



Керівник проєкта,
Голова редакційної ради

І.Б. Чепков,

д-р техн. наук.

Редакційна колегія:

Г.О. Бойко, д.т.н., гол. ред. (ЦНДІ ОВТ ЗСУ)

С.В. Лапицький, д.т.н., зам. гол. ред. (ЦНДІ ОВТ ЗСУ)

О.Б. Анішко, д.т.н. (ХУПС)

Ю.М. Бусяк, д.т.н. (ХКБМ)

А.С. Довгополий, д.т.н. (ЦНДІ ОВТ ЗСУ)

В.В. Зубарєв, д.т.н. (ЦНДІ ОВТ ЗСУ)

А.М. Зубков, д.т.н. (АСВ)

О.П. Коростельов, д.т.н. (ДержККБ «Лууч»)

Д.Б. Кучер, д.т.н. (АВМС)

Б.М. Ланецький, д.т.н. (ХУПС)

М.І. Луханін, д.т.н. (ЦНДІ ОВТ ЗСУ)

М.М. Мітрахович, д.т.н. (ДП «Івченко-Прогрес»)

Б.О. Оліярник, д.т.н. (ЛНДРТІ)

А.І. Світисев, д.т.н. (НУОУ)

Редакційна рада:

Ю.А. Гусак, д.в.н. (ВНУ ГШ ЗСУ)

М.М. Шевцов, к.т.н. (ОЗСУ)

Р.С. Башинський (ДОВТ)

Г.В. Певцов, д.т.н. (ХУПС)

О.В. Сотников, к.т.н. (НАНУ)

В.М. Телегим, д.в.н. (НУОУ)

П.П. Ткачук, д.іс.н. (АСВ)

І.В. Толєк (ДВОН МОУ)

В.Б. Толубко, д.т.н. (ДУТ)

О.В. Харченко, д.т.н. (ДНДІА)

Науковий редактор

д.т.н. **Г.О. Бойко**

Оригінальний макет виготовлено
Видавничим домом Дмитра Бурого

Адреса редакції:

Україна, 03049, м. Київ,
пр-т Повітрофлотський, 28
Тел.: (044) 271-0966
Факс: (044) 520-12-84
E-mail: cndi_ovt@mil.gov.ua

Свідчення про державну реєстрацію
КВ №20209-100009 Р від 20.08.2013

Журнал входить у перелік наукових видань
Міноsvіти України Наказом №7-оск від
30.09.2014 р.

Дизайн обкладинки *О. Мумінової*

ЗМІСТ

АРТИЛЕРІЙСЬКЕ ОЗБРОЄННЯ

Журавльов О.О., Іванець М.Г. Метод оцінки області точок падіння снарядів та місця розташування стріляючої батареї за результатами вимірювань у радіолокаційних станціях контрбатареїної боротьби 3

СИСТЕМИ КОНТРОЛЮ

Ольховіков І.В., Швидков С.М., Філістєєв Д.А. Дослідження динамічних характеристик вимірювальних каналів автоматизованих засобів контролю 7

ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЯ ТА ІНФОРМАЦІЯ

Лебідь Є.В., Радзівілов Г.Д., Беляков Р.О. Змішення фазового шуму за рахунок підвищення фільтруючих властивостей повністю цифрової системи фазової автопідстройки частоти 13

МЕТРОЛОГІЧНЕ ЗАБЕЗПЕЧЕННЯ

Дзисюк О.В., Бойко В.М., Рондін Ю.П., Коломійцев О.В., Васьківський М.І. Актуальні напрями удосконалення системи метрологічного забезпечення державних полігонних випробувань зразків (комплексів) озброєння та військової техніки 18

РАДІОСИГНАЛИ

Певцов Г.В., Яцуценко А.Я., Пічугін М.Ф., Карлов Д.В., Трофіменко Ю.В., Борцова М.В. Розвиток теорії виявлення радіосигналів. Основи енергетичного виявлення 24

Зібін С.Д., Попов А.О., Твердохлібов В.В., Васьківський М.І. Аналіз сучасного стану розвитку малогабаритних систем радіоелектронної розвідки 37

Кальватинський О.В., Топольницький П.П., Фриз С.П. Використання синфазних антенних решіток для прийому інформації від космічних апаратів з малим рівнем випромінювання в напрямку приймальної станції 44

Корольов Н.А., Нікітін Н.М., Солощев О.Н. Деякі експериментальні результати когерентного накопичення радіолокаційних сигналів 52

ТЕХНІЧНИЙ СТАН

Сівак В.А. Метод поглибленої діагностики технічного стану агрегатів і систем транспортних засобів та визначення нормативних значень діагностичних параметрів 56

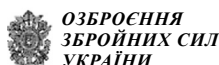
ІНФОРМАЦІЙНІ ТЕХНОЛОГІЇ

Циганок В.В., Каденко С.В., Качанов П.Т., Андрійчук О.В., Роїк П.Д. Інструментарій підтримки прийняття рішень як засіб стратегічного планування 59

АВІАЦІЯ

Беляєв Д.М., Расстригін О.О., Семенюк Р.П., Бунаков В.П. Аналіз світового досвіду застосування військових аеростатних літальних апаратів та перспективи їх використання у Збройних Силах України 67

Видання журналу підтримують:



**ОЗБРОЄННЯ
ЗБРОЙНИХ СИЛ
УКРАЇНИ**



**ДЕПАРТАМЕНТ
ОЗБРОЄННЯ ТА ВІЙСЬКОВОЇ ТЕХНІКИ
МІНІСТЕРСТВА ОБОРОНИ УКРАЇНИ**



СОДЕРЖАНИЕ

Руководитель проекта,
Председатель редакционного совета

И.Б. Ченков,

д-р техн. наук.

Редакционная коллегия:

Г.А. Бойко, д.т.н., гл. ред. (ЦНИИ ВВТ ВСУ)

С.В. Лапицкий, д.т.н., зам. гл. ред. (ЦНИИ ВВТ ВСУ)

О.Б. Анишко, д.т.н. (ХУВС)

Ю.М. Бусяк, д.т.н. (ХКБМ)

А.С. Довгопаль, д.т.н. (ЦНИИ ВВТ ВСУ)

В.В. Зубарев, д.т.н. (ЦНИИ ВВТ ВСУ)

А.Н. Зубков, д.т.н. (АСВ)

О.П. Коростелёв, д.т.н. (ГосККБ «Луч»)

Д.Б. Кучер, д.т.н. (АВМС)

Б.Н. Ланецкий, д.т.н. (ХУВС)

М.И. Луханин, д.т.н. (ЦНИИ ВВТ ВСУ)

М.М. Митрахович, д.т.н. (ГП «Івченко-Прогрес»)

Б.А. Олиарник, д.т.н. (ЛНИРТИ)

А.И. Сбитнев, д.т.н. (НУОУ)

Редакционный совет:

Ю.А. Гусак, д.в.н. (ВНУ ГШ ЗСУ)

М.М. Шевцов, к.т.н. (ВВСУ)

Р.С. Бащинский (ДОВТ)

Г.В. Певцов, д.т.н. (ХУВС)

А.В. Сотников, к.т.н. (НАНУ)

В.М. Телегим, д.в.н. (НУОУ)

П.П. Ткачук, д.ис.н. (АСВ)

И.В. Толлок (ДВОН МОУ)

В.Б. Толубко, д.т.н. (ГУТ)

А.В. Харченко, д.т.н. (ГНИИА)

Научный редактор

д.т.н. **Г.А. Бойко**

Оригинал-макет подготовлен

Издательским домом **Дмитрия Бураго**

Адрес редакции:

Украина, 03049, г. Киев,

пр-т Воздухофлотский, 28

Тел.: (044) 271-0966

Факс: (044) 520-12-84

E-mail: cnđi_ovt@mil.gov.ua

Свидетельство о государственной регистра-
ции КВ №20209-100009 Р от 20.08.2013

Журнал входит в перечень научных изданий
Минобразования Украины Приказом №7-дск
от 30.09.2014 г.

