

УДК 621.396.96

В.К. ВОЛОСЮК, А.В. ЕРЕМЕЕВ, В.В. ПАВЛИКОВ*Национальный аэрокосмический университет им. Н.Е. Жуковского «ХАИ», Украина*

СИНТЕЗ ОПТИМАЛЬНЫХ АЛГОРИТМОВ КАРТОГРАФИРОВАНИЯ РЕЛЬЕФА ПОВЕРХНОСТИ В ИНТЕРФЕРОМЕТРИЧЕСКИХ РАДАРАХ С СИНТЕЗИРОВАННОЙ АПЕРТУРОЙ АНТЕННЫ С СУММАРНО-РАЗНОСТНОЙ ОБРАБОТКОЙ СИГНАЛОВ

Рассмотрена задача нахождения оптимальной оценки угловой координаты участка поверхности, отражающего зондирующий импульс, для интерферометрического радара с синтезированной апертурой, антенная система которого представляет собой две разнесенные в пространстве вдоль фюзеляжные антенны. В рамках метода максимального правдоподобия синтезирован и исследован оптимальный алгоритм обработки суммарно-разностных сигналов, формируемых в антенном блоке до входов в приемные каналы интерферометрических РСА. Показано преимущество формирования суммарного и разностного сигналов в антенном блоке до входа в приёмные каналы их обработки.

Ключевые слова: *интерферометрические радары с синтезированной апертурой, картографирование рельефа, нестационарные во времени и неоднородные в пространстве случайные сигналы, атомарные функции, суммарно-разностные сигналы.*

Введение

Радары с синтезированной апертурой антенны (РСА) находят широкое применение при решении самых различных задач, связанных с изучением природных ресурсов Земли, контроля экологического состояния её поверхности, навигации, и др. В последнее время большое внимание уделяется разработке и применению интерферометрических РСА для решения задач картографирования высоты рельефа, как поверхности Земли, так и поверхностей других планет.

В интерферометрических РСА фазовым методом осуществляется оценка угловой координаты некоторого участка земной поверхности, являющегося результатом его взаимодействия с зондирующим импульсом.

Зондирующий импульс движется вдоль поверхности. Соответственно участок взаимодействия этой поверхности с импульсом перемещается вдоль неё со скоростью света в течение каждого периода повторения импульсов. Зная среднюю высоту полёта летательного аппарата и измеряя угловую координату движущегося участка $\theta(\vec{r})$, высоту рельефа можно рассчитать по формуле

$$h(\vec{r}) = H - D \cos \theta(\vec{r}), \quad \vec{r} = \|x, y\|, \quad (1)$$

где $\vec{r} = \|x, y\|$ - координаты элементов рельефа на исследуемой поверхности. Дальность D полагается известной. Она определяется заданным временем задержки сигнала, которое фиксируется на оси времени относительно излученных импульсов для каж-

дой дальности в выбранной полосе обзора поверхности. При этом каждый элемент рельефа, расположенный на неизвестной высоте, имеет неизвестное угловое положение, рис.1.

Угловая координата $\theta(\vec{r})$ оценивается в интерферометрическом РСА фазовым методом путём приёма сигналов на две антенны, разнесенные на расстояние d либо в горизонтальной, либо в вертикальной плоскости.

Алгоритмы обработки сигналов в таких системах в значительной мере имеют эвристический характер. Для повышения эффективности работы этих систем целесообразно исследование оптимальных алгоритмов их работы и соответствующая постановка оптимизационных задач. Особый интерес представляет рассмотрение возможностей применения весовой корреляционной обработки сигналов с использованием атомарных функций [1]. В работах [2,3] рассмотрено решение оптимизационной задачи в предположении, что каждая из антенн интерферометра подключена к двум независимым каналам, осуществляющим согласованную фильтрацию принимаемых импульсных сигналов, включающую как их внутриимпульсную обработку, так и межпериодную, обеспечивающую синтез апертуры. Показано, что одним из алгоритмов оценки угловых координат элементов рельефа, взаимодействующих с зондирующим импульсом, является формирование отношения разностного и суммарного выходных сигналов согласованных фильтров. Однако в классических суммарно-разностных системах пеленгации

