличением частоты векторы сигналов, отраженных от каждого объекта, поворачиваются пропорционально изменению частоты, то суммарный сигнал изменяет свое значение нелинейно.

В результате зондирования объектов гармоничным сигналом с частотой f_1, согласованной с условием однозначного измерения дальности, будет происходить отражение от каждого объекта с определенным фазовым сдвигом, который можно определить из выражения:

$$\varphi_i = \frac{2\pi l_i}{L_{max}} = \frac{4\pi l_i}{c} f_1. \quad (5)$$

где L_{max} – максимальная измеряемая дальность; c – скорость распространения радиосигнала.

В результате возвращения к приемной антенны этот фазовый сдвиг увеличивается в два раза. Итак:

$$\varphi_i = \frac{4\pi l_i}{L_{max}} = \frac{8\pi l_i}{c} f_1. \quad (6)$$

Амплитуды отраженных сигналов будут определяться коэффициентами отражения объектов k_i:

$$a_i = k_i \cdot a. \quad (7)$$

Суммарный сигнал $s_{\text{отр}\Sigma}$ представляет собой сумму сигналов $s_{\text{отр}i}$, отраженных от каждого объекта:

$$s_{\text{отр}\Sigma}(t) = \sum_{i=1}^{N} s_{\text{отр}i}(t). \quad (8)$$

Поскольку зондирующий сигнал является гармоническим, то суммарный сигнал описывается выражением:

$$s_{\text{отр}\Sigma}(t) = \sum_{i=1}^{N} a \cdot k_i \cdot \cos(\omega_1 t - \varphi_i). \quad (9)$$

После математических преобразований можно получить следующую систему уравнений:

$$\begin{cases} a_\Sigma \cdot \cos(\varphi_\Sigma) = \sum\limits_{i=1}^{N} a \cdot k_i \cdot \cos(\varphi_i), \\ a_\Sigma \cdot \sin(\varphi_\Sigma) = \sum\limits_{i=1}^{N} a \cdot k_i \cdot \sin(\varphi_i). \end{cases} \quad (10)$$

Применив формулу Эйлера, нетрудно перейти к записи сигнала в комплексной форме:

$$a_\Sigma \cdot e^{-j\varphi_\Sigma} = \sum_{i=1}^{N} a \cdot k_i \cdot e^{-j\varphi_i}. \quad (11)$$

Выражение (11) показывает, что комплексная амплитуда суммарного сигнала равна сумме комплексных амплитуд сигналов, отраженных от всех объектов.

При изменении значения частоты зондирующего сигнала пропорционально изменяются фазовые сдвиги сигналов, отраженных от каждого объекта. Таким образом, выражения (10) и (11) преобразуем в случае *n*-й частоты:

$$\begin{cases} a_{\Sigma n} \cdot \cos(\varphi_{\Sigma n}) = \sum\limits_{i=1}^{N} a \cdot k_i \cdot \cos(n\varphi_i), \\ a_{\Sigma n} \cdot \sin(\varphi_{\Sigma n}) = \sum\limits_{i=1}^{N} a \cdot k_i \cdot \sin(n\varphi_i), \end{cases} \quad (12)$$

$$a_{\Sigma n} \cdot e^{-j\varphi_{\Sigma n}} = \sum_{i=1}^{N} a \cdot k_i \cdot e^{-jn\varphi_i} \ . \qquad (13)$$

Для проведения измерений предлагается следующая методика. Первая зондирующая частота выбирается из условия однозначного измерения дальности [1], следующие зондирующие частоты – с равномерным шагом. Комплексные амплитуды суммарных сигналов на кратных частотах, от первой до n-й, можно найти из системы уравнений:

$$\begin{cases} a_{\Sigma 1} \cdot e^{-j\varphi_{\Sigma 1}} = \sum_{i=1}^{N} a \cdot k_i \cdot e^{-j1\varphi_i} = \dot{b}_1; \\ a_{\Sigma 2} \cdot e^{-j\varphi_{\Sigma 2}} = \sum_{i=1}^{N} a \cdot k_i \cdot e^{-j2\varphi_i} = \dot{b}_2; \\ \ldots \\ a_{\Sigma n} \cdot e^{-j\varphi_{\Sigma n}} = \sum_{i=1}^{N} a \cdot k_i \cdot e^{-jn\varphi_i} = \dot{b}_n. \end{cases} \qquad (14)$$

В полученной системе уравнений, известными являются комплексные амплитуды суммарных сигналов, полученные в результате измерений фазовых сдвигов и амплитуд суммарных отраженных сигналов, неизвестными – фазовые сдвиги и амплитуды сигналов, отраженных от каждого объекта.