Дизайн обложки **Е. Муминовой**

Артиллерийское вооружение

Журавлёв А. А., Иванец М. Г. Метод оценки области точек падения снарядов и мест размещения стреляющей батареи по результатам измерений в радиолокационных станциях контрбатареинной борьбы. 3

Системы контроля

Ольховиков И. В., Швыдков С. М., Филистеев Д. А. Исследование динамических характеристик измерительных каналов автоматизированных средств контроля. 7

Телекоммуникация и информация

Лебедь Е. В., Радзивилов Г. Д., Беляков Р. О. Уменьшение фазового шума за счет повышения фильтрующих свойств полностью цифровой системы фазовой автоподстройки частоты. 13

Метрологическое обеспечение

Дзысюк А. В., Бойко В. Н., Рондин Ю. П., Коломийцев А. В., Васьковский М.И. Актуальные направления усовершенствования системы метрологического обеспечения государственных полигонных испытаний образцов (комплексов) вооружения и военной техники. 18

Радиотехника

Певцов Г. В., Яцуценко А. Я., Пичугин М. Ф., Карлов Д. В., Трофименко Ю. В., Борцова М. В. Развитие теории обнаружения радиосигналов. Основы энергетического обнаружения. 24

Зибин С. Д., Попов А. О., Твердохлебов В. В., Васьковский М. И. Анализ современного состояния развития малогабаритных систем радиоэлектронной разведки. 37

Кальватинский О. В., Топольницкий П. П., Фриз С. П. Использование синфазных антенных решеток для приема информации от космических аппаратов с малым уровнем излучения в направлении приемной станции. 44

Королев Н. А., Никитин Н. М., Солощев О. Н. Некоторые экспериментальные результаты когерентного накопления радиолокационных сигналов. 52

Техническое состояние

Сивак В. А. Метод углубленной диагностики технического состояния агрегатов и систем транспортных средств и определение нормативных значений диагностических параметров. 56

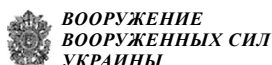
Информационные технологии

Циганок В. В., Каденко С. В., Качанов П. Т., Андрійчук О. В., Рошк П. Д. Инструментарий поддержки принятия решений как способ стратегического планирования. 59

Авиация

Беляев Д. М., Расстрьгин А. А., Семенюк Р. П., Бунаков В. П. Анализ мирового опыта применения военных аэростатных летательных аппаратов и перспективы их использования в Вооруженных Силах Украины. 67

Издание журнала поддерживают:



**ВООРУЖЕНИЕ
ВООРУЖЕННЫХ СИЛ
УКРАИНЫ**



**ДЕПАРТАМЕНТ
ВООРУЖЕНИЯ И ВОЕННОЙ ТЕХНИКИ
МИНИСТЕРСТВА ОБОРОНЫ УКРАИНЫ**

УДК 621.391, 681.375

О. О. ЖУРАВЛЬОВ, канд. техн. наук, **М. Г. ІВАНЕЦЬ**, канд. техн. наук
(Університет Повітряних Сил ім. І. Кожедуба, м. Харків)

МЕТОД ОЦІНКИ ОБЛАСТІ ТОЧОК ПАДІННЯ СНАРЯДІВ ТА МІСЦЯ РОЗТАШУВАННЯ СТРІЛЯЮЧОЇ БАТАРЕЇ ЗА РЕЗУЛЬТАТАМИ ВИМІРЮВАНЬ У РАДІОЛОКАЦІЙНИХ СТАНЦІЯХ КОНТРБАТАРЕЙНОЇ БОРОТЬБИ

Розроблено метод оцінки області точок падіння снарядів та місця розташування батареї, що стріляє, за результатами вимірювань у радіолокаційних станціях контрбатареїної боротьби на основі вирішення задачі прогнозування траєкторії в масштабі реального часу польоту снарядів, яка полягає в синтезі алгоритмів, що забезпечують необхідну точність прогнозування.

Разработан метод оценки области точек падения снарядов и местоположения стреляющей батареи по результатам измерений в радиолокационных станциях контрбатареиной борьбы на основе решения задачи прогнозирования траектории в масштабе реального времени полета снарядов, которая заключается в синтезе алгоритмов, обеспечивающих необходимую точность прогнозирования.

A method for evaluation of the field points falling projectiles and firing battery position as measured in counter-battery radars struggle on the basis of solving the problem of forecasting the trajectory in real time of flight of projectiles, which is the synthesis of algorithms, providing the required accuracy of prediction.

З метою виявлення вогневих позицій батареї, які стріляють, використовуються радіолокаційні станції контрбатареїної боротьби (РЛС КББ), що здійснюють виявлення, визначення координат вогневих засобів супротивника, області точок падіння снарядів та коректування вогню своєї артилерії. Ці станції проводять виявлення снарядів на початковій стадії польоту, серію вимірювань поточного знаходження боєприпасів. Визначення розташування вогневих засобів та області можливого падіння снарядів базується на основі апроксимації результатів вимірювань координат снарядів та пролонгації їхньої траєкторії. Прогнозування траєкторії польоту снаряда може проводитися:

- на основі рішення в прискореному масштабі часу системи диференціальних рівнянь, що описують рух його центра мас;
- на основі аналітичних виразів, які одержано із застосуванням різних гіпотез про характер зміни сили тяжіння й аеродинамічної сили.

Так як основну важкість пролонгації траєкторії складає невизначеність значення балістичного коефіцієнта снаряда, то завдання прогнозування

траєкторії в масштабі реального часу польоту снарядів полягає в синтезі алгоритмів, що забезпечують необхідну точність прогнозування точок їхнього падіння та місце розташування батареї, яка стріляє.

Питання прогнозування траєкторій у масштабі реального часу польоту снаряда розглядалися в роботах [1–4]. Алгоритми прогнозування ґрунтуються на апроксимації траєкторій кубічними параболами, постійні коефіцієнти яких обчислювалися за відомими конструктивними параметрами снарядів, повітря й результатами рішення навігаційної задачі бортовими обчислювальними засобами. У статті запропоновано метод оцінки області точок падіння снарядів та місця розташування батареї, що стріляє, який полягає в способі обчислення значень коефіцієнтів парабол, що апроксимують, на основі зовнішньотраєкторних вимірів, який раніше не розглядався.

Мета статті полягає в розробці методу оцінки області точок падіння снарядів та місця розташування батареї, що стріляє, за результатами вимірювань у РЛС КББ.

© О. О. ЖУРАВЛЬОВ, М. Г. ІВАНЕЦЬ, 2015

Виклад основного матеріалу дослідження.

Рух снаряда в густих шарах атмосфери можливо розглянути як рух матеріальної точки M в густих шарах атмосфери в разі центрального поля тяжіння сферичної Землі, що не обертається. До точки прикладені сили тяжіння та лобового опору. Рівняння руху матеріальної точки M постійної маси m в початковій стартовій системі координат мають вигляд

$$\dot{V} = -\rho(h) v^2 \cdot K_{\text{снар}} - g(h) \sin \theta; \quad (1)$$

$$\dot{\Theta} = -\frac{g}{v}(h) \cos \theta; \quad (2)$$

$$\dot{\Psi} = 0, \quad (3)$$

і очевидні кінематичні співвідношення

$$\dot{X} = v \cos \theta \cos \psi; \quad \dot{Y} = v \sin \theta; \quad \dot{Z} = -v \cos \theta \sin \psi; \quad h = \sqrt{x^2 + (y+R)^2} - R,$$

$$K_{\text{снар}} = \frac{S C_x}{2m},$$

де $K_{\text{снар}}$ – невідомий коефіцієнт; v – модуль вектора швидкості; θ – кут нахилу вектора швидкості; ψ – кут курсу; x, y, z – координати; t – поточний час польоту, відлічуваний від моменту старту; m – маса; S – площа міделя; $\rho(h)$ – густина повітря; $g(h)$ – прискорення вільного падіння; $C_x(M, \alpha, \beta)$ – коефіцієнт сили лобового опору; M – число Маха; α – кут атаки; β – кут ковзання; h – висота; R – радіус сферичної Землі.