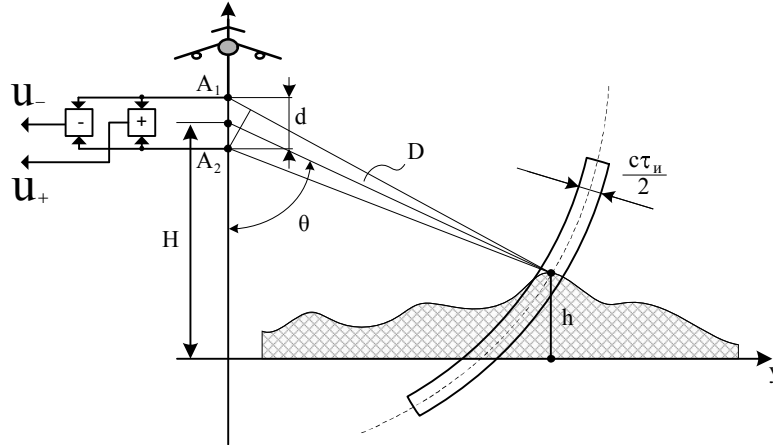


Рис. 1. Формирование суммарного и разностного сигналов

движущихся точечных целей сумму и разность сигналов формируют непосредственно на выходе антенны до входов в приёмные каналы [4, 5], что позволяет повысить точность оценки пеленга примерно в $\sqrt{2}$ раз.

Целью данной работы является синтез и исследование оптимальных алгоритмов обработки суммарно-разностных сигналов в интерферометрических РСА, формируемых в антенном блоке до входов в приемные каналы.

Исходные соотношения

Полагаем, что сразу же после приёма сигналов двумя антеннами интерферометра, разнесенными по высоте на расстояние d в антенном блоке формируются суммарный и разностные сигналы, рис. 1.

Антенны интерферометра полагаем идентичными с одинаковыми диаграммами направленности. Обе антенны являются вдольфюзеляжными. Так как базовое расстояние d между антеннами мало по сравнению с дальностями до элементов рельефа поверхности, то амплитуды сигналов, приходящие с угломестного направления θ будут равны и пропорциональны одинаковым угломестным значениям диаграмм направленности $\dot{G}(\theta)$ каждой из антенн. Тогда принятые сигналы на выходах антенн можно записать в таком виде:

$$\begin{aligned} s_1(t, \theta) &= \text{Re} \dot{G}(\theta) \dot{s}(t) e^{j(\omega_0 t - \psi)}, \\ s_2(t, \theta) &= \text{Re} \dot{G}(\theta) \dot{s}(t) e^{j(\omega_0 t + \psi)}, \end{aligned} \quad (2)$$

где $\psi = kd \cos \theta$, $k = \frac{\omega_0}{c} = \frac{2\pi}{\lambda}$.

Сигналы (2) являются нестационарными во времени и неоднородными в пространстве случайными процессами [6]. Их форма задана структурой зондирующей последовательности импульсов, вза-

имным положением системы и отражающего участка земной поверхности внутри движущегося импульсного объёма, а также некоторым доплеровским смещением частоты. От импульса к импульсу при строго боковом обзоре доплеровский сдвиг частоты в сигнале $\dot{s}(t)$ меняется примерно по линейному закону. В структуру импульсной огибающей сигнала $\dot{s}(t)$ в качестве известного параметра включено также известное и фиксируемое синхронизатором РЛС запаздывание $t_3 = \frac{2D(\vec{r})}{c}$. Неизвестный мно-

житель $\dot{\epsilon}$ обусловлен неизвестным коэффициентом отражения от элемента рельефа, ослаблением на трассе распространения зондирующего и отражённого сигналов и др. В него также включен множитель $\exp\{-j2kD_0\}$, где $2kD_0$ практически не контролируемый набег фазы на расстоянии D_0 от отражающего элемента рельефа до фазового центра антенн интерферометра, расположенного посередине между ними.

Для дальнейших исследований сигналы (2) целесообразно представить в таком виде

$$\begin{aligned} s_1(t, \dot{\alpha}, \psi) &= \text{Re} \dot{\alpha} e^{-j\psi} \dot{s}_0(t), \\ s_2(t, \dot{\alpha}, \psi) &= \text{Re} \dot{\alpha} e^{j\psi} \dot{s}_0(t), \end{aligned} \quad (3)$$

где $\dot{\alpha} = \dot{\epsilon} \dot{G}(\theta) = \alpha_1 + j\alpha_2$ и ψ – неизвестные параметры сигналов; $\vec{\lambda} = \|\alpha_1, \alpha_2, \psi\| = \|\lambda_1, \lambda_2, \lambda_3\|$; $\dot{s}_0(t) = s(t) e^{j\omega_0 t}$.