Таким образом, решение системы (14) должно позволить определить параметры сигналов, отраженных от каждого объекта. Но полученная система уравнений является нелинейной. Для ее решения необходимо найти определенный метод математического преобразования, который позволил бы получить систему уравнений, имеющую простое решение. Предлагается следующее. В системе уравнений (14) будем считать значения амплитуд сигналов, отраженных от каждого объекта, неизвестными. В таком случае, система является линейной и ее можно решить относительно амплитуд $a \cdot k_i$. Тогда найдем значение амплитуды первого сигнала:

$$a_1 = \frac{\dot{b}_1 \cdot (-1)^N \cdot \prod_{i=2}^{N} \dot{c}_i - \ldots - \dot{b}_{N-3} \cdot \sum_{\substack{i,j,k=2 \\ i<j<k}}^{N} \dot{c}_i \cdot \dot{c}_j \cdot \dot{c}_k}{\dot{c}_1 \cdot (\dot{c}_1 - \dot{c}_2) \cdot (\dot{c}_1 - \dot{c}_3) \cdot \ldots \cdot (\dot{c}_1 - \dot{c}_N)} + \\ + \frac{\dot{b}_{N-2} \cdot \sum_{\substack{i,j=2 \\ i<j}}^{N} \dot{c}_i \cdot \dot{c}_j - \dot{b}_{N-1} \cdot \sum_{i=2}^{N} \dot{c}_i + \dot{b}_N}{\dot{c}_1 \cdot (\dot{c}_1 - \dot{c}_2) \cdot (\dot{c}_1 - \dot{c}_3) \cdot \ldots \cdot (\dot{c}_1 - \dot{c}_N)}, \qquad (15)$$

где $\dot{c}_i = e^{-j\varphi_i}$ – значение единичного вектора, отраженного от i-го объекта.

Данное значение амплитуды получено путем преобразования системы (14). В ней использованы значения векторов суммарных сигналов, полученные на частотах от 1 до N.

Для получения второго выражения, которое позволит решить систему уравнений (14), сделаем следующее. Для записи системы уравнений (14) используем значения суммарных сигналов, полученные на частотах от 2 до $N + 1$ и найдем значение амплитуды сигнала, отраженного от первого объекта:

$$a_1 = \frac{\dot{b}_2 \cdot (-1)^N \cdot \prod_{i=2}^{N} \dot{c}_i - \ldots - \dot{b}_{N-2} \cdot \sum_{\substack{i,j,k=2 \\ i<j<k}}^{N} \dot{c}_i \cdot \dot{c}_j \cdot \dot{c}_k +}{\dot{c}_1^2 \cdot (\dot{c}_1 - \dot{c}_2) \cdot (\dot{c}_1 - \dot{c}_3) \cdot \ldots \cdot (\dot{c}_1 - \dot{c}_N)} + \\ + \frac{\dot{b}_{N-1} \cdot \sum_{\substack{i,j=2 \\ i<j}}^{N} \dot{c}_i \cdot \dot{c}_j - \dot{b}_N \cdot \sum_{i=2}^{N} \dot{c}_i + \dot{b}_{N+1}}{\dot{c}_1^2 \cdot (\dot{c}_1 - \dot{c}_2) \cdot (\dot{c}_1 - \dot{c}_3) \cdot \ldots \cdot (\dot{c}_1 - \dot{c}_N)} \qquad (16)$$

Оба полученных выражения подобны между собой. Отличие состоят в степени множителя $\dot{c}_1$ в знаменателе. Другим отличием есть отличия коэффициентов $\dot{b}_i$ в числителе.

На следующем этапе преобразований найдем разницу значений амплитуд, полученных в выражениях (15) и (16). В результате получается ноль, но с другой стороны можно сделать следующее. Сведем разницу к общему знаменателю и приведем подобные члены. Учитывая, что дробь равна нулю, когда равен нулю числитель, получаем уравнение:

$$\dot{b}_1 \cdot \prod_{i=1}^{N} \dot{c}_i - \ldots - \dot{b}_{N-3} \cdot \sum_{\substack{i,j,k=1 \\ i<j<k}}^{N} \dot{c}_i \cdot \dot{c}_j \cdot \dot{c}_k + \\ + \dot{b}_{N-2} \cdot \sum_{\substack{i,j=1 \\ i<j}}^{N} \dot{c}_i \cdot \dot{c}_j - \dot{b}_{N-1} \cdot \sum_{i=1}^{N} \dot{c}_i = -\dot{b}_{N+1}. \qquad (17)$$

В полученном уравнении неизвестными являются значения единичных векторов $\dot{c}_i$. В таком случае полученное уравнение тоже является нелинейным. Но, если обратить внимание на произведения, суммы произведений и сумму значений $\dot{c}_i$, то они представляют собой не что иное как коэффициенты полиномиального уравнения.