Шляхом інтегрування системи рівнянь (1) – (3) визначається місце падіння снаряда:

$$V_0 = V(t_0), \quad \Theta_0 = \Theta(t_0), \quad \Psi_0 = \Psi(t_0),$$

$$V(t) = V_0 + \int_{t_0}^t \frac{\partial V}{\partial t} \cdot dt, \quad (4)$$

$$\Theta(t) = \Theta_0 + \int_{t_0}^t \frac{\partial \Theta}{\partial t} \cdot dt, \quad (5)$$

$$\Psi(t) = \Psi_0 + \int_{t_0}^t \frac{\partial \Psi}{\partial t} \cdot dt, \quad (6)$$

$$X(t) = X_0 + \dot{X}_0 t + \int_{t_0}^t \frac{\partial X}{\partial t} \cdot dt, \quad (7)$$

$$Y(t) = Y_0 + \dot{Y}_0 t + \int_{t_0}^t \frac{\partial Y}{\partial t} \cdot dt, \quad (8)$$

$$Z(t) = Z_0 + \dot{Z}_0 t + \int_{t_0}^t \frac{\partial Z}{\partial t} \cdot dt, \quad (9)$$

Шляхом інтегрування виразів (1) – (3) в оберненому часі визначаємо місце старту снаряда, тобто місце знаходження артилерійської батареї.

Так як значення конструктивних параметрів m і S та коефіцієнт аеродинамічної сили лобового опору C_x снаряда є невідомими величинами, то необхідно ввести поняття коефіцієнта конструктивних параметрів снаряда $K_{\text{снар}}$ та дати йому оцінку.

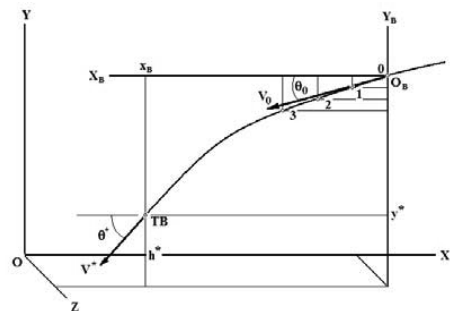
Визначення прогнозованої траєкторії снаряда ґрунтується на гіпотезі, що апарат здійснює політ в атмосфері під дією лише сил лобового опору й тяжіння. Така гіпотеза дозволяє отримати аналітичну залежність його координат $u(x)$ у вертикальній площині у вигляді кубічної параболі.

Розглянемо двохетапну процедуру прогнозування траєкторії снаряда.

На першому етапі за результатами оцінки координат центра мас снаряда в стартовій системі координат на основі вимірювань РЛС здійснюється “зав’язка” траєкторії по чотирьох послідовних точках, які відповідають положенню центра мас снаряда в послідовні моменти часу t_0, t_1, t_2, t_3 .

На другому етапі прогнозується положення центра мас снаряда на основі гіпотези, що снаряд здійснює подальший політ у атмосфері також під дією лише сил лобового опору й тяжіння.

Вводиться віртуальна система координат (ВСК) $O_0 X_0 Y_0 Z_0$ (рисунок). Початок ВСК – точка O_0 розміщується на траєкторії снаряда в місці розташування його центра мас у момент початку “зав’язки” траєкторії, який позначимо як t_0 . Вісь $O_0 X_0$ розташована в площині місцевого горизонту й направлена уздовж проекції вектора швидкості на неї. Вісь $O_0 Y_0$ – направлена вертикально вгору. Вісь $O_0 Z_0$ доповнює систему координат до правої.



Положення снаряда у віртуальній системі координат

У вертикальній площині $O_0 X_0 Y_0$ на інтервалі часу $t \in [t_0, t_3]$, якому відповідає інтервал зміни координати $x(t) \in [x_0, x_3]$, траєкторія снаряда з достатнім ступенем точності апроксимується кубічною параболою вигляду [4]

$$\Delta y = a_3 \Delta x(t)^3 + a_2 \Delta x(t)^2 + a_1 \Delta x(t), \quad (10)$$

де $\Delta x(t) = x(t) - x_0$; $\Delta y(t) = y(t) - y_0$.

З метою обчислення значень коефіцієнтів a_1, a_2, a_3 кубічної параболи (10) за координатами снаряда, що відповідають чотирьом послідовним моментам часу t_0, t_1, t_2, t_3 , складається система трьох лінійних рівнянь:

$$\begin{cases} \Delta y_1 = a_1 \Delta x_1 + a_2 \Delta x_1^2 + a_3 \Delta x_1^3; \\ \Delta y_2 = a_1 \Delta x_2 + a_2 \Delta x_2^2 + a_3 \Delta x_2^3; \\ \Delta y_3 = a_1 \Delta x_3 + a_2 \Delta x_3^2 + a_3 \Delta x_3^3; \end{cases} \quad (11)$$

$$\Delta y_1 = y(t_1) - y(t_0), \quad \Delta y_2 = y(t_2) - y(t_0),$$

$$\Delta y_3 = y(t_3) - y(t_0), \quad \Delta x_1 = x(t_1) - x(t_0),$$

$$\Delta x_2 = x(t_2) - x(t_0), \quad \Delta x_3 = x(t_3) - x(t_0), \quad t_0 < t_1 < t_2 < t_3$$

де t_0 – момент початку “зав’язки” траєкторії снаряда; t_1, t_2, t_3 – послідовні моменти спостереження польоту снаряда.

Система лінійних рівнянь (11) може бути подана в такому вигляді:

$$M_x a = Y, \quad (12)$$

$$M_x = \begin{bmatrix} \Delta x_1 & \Delta x_1^2 & \Delta x_1^3 \\ \Delta x_2 & \Delta x_2^2 & \Delta x_2^3 \\ \Delta x_3 & \Delta x_3^2 & \Delta x_3^3 \end{bmatrix}; \quad a = \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ a_3 \end{bmatrix}; \quad Y = \begin{bmatrix} \Delta y_1 \\ \Delta y_2 \\ \Delta y_3 \end{bmatrix},$$

де M_x – квадратна матриця розміром 3×3 з відомими значеннями елементів; Y – матриця-стовпець 3×1 з відомими значеннями елементів; a – матриця-стовпець 3×1 , значення елементів якої потрібно знайти.

За умови, що радіус-вектори $\vec{r}(t_0), \vec{r}(t_1), \vec{r}(t_2), \vec{r}(t_3)$, що характеризують положення центра мас снаряда, не колінеарні, матриці M_x відповідає визначник $D \neq 0$.

Елементи a_i матриці-стовпця a обчислюються за формулою $a_i = \frac{D_i}{D}$, або у розгорненому вигляді

$$a_1 = \frac{\frac{\Delta y_1}{\Delta x_1} \nabla x_3 \quad \Delta x_2 \Delta x_3 + \frac{\Delta y_2}{\Delta x_2} \nabla x_3 \quad \Delta x_1 \Delta x_3 + \frac{\Delta y_3}{\Delta x_3} \nabla x_2 \quad \Delta x_1 \Delta x_2}{\Delta x_1^2 \nabla x_3 + \Delta x_2^2 \nabla x_3 + \Delta x_3^2 \nabla x_2}; \quad (13)$$

$$a_2 = - \frac{\frac{\Delta y_1}{\Delta x_1} \nabla x_3 (\Delta x_2 + \Delta x_3) + \frac{\Delta y_2}{\Delta x_2} \nabla x_3 (\Delta x_1 + \Delta x_3) + \frac{\Delta y_3}{\Delta x_3} \nabla x_2 (\Delta x_1 + \Delta x_2)}{\Delta x_1^2 \nabla x_3 + \Delta x_2^2 \nabla x_3 + \Delta x_3^2 \nabla x_2}; \quad (14)$$

$$a_3 = \frac{\frac{\Delta y_1}{\Delta x_1} \nabla x_3 + \frac{\Delta y_2}{\Delta x_2} \nabla x_3 + \frac{\Delta y_3}{\Delta x_3} \nabla x_2}{\Delta x_1^2 \nabla x_3 + \Delta x_2^2 \nabla x_3 + \Delta x_3^2 \nabla x_2}; \quad (15)$$

$$\nabla x_2 = \Delta x_3 - \Delta x_2; \quad \nabla x_3 = \Delta x_1 - \Delta x_3; \quad \nabla x_1 = \Delta x_2 - \Delta x_1.$$