Неизвестный параметр $\dot{\epsilon}$ интереса не представляет, но он входит в систему уравнений (2) наряду с неизвестным параметром $\psi = kd \cos \theta$, содержащим информацию о пеленге элемента рельефа θ .

Суммарный и разностный сигналы, формируемые сразу же после выходов антенн в антенном бло-

ке, т.е. там, где еще внутренние шумы ничтожно малы (основные шумы создаются первыми каскадами приемников), запишем следующим образом:

$$\begin{aligned} s_+(t) &= \operatorname{Re} \dot{s}_1(t, \bar{\lambda}) + \operatorname{Re} \dot{s}_2(t, \bar{\lambda}) = \\ &= \operatorname{Re} \dot{\alpha} \dot{s}_0(t) \left[e^{-j\psi} + e^{j\psi} \right] = 2 \operatorname{Re} \dot{\alpha} \dot{s}_0(t) \cos \psi, \\ s_-(t) &= \operatorname{Re} \dot{s}_1(t, \bar{\lambda}) - \operatorname{Re} \dot{s}_2(t, \bar{\lambda}) = \\ &= \operatorname{Re} \dot{\alpha} \dot{s}_0(t) \left[e^{-j\psi} - e^{j\psi} \right] = \operatorname{Re} \{ -j 2 \dot{\alpha} \dot{s}_0(t) \sin \psi \}. \end{aligned} \quad (4)$$

Комплексные значения сигналов здесь равны

$$\begin{aligned} \dot{s}_+(t, \bar{\lambda}) &= \dot{A}_1(\bar{\lambda}) s_0(t), \\ \dot{s}_-(t, \bar{\lambda}) &= \dot{A}_2(\bar{\lambda}) s_0(t), \end{aligned} \quad (5)$$

где

$$\begin{aligned} \dot{A}_1(\bar{\lambda}) &= \dot{A}_1(\dot{\alpha}, \psi) = 2 \dot{\alpha} \cos \psi, \\ \dot{A}_2(\bar{\lambda}) &= \dot{A}_2(\dot{\alpha}, \psi) = -2 j \dot{\alpha} \sin \psi. \end{aligned} \quad (6)$$

Формирование суммарного и разностного сигналов до входа в приёмные устройства позволяет поднять энергетику сигналов почти в два раза по отношению к тем внутренним шумам, которые создаются во входных каскадах приёмных каналов. При этом простейшие уравнения наблюдения можно записать в виде аддитивной смеси суммарного и разностного сигналов и внутренних шумов последующих приёмных устройств

$$\begin{aligned} u_+(t) &= s_+(t, \bar{\lambda}) + n_1(t), \\ u_-(t) &= s_-(t, \bar{\lambda}) + n_2(t). \end{aligned} \quad (7)$$

Функция правдоподобия для этой системы уравнений имеет вид [6]

$$\begin{aligned} P[\bar{u}(t)/\bar{\lambda}] &= \\ &= k \exp \left\{ \sum_{k=1}^2 \operatorname{Re} \left[\dot{A}_k(\bar{\lambda}) \dot{Q}_{0k} - |\dot{A}_k(\bar{\lambda})| \mu_{0k} \right] \right\}, \end{aligned} \quad (8)$$

где

$$\dot{Q}_{0k} = \dot{Q}_{0\pm} = \frac{2}{N_0} \int_0^T u_{\pm}(t) \dot{s}_0(t) dt, \quad (9)$$

$$\begin{aligned} \mu_{0k} = \mu_0 &= \frac{1}{N_0} \int_0^T \left[\operatorname{Re} \dot{s}_0(t) \right]^2 dt \approx \\ &\approx \frac{1}{2N_0} \int_0^T \left[\dot{s}_0(t) \right]^2 dt. \end{aligned} \quad (10)$$

Функции $u_{\pm}(t)$ здесь вещественны. Корреляционные интегралы (9) содержат операции внутриимпульсной и межпериодной обработки, обеспечивающей синтез апертуры, а также аподизацию опорных сигналов весовыми окнами Кравченко-Рвачева с использованием атомарных функций, уменьшающих влияние боковых лепестков [1, 6].