Если в выражении (16) принять неизвестными выражения: $r_1 = \prod_{i=1}^{N} \dot{c}_i$, …, $r_{N-2} = \sum_{\substack{i,j,k=1 \\ i<j<k}}^{N} \dot{c}_i \cdot \dot{c}_j \cdot \dot{c}_k$,

$r_{N-1} = \sum_{\substack{i,j=1 \\ i<j}}^{N} \dot{c}_i \cdot \dot{c}_j$, $r_N = \sum_{i=1}^{N} \dot{c}_i$, то тогда это уравнение является линейным с N неизвестными. Если их все найти, то можно записать полиномиальное уравнение. Решение этого уравнения даст значения всех векторов сигналов, отраженных от каждого объекта. Для нахождения всех коэффициентов необходимо составить систему уравнений. Для этого воспользуемся предложенным подходом, а именно, будем записывать системы уравнений, аналогичные выражениям (17), попарно со смещением на один. В результате преобразований будем получать выражение, аналогичное выражение (19). В результате можно получить систему линейных уравнений относительно коэффициентов полиномиальных уравнений:

$$\begin{cases} \sum_{i=1}^{N} (-1)^{i+1} \dot{r}_i \dot{b}_i = -\dot{b}_{n+1}; \\ \sum_{i=1}^{N} (-1)^{i+1} \dot{r}_i \dot{b}_{i+1} = -\dot{b}_{n+2}; \\ \ldots \\ \sum_{i=1}^{N} (-1)^{i+1} \dot{r}_i \dot{b}_{i+n-1} = -\dot{b}_{2n}, \end{cases} \tag{18}$$

где $\dot{r}_i$ – коэффициенты полиномиального уравнения.

Таким образом, записав систему уравнений (18) и решив ее, получаем значения полиномиального уравнения. Решение этого уравнения дает значения $\dot{c}_i$. Нахождение аргументов этих значений дает значения фазовых сдвигов сигналов, отраженных от каждого объекта. Это позволяет использовать выражение фазового метода измерения дальностей объектов. Для нахождения амплитуд сигналов, отраженных от каждого объекта, нужно подставить значения $\dot{c}_i$ в систему уравнений (14) и решить относительно амплитуд.

Разработанный метод дает возможность по результатам измерений фазовых сдвигов и амплитуд гармонических суммарных сигналов на частотах, количество которых должно быть в два раза больше, чем количество объектов, найти дальности и коэффициенты отражения каждого объекта.

Заключение

Получены аналитические выражения, устанавливающие взаимосвязь между гармоническими суммарными отраженными сигналами и сигналами, отраженными от каждого объекта.

Разработан метод многочастотного фазового измерения расстояний до многих объектов, который состоит в зондировании их гармоническими сигналами, измерении фазовых сдвигов и амплитуд суммарных отраженных сигналов, записи системы линейных уравнений, решение которой дает значения векторов сигналов, отраженных от всех объектов.

Приведенные исследования развивают теорию фазовых измерений дальностей на случай наличия многих объектов. При этом для решения задачи необходимо точно знать количество объектов для записи системы уравнения. Для однозначного ответа на этот вопрос можно использовать импульсный метод измерения дальностей. В этом случае количество отраженных импульсных сигналов будет соответствовать количеству объектов. Также возможно зондировать объекты на частотах, количество которых позволяет определять заведомо большее количество объектов. При этом решения системы уравнений можно отнести к одной из двух групп. К первой группе решений относятся дальности, имеющие физический смысл. Они находятся в диапазоне от нуля до L_{max}. Ко второй группе относятся дальности, не имеющие смысла, т.е. они имеют отрицательные значения или большие, чем L_{max}.