Коефіцієнти a_1, a_2, a_3 також можуть бути виражені через параметри руху центра мас снаряда V_0 і θ_0 ; конструктивні параметри m і S , коефіцієнт аеродинамічної сили лобового опору C_x і параметри, що характеризують середньоінтегральні значення густини повітря ρ_c й прискорення вільного падіння g_c , і визначаються такими формулами:

$$a_1 = tg\theta; \quad a_2 = - \frac{g_c}{2V_{x0}^2}; \quad a_3 = - \frac{g_c b}{3V_{x0}^3}; \quad (16)$$

$$b = \frac{S C_x \rho_c}{2m}; \quad V_{x0} = V_0 \cos\theta_0.$$

Середньоінтегральні значення густини повітря ρ_c й прискорення вільного падіння g_c обчислюються за співвідношеннями:

$$g_c = \frac{g_0 R^2}{(h_0 + R)(h_3 + R)};$$

$$\rho_c = \frac{\rho_0}{\beta} \cdot \frac{1}{h_0 - h_3} [exp(-\beta h_3) - exp(-\beta h_0)]; \quad (17)$$

$$h_0 = h(t_0); \quad h_3 = h(t_3);$$

$$R = 6371110 \text{ м}; \quad g_0 = 9,81 \text{ м/с}^2;$$

$$\rho_0 = 1,225875 \text{ кг/м}^3; \quad \beta = 0,000141 \text{ м}^{-1}$$

де g_0 – середнє прискорення вільного падіння на рівні моря; ρ_0 – густина повітря на рівні моря; β – коефіцієнт експоненціального закону зміни густини повітря.

Розділимо коефіцієнт a_3 на коефіцієнт a_2 і після перетворення отримаємо формулу для оцінки значення коефіцієнта

$$K_{\text{снар}} = \frac{3 a_3}{2 a_2 \rho_c}$$

де $K_{\text{снар}}$ – функція конструктивних параметрів снаряда.

Висновки. Таким чином, отримано аналітичні співвідношення (1)–(18), які складають метод оцінки області точок падіння снарядів та місце розташування батареї, що стріляє, за результатами вимірювань у радіолокаційних станціях контр-батареїної боротьби.

Список літератури

1. Журавлев А. А. Синтез семейства попадающих траекторий беспилотного летательного аппарата в условиях неопределенности / О. Н. Фоменко, А. А. Журавлев // Системи

- обробки інформації : зб. наук. праць. – Х. : НАНУ, ПАНМ, ХВУ. – 2002. – Вип. 3 (19). – С. 253–258.
2. Журавлев А. А. Аналитические модели траекторий аэробаллистических летательных аппаратов при универсализации терминального управления / А. А. Журавлев // Системи обробки інформації : зб. наук. праць. – Х. : ХВУ. – 2003. – Вип. 4. – С. 157–165.
 3. Журавлев А. А. Оперативное прогнозирование промаха при интеллектуальном траекторном управлении аэробаллистическим летательным аппаратом в условиях целевой неопределенности / А.А. Журавлев // Системи обробки інформації : зб. наук. праць. – Х. : ХВУ. – 2004. – Вип. 6. – С. 61–70.
 4. Журавлев А. А. Оперативная оценка в полете области возможных маневров аэробаллистических летательных аппаратов при интеллектуальном траекторном управлении / А.А. Журавлев // Системи обробки інформації : зб. наук. праць. – Х. : ХВУ. – 2004. – Вип. 7(35). – С. 39–45.
 5. Журавлев А. А. Метод расчета прогнозируемой траектории аэробаллистического аппарата / А. А. Журавлев, С. В. Новиченко, С. В. Герасимов // Наука і техніка Повітряних Сил Збройних Сил України. – Х. : ХУПС. – 2014. – Вип. 2 (15). – С. 97–100.

УДК 621.396

С. В. ОЛЬХОВИКОВ, канд. техн. наук (Харьковский университет Воздушных Сил),
С. М. ШВЫДКОВ, старший научный сотрудник (Метрологический центр, г. Харьков),
Д. А. ФИЛИСТЕЕВ, начальник Центрального управления метрологии и стандартизации Вооружения
Вооруженных Сил Украины – главный метролог Вооруженных Сил Украины

ИССЛЕДОВАНИЕ ДИНАМИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ КАНАЛОВ АВТОМАТИЗИРОВАННЫХ СРЕДСТВ КОНТРОЛЯ

Показаны недостатки существующих методов контроля технического состояния автоматизированных средств контроля при измерении их динамических характеристик. Предлагаемый метод контроля динамических характеристик измерительных каналов со стороны выхода (нагрузки) для каналов со статическим уравновешиванием позволяет дистанционно контролировать их техническое состояние. Разработаны аналитические выражения для определения характеристики переходных процессов при коммутации измерительных каналов. Предлагаемые выражения позволяют оценить расчетные характеристики погрешности (например, интегральную погрешность) как обобщенную характеристику измерительных каналов автоматизированных средств контроля.

Показано недоліки існуючих методів контролю технічного стану автоматизованих засобів контролю при вимірюванні їхніх динамічних характеристик. Запропонований метод контролю динамічних характеристик вимірювальних каналів з боку виходу (навантаження) для каналів із статичним врівноваженням дозволяє дистанційно контролювати їхній технічний стан. Отримано аналітичні вирази з метою визначення характеристик перехідних процесів при комутації вимірювальних каналів. Розроблено вирази, що дозволяють оцінити розрахункові характеристики похибки (наприклад, інтегральну похибку) як узагальнену характеристику вимірювальних каналів автоматизованих засобів контролю.

Actuality of decision of task of providing of the simultaneous and compatible functioning of different radio engineering, electronic and electrical engineering equipment - decision of task of electromagnetic compatibility of radio engineering facilities is rotined in the article. It is rotined that testing radio engineering facilities on electromagnetic compatibility allows to promote the degree of their firmness to the obstacles. A testing method is offered on electromagnetic compatibility.

Все более широкое применение в последнее время находят автоматизированные средства контроля (АСК) технического состояния разнообразных радио- и электронных блоков технических систем (объектов контроля). Достоинства таких АСК общеизвестны. Кроме того, введение в состав АСК встроенной системы самоконтроля позволяет не только повысить частоту контроля характеристик основных узлов и цепей объекта контроля (ОК), но и оценить тенденции изменения этих характеристик во времени, что позволит более обоснованно выбирать межповерочный интервал, сократить вероятность наступления

метрологического отказа, перейти на эксплуатацию ОК по состоянию. При этом актуальным является обеспечение минимального времени проведения контроля.

Используемые при самоконтроле различные виды тестовых сигналов при максимальной кратковременности процедуры его проведения являются источниками возникновения динамических погрешностей (ДП). Таким образом, самоконтроль можно характеризовать как процесс анализа ДП, возникающих в измерительных каналах (ИК) АСК. Приняв ДП в качестве основы метрологической надежности АСК, можно обнаружить, что

© С. В. ОЛЬХОВИКОВ, С. М. ШВЫДКОВ, Д. А. ФИЛИСТЕЕВ, 2015

действующие нормативные документы законодательной метрологии практически неприменимы к такому подходу [1–4]. Обычно задаются статические погрешности, которые периодически проверяются при отключении АСК от ОК [1, 2]. Обычные поверки дают представление о надежности АСК в классическом виде, но не о ДП системы в ее рабочем состоянии. В данной статье для анализа ДП измерительных каналов АСК предлагается измерительное устройство с унифицированным выходным сигналом постоянного тока. Анализ ДП измерительных каналов дает определенную основу для дальнейшего развития методов встроенного контроля метрологических характеристик АСК.