Дифференцируя эту функцию правдоподобия по параметрам $\bar{\lambda} = \|\lambda_1, \lambda_2, \lambda_3\| = \|\alpha_1, \alpha_2, \psi\|$ и приравнявая частные производные к нулю, находим оптимальный алгоритм обработки сигналов в виде решения системы уравнений

$$\begin{aligned} \dot{A}_1(\dot{\alpha}, \psi) &= 2 \dot{\alpha} \cos \psi = \frac{\dot{Q}_{0+}^*}{2\mu_0}, \\ \dot{A}_2(\dot{\alpha}, \psi) &= -2 j \dot{\alpha} \sin \psi = \frac{\dot{Q}_{0-}^*}{2\mu_0}. \end{aligned} \quad (11)$$

Решая эту систему уравнений, получим

$$\begin{aligned} \operatorname{tg} \hat{\psi} &= \frac{j \dot{Q}_{0-}^*}{\dot{Q}_{0+}^*} = \frac{\int_0^T u_-(t) \dot{s}_0^*(t) dt}{\int_0^T u_+(t) \dot{s}_0^*(t) dt} = \\ &= \frac{\int_0^T \left[s_-(t, \bar{\lambda}_n) + n_1(t) \right] \dot{s}_0^*(t) dt}{\int_0^T \left[s_+(t, \bar{\lambda}_n) + n_2(t) \right] \dot{s}_0^*(t) dt}, \end{aligned} \quad (12)$$

где $\bar{\lambda}_n$ – истинное значение параметров сигналов, содержащихся в принятых колебаниях $u_{\pm}(t)$, $\hat{\psi}$ – оценка истинного значения фазы ψ_n .

При отсутствии шумов отношение этих интегралов имеет вид

$$\begin{aligned} &\frac{\int_0^T \operatorname{Re} \dot{s}_-(t, \bar{\lambda}_n) \dot{s}_0^*(t) dt}{\int_0^T \operatorname{Re} \dot{s}_+(t, \bar{\lambda}_n) \dot{s}_0^*(t) dt} = \\ &= \frac{\int_0^T \frac{1}{2} \left[\dot{s}_-(t, \bar{\lambda}_n) + \dot{s}_-(t, \bar{\lambda}_n) \right] \dot{s}_0^*(t) dt}{\int_0^T \frac{1}{2} \left[\dot{s}_+(t, \bar{\lambda}_n) + \dot{s}_+(t, \bar{\lambda}_n) \right] \dot{s}_0^*(t) dt}. \end{aligned}$$

В этом выражении интегралами, содержащими несущие колебания удвоенной частоты

$$\int_0^T \dot{s}_{\pm}^*(t, \bar{\lambda}_n) \dot{s}_0^*(t) dt \approx 0$$

можно пренебречь. Тогда с учётом (5,6)

$$\operatorname{tg} \psi_n = \frac{\int_0^T \dot{s}_-(t, \bar{\lambda}_n) \dot{s}_0^*(t) dt}{\int_0^T \dot{s}_+(t, \bar{\lambda}_n) \dot{s}_0^*(t) dt}$$

$$= \frac{\int_0^T (-j\dot{\alpha} \sin \psi_i \dot{s}_0(t) \dot{s}_0^*(t) dt)}{\int_0^T \dot{\alpha} \cos \psi_i \dot{s}_0(t) \dot{s}_0^*(t) dt},$$

т.е. оценка $\hat{\psi}$ совпадает с истинным значением ψ_i лишь при отсутствии шумов, что подтверждает достоверность выполнения полученных операций в синтезированном алгоритме.

Умножение корреляционного интеграла в числителе на величину j соответствует сдвигу фазы сигналов в этом канале их обработки на $\pi/2$. Это связано с тем, что суммарный и разностный сигналы сдвинуты друг относительно друга на эту величину фазы. Для приведения их к одной фазе необходимо в один из каналов включить фазосдвигающую цепочку на $\pi/2$. Тогда отношения интегралов (12) без шумов будет вещественной величиной. При наличии шумов оценка фазы ψ будет случайной и комплексной величиной.

Потенциальную точность оценки фазы ψ находим, обращая матрицу Фишера [7, 8]

$$\|B_{ij}\| = - \left\langle \frac{\partial \ln P[\bar{u}(t)/\bar{\lambda}]}{\partial \lambda_i \partial \lambda_j} \right\rangle_{\bar{\lambda}=\hat{\lambda}} = -2\mu_0 \left\| \sum_{k=1}^2 \frac{\partial \dot{A}_k}{\partial \lambda_i} \frac{\partial \dot{A}_k^*}{\partial \lambda_j} \right\|. \quad (13)$$

Для трёх неизвестных параметров $\bar{\lambda} = \|\lambda_1, \lambda_2, \lambda_3\| = \|\alpha_1, \alpha_2, \psi\|$ диагональные элементы обратной матрицы равны дисперсиям предельных погрешностей оценок этих параметров, т.е. $\sigma_{\lambda_1}^2, \sigma_{\lambda_2}^2, \sigma_{\lambda_3}^2$.

