

УДК 621.396.962

И.В. БУНЯЕВА, А.П. ВЕРЕЩАК, В.В. ПИСКОРЖ

Национальный аэрокосмический университет им. Н.Е. Жуковского "ХАИ", Украина

## ЦИФРОВАЯ ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ В БИСТАТИЧЕСКОМ РАДИОМЕТРЕ С АПЕРТУРНЫМИ АНТЕННАМИ

Рассмотрена задача синтеза алгоритма цифровой обработки сигналов в бистатистическом радиометре с апертурными антеннами. В статье получен алгоритм цифровой обработки радиотепловых сигналов, рассмотрены пути его практической реализации, сформулированы требования к пропускной способности радиолинии межспутниковой связи. Цифровая обработка радиотепловых сигналов реализуется в частотной области в несколько этапов. Взаимный спектр радиотепловых сигналов формируется с использованием процедуры быстрого преобразования Фурье (БПФ). Основные параметры системы обработки демонстрируются на иллюстративных примерах.

**Ключевые слова:** бистатистический радиометр, дискретное преобразование Фурье (ДПФ), быстрое преобразование Фурье (БПФ), цифровая обработка, радиотепловые сигналы.

## Введение

В настоящее время для дистанционного зондирования поверхности Земли из космоса широкое применение находят пассивные радиометрические системы, измеряющие распределение интенсивности радиотеплового излучения поверхности в различных участках спектра электромагнитного излучения. При этом наиболее эффективными оказываются системы, использующие в качестве антенн разреженные антенные решетки. Для достижения высокой разрешающей способности радиометрических систем с антенными решетками оказывается целесообразным размещение элементов решетки на отдельных космических платформах. При этом снимаются конструктивные ограничения на размеры антенных решеток и разрешающую способность соответствующих радиометрических систем [1].

Простейшим вариантом многопозиционной радиометрической системы является рассмотренный в [1] бистатистический радиометр с апертурными антеннами на концах базы. В цитируемой работе получены алгоритмы оптимальной обработки сигналов в системах такого типа, ориентированные на реализацию их с помощью аналоговых устройств. Они сложнее алгоритмов, используемых в типовых радиометрах, что является естественной платой за определенное улучшение качественных показателей данных радиометрических систем. Реализация таких алгоритмов возможна только с широким привлечением методов и устройств цифровой обработки сигналов.

Данная статья как раз и посвящена синтезу цифровых алгоритмов обработки сигналов в бистатистическом радиометре с апертурными антеннами.

## 1. Постановка задачи

В [1] получены алгоритмы оптимальной обработки сигналов в бистатистическом радиометре, ориентированные на реализацию их с помощью аналоговых устройств. В качестве основной операции в этом алгоритме предполагается формирование достаточной статистики  $Z_n(x)$ :

$$Z_n(x) = \left| \int_{x/v}^{x/v+T} \tilde{U}_1(t) \tilde{U}_2^*[t + \tau(y_n)] dt \right|, \quad (1)$$

$$|y_n| \leq Y/2.$$

Необходимо получить дискретный алгоритм формирования функции  $Z_n(x)$ , удобный для реализации аппаратно-программными цифровыми средствами.

## 2. Синтез цифрового алгоритма

Вначале выполним дискретизацию и некоторые преобразования исходного аналогового алгоритма обработки.

Практически формируются значения модуля взаимно корреляционного интеграла

$$Z_n(x_1) = Z(x_1, y_n)$$

для дискретной последовательности координат  $x_1 = l\Delta x$ ,  $y_n = n\Delta y$  из области определения  $Z(x, y)$ . Интервалы  $\Delta x$  и  $\Delta y$  дискретизации выбираются, обычно, равными разрешающей способности радиометрической системы по соответствующим координатам. Развертка изображения по оси  $x$  осуществляется за счет движения космических аппаратов по орбите.