Цель статьи – исследование динамических характеристик предложенного измерительного устройства с унифицированным выходным токовым сигналом.

Основным источником информации, поступающей в ИК, являются аналоговые измерительные цепи в АСК. Они непосредственно связаны с контролируемыми технологическими параметрами. Для аналоговых измерительных цепей характерно плавное изменение погрешностей, происходящее как от внутренних причин, так и от изменения внешних условий. Условия их эксплуатации накладывают дополнительные факторы на формирование и изменение во времени погрешностей измерения технологических параметров. Если для цифровых устройств постепенное изменение параметров в большинстве случаев приводит к скачкообразному изменению выходных характеристик, что может быть сравнительно легко обнаружено и квалифицировано как внезапный отказ, то в аналоговых средствах таких скачкообразных изменений не наблюдается. Накапливающиеся причины приводят к медленному дрейфу метрологических характеристик, и в определенный момент времени – к наступлению скрытого отказа. Сложность проблемы обнаружения заключается в том, что зафиксировать точное время наступления метрологического отказа невозможно, используя лишь существующие методы периодических проверок измерительных цепей.

Кроме того, использование в АСК различных коммутационных устройств для отбора необходимой информации от соответствующей измерительной цепи за максимально короткое время, связанное с переходными процессами, приводит к возникновению ДП. Это вызывает необходимость

разработки для АСК моделей ДП как основной погрешности при контроле (опросе) измерительных цепей при самопроверке АСК. Такая модель должна содержать статическую погрешность измерения, причем при увеличении времени измерения соответствующего параметра влияние переходного процесса должно уменьшаться, а при достаточной длительности измерения – исключаться вовсе.

Необходимость разработки такой комплексной модели предусмотрена ГОСТ 8.009–84 [3]. В общем случае для средств измерения в реальных условиях эксплуатации рекомендуется следующий вид модели:

$$\Delta_{m1} = \Delta_{0s} \overset{0}{\Delta_0} \overset{0}{\Delta_{0H}} \sum_{i=1}^n \Delta_{ci} \Delta_{dyn},$$

где Δ_{0s} – систематическая составляющая основной погрешности средства измерения; $\overset{0}{\Delta_0}$ – случайная составляющая основной погрешности средства измерения; $\overset{0}{\Delta_{0H}}$ – случайная составляющая основной погрешности, обусловленная гистерезисом; $\sum_{i=1}^n \Delta_{ci}$ – объединение дополнительных погрешностей Δ_{ci} средств измерений, обусловленных действием влияющих факторов и неинформативных параметров входного сигнала; Δ_{dyn} – динамическая погрешность средств измерения, обусловленная влиянием скорости изменения входного сигнала средства измерения; n – количество дополнительных погрешностей.

Вследствие большой скорости опроса в АСК образование ДП происходит не за счет скорости изменения входной величины, а за счет переходных процессов в самом ИК. Не представляется возможным также выделить случайную составляющую основной погрешности, обусловленную гистерезисом.

Предусмотрено нормирование таких динамических характеристик ИК, которые позволяют оценивать искажения при любых изменяющихся сигналах, поступающих на их вход и исследуемых при измерениях. Для линейных АСК такими характеристиками являются передаточная функция, переходная импульсная. Все они относятся к группе динамических характеристик, представляющих собой функции, связывающие между собой изменяющиеся во времени входной сигнал и вызываемый им выходной сигнал.

Рассмотрим линейное звено, преобразующее входной сигнал $x(t)$ в выходной сигнал $y(t)$. Если в качестве выходного принять единичный сигнал

$$v(t) = \begin{cases} 1, & t \geq 0 \\ 0, & t \leq 0 \end{cases},$$

то выходной сигнал переходной функции определяется входным параметром и импульсной функцией данного звена в виде

$$y(t) = \int_0^t v(\tau)g(t-\tau)d\tau.$$

Если $v(\tau) = 1$, то

$$y(t) = \int_0^t [g(t-\tau)d\tau] = h(t).$$

Импульсная функция звена может быть определена как

$$g(t) = dh(t) / dt.$$

Отсюда следует, что для определения переходной функции $h(t)$ на исследуемое звено необходимо подать единичный скачок входной величины, например, для $g(\tau)$ – дельта-функцию.

Предлагаемая структурная схема ИК со статическим уравниванием показана на рисунке. Схема включает в себя:

- измерительное устройство с коэффициентом усиления K , который преобразует входную величину ΔU_{ex} в выходную I_n ;
- линию связи с параметрами R_l и C_l ;
- нагрузку с параметрами R_n и C_n .

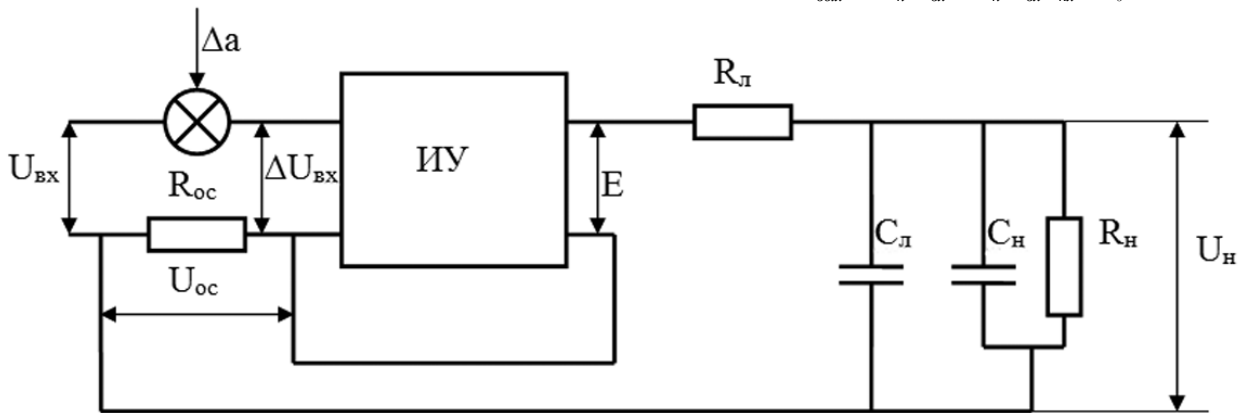


Схема измерительного канала со статическим уравниванием

Если не учитывать параметры линии связи, то можно записать для коэффициента преобразования прямой цепи

$$K_{пр} = K_1 K_2 K_3,$$

где $K_1 = R_{ex} / (R_{oc} + R_{ex})$ – коэффициент преобразования входной цепи; $K_2 = K$ – коэффициент преобразования усилителя; $K_3 = I_n / E = 1 / (R_{oc} + R_{ex} + R_n)$ – коэффициент преобразования выходной цепи; $\beta = U_{oc} / I_n = R_{oc}$ – коэффициент преобразования выходной цепи.

Рассчитаем модель погрешности предложенного измерительного канала (см. рисунок).

Для рассматриваемой схемы ИК начальное значение выходного сигнала имеет вид

$$U_{вых и} = K_{yc} \cdot U_{ex}. \tag{1}$$

Для реальной модели выражение для выходной величины запишется в виде

$$U_{вых p} = K_p \cdot U_{ex} + U_0. \tag{2}$$

В полученном выражении

$$K_p = K_n + \Delta K,$$

где K_p – реальный коэффициент усиления (КУ); K_n – номинальное значение КУ; ΔK – абсолютная погрешность, вызванная изменением КУ; U_0 – аддитивная ошибка усилителя.

Выражение (2) запишем в следующем виде:

$$K_p = K_n (1 + \Delta K / K_n) = K_n (1 + \delta_k), \tag{3}$$

где δ_k – относительное значение погрешности от неустойчивости ΔK коэффициента усиления.