Предельная погрешность оценки параметра $\lambda_3 = \psi$

$$\sigma_{\lambda_3}^2 = \sigma_{\psi}^2 = \frac{(|\dot{A}_{01}|^2 + |\dot{A}_{02}|^2)}{2\mu_0 \Delta |\dot{\alpha}|^2}, \quad (14)$$

$$\Delta = \left(\left| \frac{\partial \dot{A}_{01}}{\partial \lambda_3} \right|^2 + \left| \frac{\partial \dot{A}_{02}}{\partial \lambda_3} \right|^2 \right) \left(|\dot{A}_{01}|^2 + |\dot{A}_{02}|^2 \right) - \left| \frac{\partial \dot{A}_{01}}{\partial \lambda_3} \dot{A}_{01}^* + \frac{\partial \dot{A}_{02}}{\partial \lambda_3} \dot{A}_{02}^* \right|^2, \quad (15)$$

где \dot{A}_{0k} - множители при коэффициентах $\dot{\alpha}$ в комплексных амплитудах $\dot{A}_k = j\dot{A}_{0k}$,

$$\begin{aligned} \dot{A}_{01} &= 2 \cos \psi, \\ \dot{A}_{02} &= -2j \sin \psi. \end{aligned} \quad (16)$$

Подставляя (16) в (14,15), получим

$$\sigma_{\psi}^2 = \frac{1}{8\mu_0 |\dot{\alpha}|^2} = \frac{1}{8\mu},$$

где $\mu = \mu_0 |\dot{\alpha}|^2$ - полное отношение сигнал/шум по энергии.

Погрешность оценки угла θ ($\psi = kd \cos \theta$)

$$\sigma_{\theta}^2 = \frac{\sigma_{\psi}^2}{\left(\frac{\partial \psi}{\partial \theta}\right)^2} = \frac{\sigma_{\psi}^2}{k^2 d^2 \sin^2 \theta} = \frac{1}{8\mu k^2 d^2 \sin^2 \theta}.$$

Таким образом, по сравнению с вариантом приёма сигналов на две антенны с последующей их оптимальной обработкой [2, 3], формирование суммы и разности сигналов в антенном блоке до входов в приёмное устройство позволяет уменьшить дисперсию оценки угла θ в два раза.

Выводы

В работе синтезирован алгоритм оптимальной обработки сигналов в суммарно-разностной РСА для функционально-детерминированной модели уравнения наблюдения, а также дана оценка потенциальной точности пеленга элемента рельефа поверхности, взаимодействующего с зондирующим импульсом. Показано, что в сравнении со случаем, рассмотренным в работах [2, 3], формирование суммарного и разностного сигналов в антенном блоке до входа в приёмные каналы их обработки, дисперсии предельных погрешностей пеленгации элементов рельефа, взаимодействующих с импульсным объёмом зондирующего сигнала, будут в два раза меньше.

Работа выполнена по гранту конкурса совместных работ НАН Украины и поддержке РФФИ (Грант №12-02-90425) 2012 г.

Литература

1. Кравченко, В.Ф. Алгебра логики, атомарные функции и вейвлеты в физических приложениях [Текст] / В.Ф. Кравченко, В.Л. Рвачев. - М.: Физматлит, 2006. - 416 с.
2. Волосюк, В.К. Оптимизация обработки сигналов в радиолокаторах с синтезированной апертурой с фазовым пеленгованием элементов поверхности при картографировании ее рельефа [Текст] / В.К. Волосюк, А.В. Еремеев, М.В. Токарев // Радіоелектронні і комп'ютерні системи. - 2010. - № 4 (45). - С. 46 - 50.
3. Еремеев, А.В. Оптимизация обработки сигналов в интерферометрических радарх с синтезированной апертурой антенны для повышения точ-

ности определения высоты рельефа [Текст] / А.В. Еремеев // *Авиационно-космическая техника и технология*. – 2011. – № 3 (80). – С. 96 – 100.