С практической точки зрения удобно интервал накопления разбить на  $N$  соприкасающихся подин-

тервалов, длительностью

$$\delta T = T / N = \Delta x / v / N.$$

С учетом сказанного, формула (1) преобразуется к следующему виду:

$$Z_n(\Delta x) = \left| \sum_{p=1N}^{(l+1)N} \int_{p\delta T}^{(p+1)\delta T} \tilde{U}_1(t) \tilde{U}_2^*[t + \tau(n\Delta y)] dt \right| = \left| \sum_{p=1N}^{(l+1)N} \dot{Y}_{np} \right|, |y_n| \leq Y/2, \quad (2)$$

где  $\dot{Y}_{np}$  – результат интегрирования на  $p$ -м подинтервале длительностью  $\delta T$ :

$$\dot{Y}_{np} = \int_{p\delta T}^{(p+1)\delta T} \tilde{U}_1(t) \tilde{U}_2^*[t + \tau(n\Delta y)] dt, \quad (3)$$

Кроме того, в (2) и (3) выражение для вводимой во второй сомножитель задержки имеет следующий вид:

$$\tau(y) = \frac{Dy}{c\sqrt{H^2 + y^2}}, \quad (4)$$

где  $H$  – высота орбиты группировки спутников.

Фигурирующие в (3) отрезки случайных процессов представим на интервале интегрирования рядами Фурье

$$\begin{cases} \tilde{U}_1(t) = \sum_{k=0}^{M-1} \dot{F}_{1k}^p \exp\left[j2\pi \frac{k}{\delta T} t\right]; \\ \tilde{U}_2(t + \tau(n\Delta y)) = \sum_{k=0}^{M-1} \dot{F}_{2k}^p \exp\left[j2\pi \frac{k}{\delta T} \tau(n\Delta y)\right] \exp\left[j2\pi \frac{k}{\delta T} t\right], \end{cases} \quad (5)$$

$t \in (p\delta T, (p+1)\delta T).$

Коэффициенты рядов (5) определяются известным соотношением:

$$\dot{F}_{ik}^p = \frac{1}{\delta T} \int_{p\delta T}^{(p+1)\delta T} \tilde{U}_i(t) \exp\left[-j2\pi \frac{k}{\delta T} t\right] dt, \quad (6)$$

$k = \overline{0, M-1}, M = ]2F\delta T[.$

Отметим, что протяженность интервала  $\delta T$  разложения обрабатываемых процессов в ряд Фурье должна выбираться из условия

$$\delta T \gg \tau_{\max} = \tau(Y/2), \quad (7)$$

позволяющего с достаточной для практики точностью при вычислении отсчетов спектра задержанного процесса в (6) использовать замену переменной интегрирования  $t_1 = t + \tau(y)$  без изменения пределов интегрирования.

Ориентируясь на дальнейшую практическую реализацию алгоритма обработки в цифровой форме, удобно в (6) сделать замену переменных  $t = t - p\delta T$ , в результате которой выражение для коэффициентов

рядов Фурье примет следующий вид:

$$\begin{aligned} \dot{F}_{ik}^p &= \frac{1}{\delta T} \int_0^{\delta T} \tilde{U}_i^p(t - p\delta T) \exp\left[-j2\pi \frac{k}{\delta T} t\right] dt \times \\ &\quad \times \exp\left[-j2\pi \frac{kp\delta T}{\delta T}\right] = \\ &= \frac{1}{\delta T} \int_0^{\delta T} \tilde{U}_i^p(t - p\delta T) \exp\left[-j2\pi \frac{k}{\delta T} t\right] dt, \\ &\quad k = \overline{0, M-1}, M = ]2F\delta T[. \end{aligned} \quad (8)$$

В (6) и (8) оператор  $]x[$  означает взятие целой части от числа  $x$ , кроме того, в (7) учтено, что  $\exp[-j2\pi kp] = 1$ , а символом  $\tilde{U}_i^p(t)$  обозначен отрезок реализации обрабатываемого процесса, начинающийся в момент времени  $t = p\delta T$  и заканчивающийся в момент времени  $t = (p+1)\delta T$ .

Подставляя (5) в (3) и выполняя интегрирование с учетом взаимной ортогональности базисных функций ряда Фурье, получаем

$$\dot{Y}_{np} = \sum_{k=0}^{M-1} \dot{F}_{1k}^p \dot{F}_{2k}^{p*} \exp\left[j2\pi \frac{k}{\delta T} \tau(n\Delta y)\right]. \quad (9)$$