Подставив выражение (3) в (2), получим

$$U_{вых} = K_n (1 + \delta_k) U_{ex} + U_0.$$

Раскроем скобки:

$$U_{вых} = K_n U_{ex} + K_n U_{ex} \delta_k + U_0. \tag{4}$$

Неустойчивость выходного напряжения можно представить как разность реального значения и номинального значения выходной величины:

$$\Delta U_{вых} = U_{вых p} - U_{вых и}. \tag{5}$$

Сделаем подстановку в (5) соответствующих выражений (4) и (1), получим

$$\Delta U_{вых} = K_n U_{ex} + K_n \delta_k U_{ex} - U_{ex} K_n + U_0 = K_n \delta_k U_{ex} + U_0. \tag{6}$$

Для выражения абсолютного значения входной величины $\Delta U_{вх}$ запишем

$$\Delta U_{ex} = \Delta U_{вых} / K_n. \tag{7}$$

Подставив выражение (5) для $\Delta U_{\text{вых}}$ в формулу (7), получим

$$\Delta U_{\text{ex}} = U_0 / K_n + \delta_{\kappa} U_{\text{ex}}.$$

Данное выражение представляет собой погрешность ИК, приведенную ко входу.

Выражение для номинального значения напряжения ИК с обратной связью имеет вид

$$U_{\text{выхн}} = K_n U_{\text{ex}} / (1 + \beta K_n),$$

где β – коэффициент обратной связи.

Тогда выражение для реальной модели ИК с обратной запишем так:

$$U_{\text{выхр}} = (U_0 + K_p U_{\text{ex}}) / (1 + \beta K_n) = (U_0 + U_{\text{ex}}) \frac{K_p}{1 + \beta K_p}.$$

Нестабильность выходного напряжения $\Delta U_{\text{вых}}$ можно представить как разность реального значения и номинального значения выходной величины:

$$U_{\text{выхр}} = (U_0 + U_{\text{ex}}) \frac{K_n U_{\text{ex}}}{(1 + \delta_{\kappa})^{-1} + \beta K_n} \approx \frac{K_n U_{\text{ex}}}{1 - \delta_{\kappa} + \beta K_n} (U_0 + U_{\text{ex}})$$

при $\beta K_n \gg 1$;

$$\Delta U_{\text{вых}} = U_{\text{выхр}} - U_{\text{выхн}}; \tag{8}$$

$$U_{\text{выхр}} = \frac{K_n (U_{\text{ex}} + U_0)}{1 - \delta_{\kappa} + \beta K_n} = \frac{K_n (U_{\text{ex}} + U_0)}{\beta K_n} \approx \frac{U_{\text{ex}} + U_0}{\beta}.$$

При наличии цепи обратной связи абсолютная погрешность входного сигнала определяется по аналогии с выражением (8):

$$\Delta U_{\text{exр}} = \Delta \beta = U_{\text{exр}} - U_{\text{exн}} = f^{-1}(U_{\text{выхр}} - U_{\text{выхн}}), \tag{9}$$

где f^{-1} – функция обратного преобразования.

Далее следует, что

$$U_{\text{exр}} = f^{-1}(U_{\text{выхр}}) = (1 + \beta K_n) U_{\text{выхр}} / K_n.$$

Подставим выражение (8) в (9). Получим

$$\Delta \beta = \frac{1 + \beta K_n}{K_n} U_{\text{выхр}} - U_{\text{выхн}} = \frac{1 + \beta K_n}{K_n} \cdot \frac{U_0 + K_p U_{\text{ex}}}{1 + \beta K_p} - U_{\text{exн}} = \frac{(1 + \beta K_n)(U_0 + K_p U_{\text{ex}}) - K_n (1 + \beta K_p) U_{\text{exн}}}{K_n (1 + \beta K_p)}.$$

После раскрытия скобок и подстановки выражения для K_p в (9)

$$\Delta \beta = \frac{1 + \beta K_n}{K_n} U_{\text{выхр}} - U_{\text{выхн}} = \frac{1 + \beta K_n}{K_n} \cdot \frac{U_0 + K_p U_{\text{ex}}}{1 + \beta K_p} - U_{\text{exн}} = \frac{(1 + \beta K_n)(U_0 + K_p U_{\text{ex}}) - K_n (1 + \beta K_p) U_{\text{exн}}}{K_n (1 + \beta K_p)}.$$

При допущении, что мультипликативная погрешность ИК стремиться к нулю ($\Delta K \rightarrow 0$), справедливо выражение

$$\Delta \beta = \frac{U_0}{K_n} \left[1 + \frac{\beta \Delta K}{1 + \beta K_p} \right] \pm U_{\text{ex}} \frac{\Delta K / K}{1 + \beta K_p}. \tag{10}$$

Если предположить, что $\beta K_n \gg 1$, то выражение для абсолютной погрешности (10) примет вид

$$\Delta \beta = \frac{U_0}{K_n} \left[1 \pm \frac{\beta \Delta K}{K_n} \right] \pm U_{\text{ex}} \frac{1}{\beta K_n} \frac{\Delta K}{K_n}, \tag{11}$$

где U_0 / K_n – аддитивная составляющая абсолютной погрешности; $\Delta K / K_n$ – мультипликативная составляющая абсолютной погрешности.

Полученное выражение (11) – абсолютная погрешность ИК с обратной связью, приведенная ко входу. Для сравнения запишем выражение для ИК без обратной связи, приведенной ко входу:

$$\Delta \beta = \frac{U_0}{K_n} \pm \frac{\Delta K}{K_n}. \tag{12}$$

При сравнении (12) и (11) сделаны следующие выводы:

- введение обратной связи позволяет уменьшить величину мультипликативной погрешности, приведенной ко входу, в βK_n раз;

- аддитивная погрешность изменяется под влиянием обратной связи незначительно и может как увеличиваться, так и уменьшаться в зависимости от знака отклонения дифференциального коэффициента преобразования.

Дифференциальный КУ измерительного канала с обратной связью имеет вид

$$K_{\beta} = \frac{K}{1 + \beta K} = \frac{1}{1 / K + \beta}.$$

Наличие коэффициента обратной связи β приводит к стабилизации K_{β} , то есть K_{β} слабо зависит от изменения коэффициента K . Отрицательная обратная связи уменьшает нелинейность, связанную с изменением K по диапазону усиления усилителя с обратной связью.

Современные дифференцирующие усилители имеют специальные методы защиты от дрейфа усилителя постоянного тока или специальные схемы коррекции этого дрейфа так, что реальный дрейф и аддитивная составляющая погрешности, приведенная ко входу, могут быть приняты пренебрежимо малыми. Основное влияние внешние факторы оказывают на изменение КУ измерительного устройства, то есть мультипликативная составляющая погрешности является основной

составляющей погрешности. К внешним факторам относятся изменение температуры и питающих напряжений [5].

Выражение для абсолютной погрешности, приведенной ко входу, может быть записано в виде

$$\Delta\beta = \frac{1}{\beta K_n} \frac{\Delta K}{K} U_{\text{вх}}.$$

Выражение для относительной погрешности, приведенной ко входу, запишем так:

$$\delta_\beta = \frac{\Delta\beta}{U_{\text{вх}}} = \frac{1}{\beta K_n} \frac{\Delta K}{K_n}.$$

В процессе контроля ИК устанавливают факт нахождения передаточной функции усилителя в заданной допустимой зоне отклонений.

Переходная функция ИК без учета параметров линии связи.

Рассмотрев схему ИК (см. рисунок), запишем известное выражение для передаточной функции ИК

$$I(p) = \frac{E(p)}{Z(p)},$$

$$\text{где } E(p) = \left[\frac{U_{\text{вх}}}{p} - I(p)R_{\text{oc}} \right] K.$$

Выражение комплексного сопротивления выходной цепи запишется как

$$Z(p) = R_{\text{oc}} + Z_n(p). \quad (13)$$

Приведенные выражения справедливы лишь в том случае, когда можно пренебречь параметрами линии связи, то есть можно считать, что $R_n \rightarrow 0$ и $C_n \rightarrow 0$ или, по крайней мере, выполняется неравенство $R_n \ll R_n$ и $C_n \ll C_n$. Данное допущение справедливо лишь для достаточно коротких линий связи, протяженность которых не превышает десятков метров при стандартном соединении кабеля линии связи. В этом случае ИК можно рассматривать как безынерционный усилитель, нагруженный емкостью нагрузки.