Список использованных источников

1. *Финкельштейн, М.И.* Основы радиолокации : учебник для вузов / М.И. Финкельштейн. – 2-е изд. доп. и перераб. – М. : Радио и связь, 1983. – 536 с.
2. Радиолокационные системы [Учебник по специальности «Радиоэлектронные системы» направления подготовки дипломированных специалистов «Радиотехника»] / П.А. Бакулев. – М. : Радиотехника, 2004. – 319 с.\
Radar definition // Translation Bureau. Public Works and Government Services Canada. Available at: http://www.btb.termium-plus.gc.ca/tpv2alpha/alpha-ra.html?lang=fra&i=1&index=ent&__index=ent&

srchtxt=radar&comencsrch.x=0&comencsrch.y=0 (accessed 08.11.2013).
3. *Баженов, В.Г.* Применение методов фазометрии для прецизионного измерения расстояний / В.Г. Баженов, Е.К. Батуревич, С.М. Маевский, Ю.В. Куц // К. : Вища школа, Изд-во при Киев. ун-те, 1983. – 84 с.
4. *Любчик, В.Р.* Разработка фазового метода измерения расстояний до двух объектов В.Р. Любчик // Вестник ХНУ. – Ч. 1. – Т. 3. – 2004. – № 4. – С. 108–114.
5. *Параска, Г.Б.* Теоретические основы фазовых измерений расстояний до нескольких объектов / Г.Б. Параска, О.М. Шинкарук, В.Р. Любчик // Электроника и связь. Тематический выпуск «Электроника и нанотехнологии». – 2010. – № 2. – С. 82–86.
6. *Шинкарук, О.М.* Аналитический многочастотный фазовый метод измерения дальностей / О.М. Шинкарук, В.Р. Любчик, М.О. Лантвойт // Вестник НТУУ «КПИ». Серия: Радиотехника. Радиоаппаратостроение. – 2013. – № 52. – С. 72–78.
7. *Liubchyk, V.* Application of the Multi-frequency Phase Method of Ranging to Many Objects for Construction of Ground Penetrating Radar / V. Liubchyk, A. Kylimnik, S. Horyashchenko // International Radar Symposium (IRS-2013), Dresden, Germany, 19–21 May, 2013. – Pp. 835–840.

MULTIFREQUENCY PHASE METHOD OF RANGE MEASUREMENTS

Shinkaruk O.N., Liubchyk V.R., Lantvoit M.O.

Khmelnitsky National University, Khmelnitsky, Ukraine
e-mail: vitaly1612@gmail.com

Abstract. The results of development of multi-frequency phase method of measuring distances are shown. The results of the passage of harmonic probing signals in probing the objectives are shown. Obtaining the mathematical model describing the relationship are shown. The mathematical transformation of the system of equations relating the complex amplitudes of the sum harmonic signals and complex amplitudes of the signals reflected from each object, the result of which there is a polynomial equation to obtain. Solution of the polynomial equation gives the values of the vectors of the signals which reflected from each goal.

Keywords: phase measurement method, range, radar, complex amplitude of the signal.

References

1. Finkelshteyn M.I. *Osnovy radiolokatsyi* [Fundamentals of radar]. Moscow, *Radio i svyaz Publ.*, 1983, 536 p. (in Russian).
2. Bakulev P.A. *Radiolokatsionnyie sistemyi* [Radar System]. Moscow, *Radiotehnika publ.,* 2004, 319 p. (in Russian).
3. Radar definition // Translation Bureau. Public Works and Government Services Canada. Available at: http://www.btb.termiumplus.gc.ca/tpv2alpha/alpha-fra.html?lang=fra&i=1&index=ent&__index=ent&srchtxt=radar&comencsrch.x=0&comencsrch.y=0 (accessed 08.11.2013).
4. Bazhenov V.G., Baturevich E.K., Maevskiy S.M., Kuts Yu.V. *Primeneniye metodov fazometrii dlya pretsizionnogo izmereniya rasstoyaniy* [Application of methods of phase meter for precise measurement of distances]. Kiev, *Vischa shkola Publ.*, 1983, 84 p. (in Russian).
5. Lyubchik V.R. [Development phase of the method of measuring distances up to two objects]. *Vestnik HNU*. 2004. Vol. 3. no. 4, pp. 108–114. (in Russian).
6. Paraska G.B., Shinkaruk O.M., Lyubchik V.R. [Theoretical foundations of phase measurements of the distances to multiple objects]. *Elektronika i svyaz', Tematicheskiy vypusk «Elektronika i nanotehnologii»*. 2010. No 2, pp.82–86. (in Russian).

7. Shinkaruk O.M., Lyubchik V.R., Lantvoyt M.O. [Multifrequency phase analytical method for the measurement of distances]. *Vestnik NTUU "KPI". Seriya: Radiotekhnika. Radioapparatostroyeniye*. 2013. no. 52, pp.72–78. (in Russian).
8. Liubchyk V., Kylimnik A., Horyashchenko S. Application of the Multi-frequency Phase Method of Ranging to Many Objects for Construction of Ground Penetrating Radar. *International Radar Symposium* (IRS-2013), Dresden, Germany, 19–21 May, 2013. Pp. 835–840.

Поступила в редакцию 05.02.2014.