Окончательный алгоритм обработки радиотепловых сигналов получается подстановкой (9) в (2):

$$\begin{aligned} Z_n(\Delta x) &= \\ &= \left| \sum_{k=0}^{M-1} \left( \sum_{p=1N}^{(l+1)N} \dot{F}_{1k}^p \dot{F}_{2k}^{p*} \right) \exp\left[j2\pi \frac{k}{\delta T} \tau(n\Delta y)\right] \right| = \\ &= \left| \sum_{k=0}^{M-1} \dot{F}_{12k}^l \exp\left[j2\pi \frac{k}{\delta T} \tau(n\Delta y)\right] \right| = |\dot{Z}_n(\Delta x)|, \\ &\quad |n\Delta y| < Y/2, \end{aligned} \quad (10)$$

где  $\dot{F}_{12k}^l$  – скользящая оценка взаимного спектра обрабатываемых процессов на интервале накопления  $t \in (lT, (l+1)T)$ , длительностью  $T$ .

$$\dot{F}_{12k}^l = \sum_{p=1N}^{(l+1)N} \dot{F}_{1k}^p \dot{F}_{2k}^{p*}. \quad (11)$$

Алгоритм (10) реализует обработку радиотепловых сигналов в частотной области. В самом деле, содержанием первого этапа обработки (выражение (6) или (8)) является перевод обрабатываемых процессов в частотную область. По сути, коэффициенты ряда Фурье отрезков реализаций обрабатываемых процессов являются отсчетами реализаций комплексных Фурье – спектров, периодограммами этих отрезков.

На втором этапе производится формирование скользящей (точнее – скачущей) оценки взаимного спектра обрабатываемых реализаций, усредненной за время накопления (формула (11)).

Наконец, на третьем этапе формируется статистика  $Z_n(\Delta x)$  в соответствии с выражением (10),

очень похожим, по крайней мере, по отношению к переменной  $\tau(n\Delta t)$ , на модуль дискретного (точнее, дискретизированного) преобразования Фурье (ДПФ) и оценка  $\tilde{N}_n(l\Delta x)$  спектральной плотности потока мощности излучения элемента разрешения с координатами  $(l\Delta x, n\Delta t)$ , равная ([1]):

$$\tilde{N}_n(l\Delta x) = \frac{Z_n(l\Delta x)}{4(M \cdot N + 1)} - \frac{N_0}{2}. \quad (12)$$

Полученные выше оптимальные алгоритмы обработки радиотепловых сигналов ориентированы на реализацию их с помощью аналоговых устройств.

На практике, однако, аппаратные ошибки аналоговых систем, реализующих описанные процедуры, могут существенно превышать теоретически предельные. В связи с этим, везде, где это возможно, аналоговую обработку стремятся заменять цифровой.

Из известных и обоснованных методов синтеза цифровых алгоритмов обработки [2], мы будем использовать метод, основанный на преобразовании в цифровую форму аналоговых оптимальных алгоритмов типа (1) - (3), (6), (8). При этом один из основных этапов преобразования состоит в дискретизации фигурирующих в них непрерывных функций  $\tilde{U}_i^p(t)$ , т.е. в представлении их в некотором, желательно ортогональном базисе функций  $\{\varphi_r(t)\}$ . Алгоритмы (10) - (12), реализуемые на втором и третьем этапах обработки уже дискретные. Поэтому речь должна идти только о дискретизации аналогового алгоритма (8) первого этапа обработки. Независимо от вида  $\{\varphi_r(t)\}$  аналоговый алгоритм (8) приобретает следующий вид:

$$\dot{F}_{ik}^p = \frac{1}{\delta T} \sum_{r=0}^R \tilde{U}_{ir}^p \dot{\sigma}_{kr}, \quad (13)$$

$$k = \overline{0, M-1}, M = ]2F\delta T[$$

где  $\tilde{U}_{ir}^p$ ,  $\dot{\sigma}_{kr}$  – коэффициенты при  $r$ -й координатной функции  $\varphi_r(t)$ , полученные при разложении фигурирующих в (8) обрабатываемого процесса и комплексной экспоненты в ряд;  $R$  – число членов ряда, требуемое для приближения результата обработки  $\dot{F}_{ik}^p$  с достаточной для практики точностью.