В тех случаях, когда протяженность кабеля линии связи является значительной (сотни метров, 1...2 км), необходимо учитывать распределенные параметры, соответствующие единице линии связи.

Переходная функция ИК с учетом параметров линии связи.

Учет распределенных параметров линии связи позволяет получить новую переходную функцию по току

$$I(p) = \frac{U_{\text{вх}} K}{p[Z_0(p) + R_{\text{oc}} K]}.$$

Это выражение справедливо для схемы на рисунке. Комплексное сопротивление выходной цепи, с учетом параметров линии связи, запишется в виде

$$Z_0(p) = \frac{v\rho l + Z(p)}{1 + Z_n(p)v \cdot R_n},$$

где l – длина линии связи, $\rho = R_n / v$, $v^2 = \rho R_n C_n$.

Тогда постоянная времени линии связи

$$T_n = R_n C_n.$$

После подстановки коэффициентов и соответствующих преобразований получено следующее выражение для комплексного сопротивления выходной цепи:

$$Z_0(p) = \frac{R_n [R_n + Z_n(p)]}{R_n + p T_n Z(p)}. \quad (14)$$

Выводы

Существующие методы контроля характеристик измерительных каналов имеют главный недостаток – предполагают размыкание входных цепей ИК и подачу на его вход тестовых сигналов, что невозможно на действующих каналах, так как требует их отключения от исследуемого объекта.

Предлагаемый метод контроля коэффициента передачи и постоянной времени ИК со стороны выхода (нагрузки) для каналов со статическим уравниванием позволяет дистанционно контролировать состояние ИК, а также инициировать сигналы тестовых воздействий.

Полученные характеристики переходных процессов при коммутации ИК со стороны выхода позволяют измерить отклонения параметров канала от первоначальных значений.

Разработанный метод оценки неопределенности значений коэффициента усиления и постоянной времени канала позволяет оценить расчетные характеристики погрешности (например, интегральную погрешность) как обобщенную характеристику ИК.

Контроль динамических параметров ИК может быть осуществлен встроенным средством контроля, структура которого предложена в статье.

Список литературы

1. Орнатский П. П. Автоматические измерения и приборы / П. П. Орнатский. – К. : Вища шк., 1980. – 598 с.

2. *Технічне діагностування та контроль технічного стану. Терміни та визначення: ДСТУ 2389–94.* – [Чинний з 1995-07-01]. – К. : Держстандарт України, 1994. – 75 с.
3. *Нормированные метрологические характеристики средств измерений : ГОСТ 8.009-84.* – [Введен с 1985-07-01]. – М. : Госстандарт, 1985. – 25 с.
4. *Методика расчета погрешностей косвенных измерений с однократными наблюдениями : МИ 2083-90.* – [Введена с 1992-01-01]. – М. : Госстандарт, 1991. – 45 с.
5. *Экономическая эффективность новой техники и технологии в машиностроении / под ред. К. М. Великанова.* – Л. : Машиностроение, 1989. – 289 с.

УДК 62-533.7

Є. В. ЛЕБІДЬ, інж., Г. Д. РАДЗІВІЛОВ, канд. техн. наук, К. О. БЕЛЯКОВ, інж.
(Військовий інститут телекомунікацій та інформації Державного університету телекомунікацій, м. Київ)

ЗМЕНШЕННЯ ФАЗОВОГО ШУМУ ЗА РАХУНОК ПІДВИЩЕННЯ ФІЛЬТРУЮЧИХ ВЛАСТИВОСТЕЙ ПОВНІСТЮ ЦИФРОВОЇ СИСТЕМИ ФАЗОВОГО АВТОПІДСТРОЮВАННЯ ЧАСТОТИ

Проведено порівняльний аналіз зменшення фазового шуму та підвищення фільтруючих властивостей системи фазового автопідстроювання частоти. Досліджено зв'язок часового джиттера зі спектральною щільністю потужності фазового шуму, що необхідно для знаходження часової нестабільності періоду коливань повністю цифрової системи фазового автопідстроювання частоти.

Проведен сравнительный анализ уменьшения фазового шума и повышения фильтрующих свойств системы фазовой автоподстройки частоты. Исследована связь временного джиттера со спектральной плотностью мощности фазового шума, как необходимые для нахождения временной нестабильности периода колебаний полностью цифровой системы фазовой автоподстройки частоты.

The comparative analysis of diminishing of phase noise and increase of filter properties of the system PLL is conducted in the article. Connection of temporal jitter is investigational with a spectral closeness powers of phase noise, which are needed for being of sentinel instability of period of vibrations fully of the system digital PLL.

Якість роботи схеми системи фазової автопідстроювання частоти (ФАПЧ) залежить від багатьох параметрів, у тому числі від рівня фазового шуму (джиттера). Основна задача з метою проектування та розроблення систем ФАПЧ – це об'єктивний вибір смуги частот кола зворотного зв'язку так, щоб забезпечувався компроміс між рівнем вихідного джиттера й смугою пропускання фільтром нижніх частот (ФНЧ) у схемі ФАПЧ.

Джитер на виході ФАПЧ зумовлений, в основному, двома джерелами: шумом опорного джерела та внутрішнім шумом керованого генератора напруги (ГКН). Перший генерується джерелами сигналу, паразитними зв'язками в пристрої, неідеальністю схеми джерела живлення. Шум ГКН генерується елементами ФНЧ, підсилювачем у схемі ГКН та джерелом живлення.

Фазові шуми вихідного сигналу системи ФАПЧ (рис. 1):

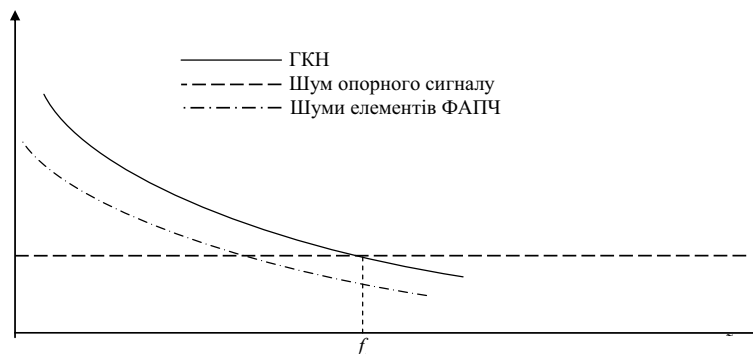


Рис. 1. Характеристики фазових шумів генератора напруги, опорного генератора і компонентів контуру фазового автопідстроювання частоти

© Є. В. ЛЕБІДЬ, Г. Д. РАДЗІВІЛОВ, К. О. БЕЛЯКОВ, 2015

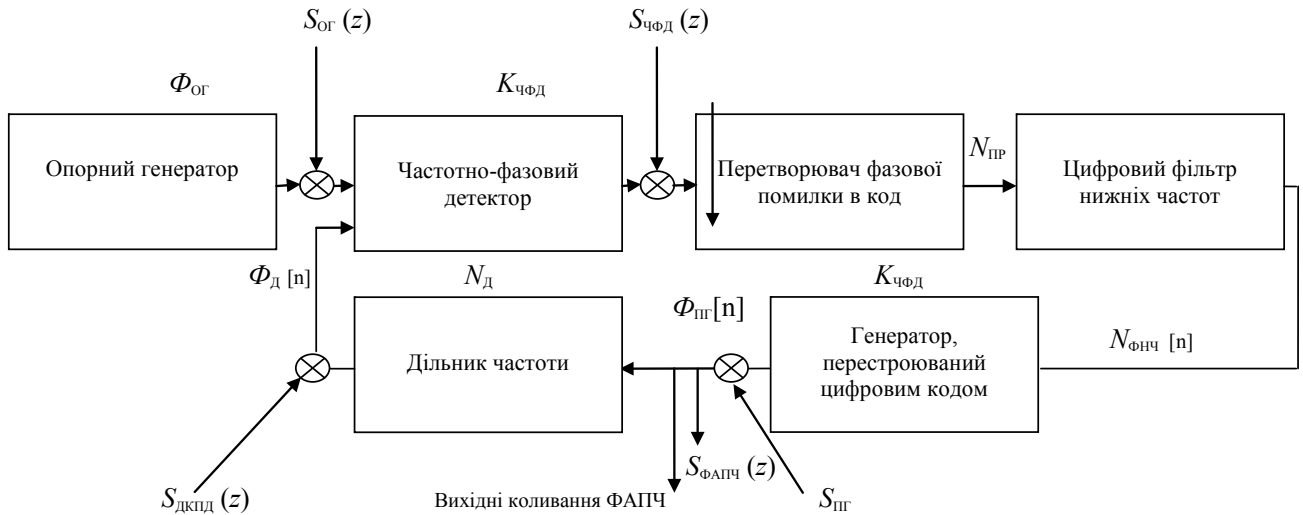


Рис. 2. Структурна схема цифрової фазового автопідстроювання частоти з адитивними джерелами шуму