4. Родс, Д.Р. Введение в моноимпульсную радиолокацию [Текст] / Д.Р. Родс. – М.: Сов. радио, 1960. – 160 с.

5. Леонов, А.И. Моноимпульсная радиолокация [Текст] / А.И. Леонов, К.И. Фомичев. – М.: Сов. радио, 1970. – 392 с.

6. Волосяк, В.К. Статистическая теория радиотехнических систем дистанционного зондиро-

вания и радиолокации [Текст] / В.К. Волосяк, В.Ф. Кравченко. – М.: Физматлит, 2008. – 704 с.

7. Фалькович, С.Е. Оценка параметров сигнала [Текст] / С.Е. Фалькович. – М.: Сов. радио, 1970. – 335 с.

8. *Справочник по радиолокации: В 4 т. Т.4. Радиолокационные станции и системы [Текст]: пер. с англ. / ред. М. Сколник.* – М.: Советское радио, 1978. – 376 с.

Поступила в редакцию 03.09.2013, рассмотрена на редколлегии 11.09.2013

Рецензент: д-р техн. наук, проф., проф. кафедры приема, передачи и обработки сигналов В.В. Лукин, Национальный аэрокосмический университет им. Н.Е. Жуковского «ХАИ», Харьков.

СИНТЕЗ ОПТИМАЛЬНИХ АЛГОРИТМІВ КАРТОГРАФУВАННЯ РЕЛЬЄФУ ПОВЕРХНІ В ІНТЕРФЕРОМЕТРИЧНИХ РАДАРАХ С СИНТЕЗОВАНОЮ АПЕРТУРОЮ АНТЕНИ З СУМАРНО-РІЗНИЦЕВОЮ ОБРОБКОЮ СИГНАЛІВ

В.К. Волосяк, О.В. Єремєєв, В.В. Павліков

Розглянуто задачу знаходження оптимальної оцінки кутової координати ділянки поверхні, яка відбиває імпульс що зондує, для інтерферометричного радара з синтезованою апертурою, антенна система якого являє собою дві рознесені в просторі вздовжфюзеляжні антени. В рамках методу максимальної правдоподібності синтезовано та досліджено оптимальний алгоритм обробки сумарно-різницевих сигналів, що формуються в антенному блоці до входів в приймаючі канали інтерферометричних РСА. Показано перевагу формування сумарного та різницевого сигналів в антенному блоці до входу в приймаючі канали їх обробки.

Ключові слова: інтерферометричні радари з синтезованою апертурою, картографування рельєфу, нестационарні в часі і неоднорідні в просторі випадкові сигнали, атомарні функції, сумарно-різницеві сигнали.

SYNTHESIS OF OPTIMAL ALGORITHMS FOR MAPPING THE TOPOGRAPHY IN INTERFEROMETRIC SYNTHETIC APERTURE RADARS WITH A SUM-DIFFERENCE SIGNAL PROCESSING

V.K. Volosyuk, A.V. Yermeyev, V.V. Pavlikov

The problem of finding the optimal estimate of the angular coordinates of the surface area, which reflects the probe pulse, for interferometric synthetic aperture radar, whose the antenna system comprises two spaced apart along the fuselage antennas is considered. The maximum likelihood optimal algorithm for processing sum-difference signals that generated inside the antenna unit before the inputs of the reception channels of interferometric SAR has been synthesized and investigated. It is shown the advantage of forming sum and difference signals inside the antenna units before inputs into the reception channels of their processing.

Key words: interferometric synthetic aperture radar, terrain mapping, non-stationary in time and non-homogeneous in space random signals, atomic functions, sum-difference signals.

Волосяк Валерій Константинович – д-р техн. наук, проф. каф. проектування радіоелектронних систем летальних апаратів, Национальный аэрокосмический университет им. Н.Е. Жуковского «ХАИ», Украина, e-mail: valeriy_volosyuk@mail.ru.

Єремєєв Александр Викторович – аспірант каф. проектування радіоелектронних систем летальних апаратів, Национальный аэрокосмический университет им. Н.Е. Жуковского «ХАИ», Украина, e-mail: a.yermeyev@gmail.com.

Павліков Владимир Владимирович – канд. техн. наук, докторант кафедри проектування радіоелектронних систем летальних апаратів, Национальный аэрокосмический университет им. Н.Е. Жуковского «ХАИ», Украина, e-mail: pavlikov_kharkov@mail.ru.