Чаще всего для дискретизации используется теорема Котельникова, в которой

$$\text{sinc } 2\pi F(t - r\Delta t), \quad (14)$$

где  $F$  – верхняя частота в спектре сигнала;

$$\Delta t \leq 1/(2F); \text{ sinc}(x) = \sin(x)/x.$$

При этом  $\tilde{U}_{ir}^p$ ,  $\dot{\sigma}_{kr}$  – являются просто значениями (отсчетами) соответствующих функций в моменты времени  $t = r\Delta t$ , а алгоритм (13) при  $R = M$  пре-

образуется в широко известную формулу дискретного преобразования Фурье (ДПФ):

$$\dot{F}_{ik}^p = \frac{1}{2F\delta T} \sum_{r=0}^R \tilde{U}_i^p(r\Delta t - p\delta T) \exp\left[-j2\pi \frac{kr\Delta t}{\delta T}\right] =$$

$$= \frac{1}{M} \sum_{r=0}^M \tilde{U}_i^p(r\Delta t - p\delta T) \exp\left[-j2\pi \frac{kr}{M}\right], \quad (15)$$

$$k = \overline{0, M-1}, M = R = ]2F\delta T[.$$

С точки зрения простоты реализации рассмотренных алгоритмов обработки, целесообразно числа  $M$  и  $N$  выбирать равными степени двойки.

### 3. Некоторые вопросы практической реализации бистатистических радиометрических систем

Ориентируясь на примеры радиометрических систем дециметрового и миллиметрового диапазонов длин волн, рассмотренные в [1], определим численные значения параметров полученных алгоритмов обработки. При этом отметим, что размерность ДПФ  $M$  необходимо выбирать в 4 – 8 раз большей числа элементов разрешения, уместающихся в полосе обзора. В самом деле, умножением неравенства (7) слева и справа на  $2F$  его можно преобразовать с учетом (6) к следующему виду:

$$M \gg \frac{Y}{2\Delta y}, \text{ или } M = (4-8) \frac{Y}{\Delta y}. \quad (16)$$

Кроме того, сформулируем требования к пропускной способности радиолинии межспутниковой связи, которые определяются полосой частот приемных трактов радиометров и разрядностью АЦП. В широкополосных радиометрических системах, как космического, так и наземного базирования, в которых отношение сигнал/шум по мощности намного меньше единицы, широко применяют бинарное квантование отсчетов смеси сигнала и шума. При этом в последующую обработку передается единица, если отсчет больше нуля и ноль, если отсчет меньше нуля. Бинарное квантование отсчетов значительно упрощает их цифровую обработку, а возникающие при этом потери [3] носят энергетический характер (ухудшается отношение сигнал/шум) и невелики – порядка 1 дБ. При использовании бинарного квантования отсчетов Котельникова пропускная способность радиолинии межспутниковой связи должна быть не хуже  $2(2F)$  бит/с, здесь  $2F$  – полоса радиоприемных трактов в герцах. Результаты расчетов для двух типов систем сведены в табл. 1. Из табл. 1 видно, что требуемые параметры систем цифровой обработки вполне реализуемы на современном уровне развития техники цифровой обработки сигналов. При этом целесообразно первые, наиболее быстродействующие этапы обработки, а именно – перевод сигналов в частотную

область и формирование взаимного спектра обрабатываемых процессов выполнять аппаратно, специализированным процессором (возможно, с привлечением алгоритмов быстрого преобразования Фурье (БПФ)). Последующие этапы обработки могут быть реализованы программно универсальным вычислительным устройством. На программном же уровне может выполняться и процедура аподизации ПЧХ радиометрической системы.

Таблица 1

Результаты расчетов для двух типов систем

Параметры системы цифровой обработки	L-диапазон	мм-диапазон
Ширина полосы частот 2F, МГц	19	400
Длительность интервала обработки T, с	6	0,6
Размерность ДПФ $M \geq 4 Y/\Delta y$	128	256
Время выполнения ДПФ $\delta T = M/2F$ , мкс	6,72	0,64
Параметр некогерентного накопления $N = T/\delta T$	$1 \times 10^6$	$1 \times 10^6$
Пропускная способность радиолинии межспутниковой связи, Мбит/с	38	800

Функциональная схема блока цифровой обработки (БЦО) приведена на рис. 1 в составе упрощенной функциональной схемы бистатической радиометрической системы с апертурными антеннами.

Система состоит из двух апертурных антенн  $A_1$  и  $A_2$ , размещенных на двух аэрокосмических платформах. К этим антеннам подсоединены идентичные приемные тракты с квадратурными выходами и эффективной шумовой полосой пропускания фильтров  $\Phi$ , равной  $2F$ . Частоты гетеродинов ОГ1 и ОГ2 приемных трактов сведены так, чтобы на интервале накопления разность фаз колебаний гетеродинов была практически постоянной, т.е.  $|\delta f T| \ll 1$ , где  $\delta f$  – допустимая абсолютная расстройка частот гетеродинов. Отсчеты сигналов с выходов первого приемника, после дискретизации и аналого-цифрового преобразования, передаются с помощью цифровой связной радиолинии (передатчик с модулятором (Пер.), пара связных антенн и приемник с демодулятором (Пр.)) в аппаратуру обработки на вторую платформу. Обработка осуществляется в соответствии с алгоритмом (8), (10) - (12). Комплексные отсчеты  $\tilde{U}_1^p(r\Delta t)$  смеси шумов и радиотепловых сигналов, принятых различными антеннами, поступают на соответствующие входы блоков 1 ДПФ. В этих блоках непрерывно выполняется дискретное преобразование Фурье поступающих отсчетов (группами по M отсчетов, p – номер обрабатываемой группы – так называемое «скачущее» ДПФ) в соответствии с выражением (8). В следующем блоке 2 на интервале времени длительностью T осуществляется формирование оценки взаимного спектра  $\hat{F}_{12k}^1$  обрабатываемых процессов в соответствии формулой (11).

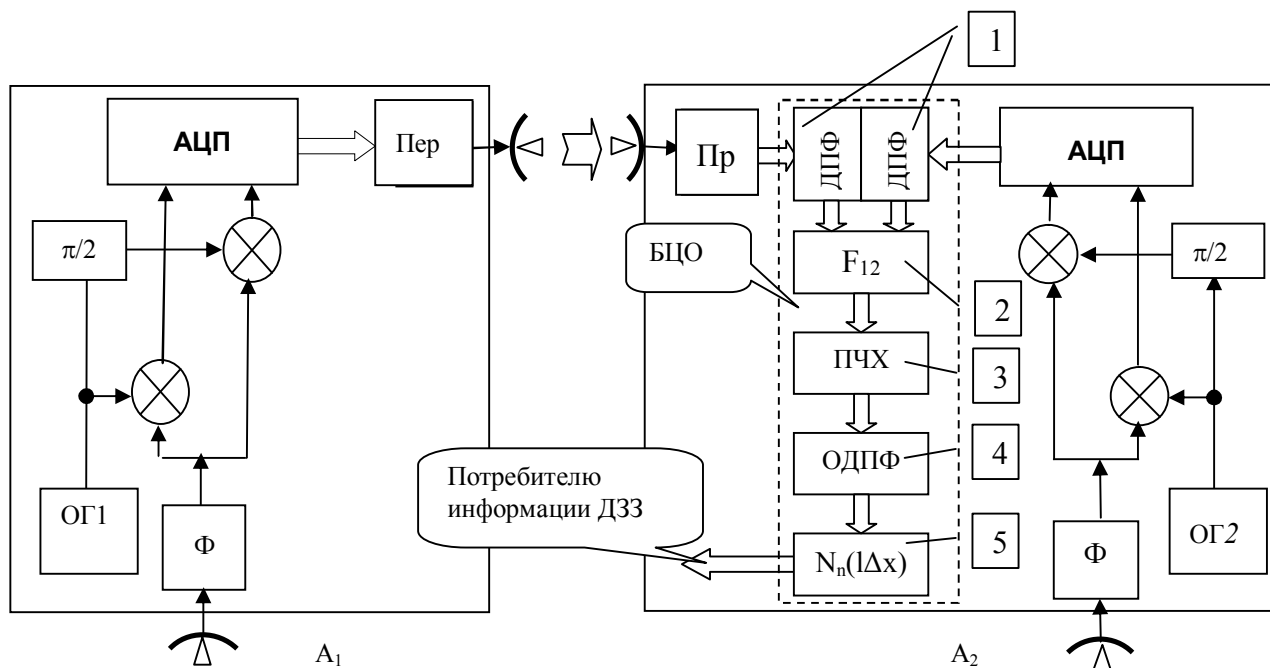


Рис. 1. Упрощенная функциональная схема бистатической радиометрической системы с апертурными антеннами

Обновление оценок происходит каждые  $T$  секунд. В блоке 3 выполняется коррекция пространственно-частотной характеристики системы путем умножения отсчетов  $\hat{F}_{12k}^1$  взаимного спектра на отсчеты аподизирующей функции окна, а также на коэффициенты, учитывающие (компенсирующие) неидентичности трактов приема радиотепловых сигналов. В блоке 4 с использованием соотношения (10) определяются оценки отсчетов комплексного корреляционного интеграла  $\hat{Z}_n(\Delta x)$ . Формирование финальной оценки яркости, точнее, спектральной плотности мощности излучения  $\hat{N}_n(\Delta x)$  элемента разрешения происходит в блоке 5 в соответствии с формулой (12).

### Заключение

Получены простые в реализации алгоритмы цифровой обработки радиотепловых сигналов в бистатических радиометрах для исследования Земли из космоса. На примере радиометрических систем

дециметрового и миллиметрового диапазонов длин волн показано, что требуемые параметры систем цифровой обработки вполне реализуемы на современном уровне развития техники цифровой обработки сигналов.

### Литература

1. Буняева И.В. Потенциальные возможности радиометрических систем дистанционного зондирования земли на основе использования группировки спутников/ И.В. Буняева, А.П. Верещак, А.А. Зеленский // Радиотехника. – 2006. – Вып. 144. – С. 258-268.
2. Фалькович С.Е. Оптимальный прием пространственно-временных сигналов в радиоканалах с рассеянием./ С.Е. Фалькович, В.И. Пономарев, Ю.В. Шварко. – М.: Радио и связь, 1989. – 296 с.
3. Пискорж В.В. Радиометрические системы с синтезированием апертуры для исследования природных ресурсов Земли из космоса / В.В. Пискорж, В.М. Кирилук, А.П. Верещак // Космічна наука і технологія. – 1995. – № 2. – С. 15-23.

Поступила в редакцию 20.01.2010

**Рецензент:** д-р техн. наук, проф., проф. каф. проектирования радиоэлектронных систем летательных аппаратов В.К. Волосюк, Национальный аэрокосмический университет им. Н.Е. Жуковского “ХАИ”, Харьков.

### ЦИФРОВА ОБРОБКА СИГНАЛІВ У БІСТАТИЧНОМУ РАДІОМЕТРІ З АПЕРТУРНИМИ АНТЕНАМИ

*І.В. Буняєва, О.П. Верещак, В.В. Піскорж*

Розглянуто завдання синтезу алгоритму цифрової обробки сигналів у бістатичному радіометрі з апертурними антенами. У статті отриманий алгоритм цифрової обробки радіотеплових сигналів, розглянуті шляхи його практичної реалізації, сформульовані вимоги до пропускну здатності радіолінії міжспутникового зв'язку. Цифрова обробка радіотеплових сигналів реалізується в частотній області в кілька етапів. Взаємний спектр радіотеплових сигналів формується з використанням процедури швидкого перетворення Фур'є (ШПФ). Основні параметри системи обробки демонструються на ілюстративних прикладах.

**Ключові слова:** бістатичний радіометр, дискретне перетворення Фур'є, швидке перетворення Фур'є, цифрова обробка, радіотеплові сигнали

### DIGITAL SIGNAL PROCESSING IN BISTATIC RADIOMETERS WITH APERTURE ANTENNAS

*I.V. Bunyaeva, A.P. Vereshchak, V.V. Piskorz*

Synthesis of digital signal processing algorithm in bistatic radiometers with aperture antennas are presented in this paper. It is defined the digital radiometric signals processing algorithm. The ways of embedding this algorithm are discussed. Requirements for intersatellite radio link capability are formulated. Digital radiometric signals processing algorithm is realized in frequency domain. The cross spectrum of radiometric signals is calculated by FFT. Illustrative examples are presented.

**Key words:** bistatic radiometer, DFT, FFT, digital signal processing, radiometric signals

**Буняева Ирина Владимировна** – канд. техн. наук, ст. преп. каф. основ компьютерного конструирования, Национальный аэрокосмический университет им. Н.Е. Жуковского “ХАИ”, Харьков, Украина, e-mail: irinabunyaeva@mail.ru

**Верещак Александр Петрович** – д-р техн. наук, проф., директор ОАО „АО НИИРИ”, Харьков, Украина.

**Пискорж Владимир Викторович** – д-р техн. наук, проф., главн. научн. сотр. ОАО „АО НИИРИ”, Харьков, Украина.