1) Шуми в смузі пропускання ФНЧ, що визначаються шумами в петлі ФАПЧ і шумами ГКН. Шуми в петлі ФАПЧ залежать від таких параметрів: нормованих рівнів фліккер-шумів й фазових шумів частотно-фазового детектора (ЧФД), робочої частоти ЧФД (частоти порівняння), частоти ГКН.

2) Шуми за межами смуги пропускання петльового ФНЧ, що визначаються шумами ГКН.

Мета статті – провести порівняльний аналіз зменшення фазового шуму та підвищення фільтруючих властивостей системи ФАПЧ. Дослідити зв'язок часового джитера зі спектральною щільністю потужності фазового шуму, що необхідно для знаходження часової нестабільності періоду коливань повністю цифрової системи ФАПЧ.

Фільтруючі властивості системи ФАПЧ на цифрових логічних елементах. У разі розробки систем ФАПЧ необхідно оцінити вихідні характеристики шумових коливань. З цією метою необхідно знайти передавальні функції шуму окремих блоків, що входять до складу системи ФАПЧ.

Якщо потужність усіх джерел шуму мала в порівнянні з потужністю корисних коливань на виході системи ФАПЧ, тобто всі джерела шуму є адитивними, їх можна додати до відповідних вузлів системи, що розглядається (рис. 2).

Розглянемо шуми, які генеровано такими блоками системи ФАПЧ дільником частоти генератора, який перебудовано, частотно-фазовим детектором, цифровим фільтром нижніх частот, генератором опорних коливань.

Нехай $S_{дкпд}(z)$, $S_{пг}(z)$, $S_{ог.г.}(z)$, і $S_{фапч}(z)$ – спектральні щільності потужності фазового шуму дільника частоти, спектральна щільність потужності фазового шуму перестроюваного генератора, спектральна щільність потужності фазового шуму сигналу опорного генератора, спектральна щільність потужності фазового шуму частотно-фазового детектора і спектральна щільність потужності фазового шуму вихідних коливань повністю цифрової системи ФАПЧ відповідно.

Передаточні функції шуму окремих блоків структурної схеми повністю цифрової системи ФАПЧ з адитивними джерелами шуму (рис. 1)

$$H_{ог}(z) = \frac{z^{-1}K_{чфд}K_{пг}H_{фнч}(z)}{N_{д}(1-z^{-1}) + z^{-1}K_{чфд}K_{пг}H_{фнч}(z)^3} \quad (1)$$

$$S_{фапч}^{ог}(z) = |H_{фапч}(z)|^2 S_{ог}(z) \quad (2)$$

Передаточна функція шуму перестроюваного генератора

$$H_{пг}(z) = H_{п}(z) \quad ; \quad (3)$$

$$H_{п}(z) = H_{фапч}(z) \quad ; \quad (4)$$

$$S_{фапч}^{пг}(z) = |1 - H_{фапч}(z)|^2 \cdot S_{пг}(z) \quad (5)$$

Передаточна функція шуму дільника частоти

$$H_{д}(z) = \frac{z^{-1}K_{чфд}K_{пг}H_{фнч}(z)}{N_{д}(1-z^{-1}) + z^{-1}K_{чфд}K_{пг}H_{фнч}(z)} \quad ; \quad (6)$$

$$S_{фапч}^{д}(z) = |H_{фапч}(z)|^2 S_{д}(z) \quad (7)$$

Для частотно-фазового детектора

$$H_{\text{чФД}}(z) = \theta \frac{z^{-1} K_{\text{чФД}} K_{\text{ПГ}} H_{\text{НЧФ}}(z)}{N_d(1-z^{-1}) + z^{-1} K_{\text{чФД}} K_{\text{ПГ}} N_{\text{НЧФ}}(z)} ; \quad (8)$$

$$S_{\text{ФАПЧ}}^{\text{чФД}}(z) = |H_{\text{ФАПЧ}}(z)|^2 \cdot S_{\text{чФД}}(z). \quad (9)$$

Сумарна спектральна щільність потужності фазового шуму вихідних коливань повністю цифрової системи ФАПЧ визначається сумою (2), (3), (7), (9):

$$S_{\text{ФАПЧ}}(z) = S_{\text{ФАПЧ}}^{\text{ОР}}(z) + S_{\text{ФАПЧ}}^{\text{ПГ}}(z) + S_{\text{ФАПЧ}}^{\text{Д}}(z) + S_{\text{ФАПЧ}}^{\text{чФД}}(z) \quad (10)$$

Співвідношення (2), (3), (7), (9) і (10) може бути використано з метою оцінки спектральної щільності потужності фазового шуму повністю цифрової системи ФАПЧ з метою подальшого розрахункового знаходження часової нестабільності періоду вихідних коливань цієї системи.

Зв'язок часового джитера зі спектральною щільністю потужності фазового шуму

Нехай t_{n+1} і t – моменти часу, які відповідають достатньому фронту коливання генератора. Період n -го коливання генератора визначимо за відношенням

$$T_n = t_{n+1} - t_n. \quad (11)$$

У ідеальному генераторі значення T_n не залежить від номера періоду. Тепловий шум, шум завади за колами живлення призводять до змінення протягом часу періоду вихідних коливань генератора.

Девіація періоду вихідних коливань перестроюваного генератора визначається з відхиленням T_n від середнього математичного значення періоду коливань генератора \bar{T} .

$$\square T = T_n - \bar{T}. \quad (12)$$

З метою опису шумових характеристик системи ФАПЧ використовують абсолютний часовий джитер, який визначається відношенням

$$T_{\text{abs}}(N) = \sum_{n=1}^N \left(T_n - \bar{T} \right). \quad (13)$$

Абсолютний часовий джитер є функцією числа періодів, що пройшли з початку стеження. Згідно з (13) значення абсолютного часового джитера вільного генератора необмежено зростає зі збільшенням числа періодів. Невизначеність перемикавання такого генератора в критичний момент часу впливає на всі наступні перемикавання.

Системи ФАПЧ обмежують абсолютний часовий джитер змінної частоти коливань перестроюваного генератора. У цьому разі $T_{\text{abs}}(N)$ залежить від смуги пропускання системи ФАПЧ [6 – 10]:

$$\Delta T_c(N) = \lim_{N \rightarrow \infty} \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{n=1}^N \Delta T_n^2}. \quad (14)$$

Величина $\Delta T_c(N)$ не несе ніякої інформації про динаміку коливань генератора. Остання описується міжперіодним джитером

$$\Delta T_{cc}(N) = \lim_{N \rightarrow \infty} \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{n=1}^N T_{n+1} - T_n^2}. \quad (15)$$

Величина $\Delta T_{cc}(N)$ описує короточасну динаміку коливань генератора. Різниця між джитером періоду й міжперіодним джитером полягає в тому, що джитер періоду порівнює період коливання, що спостерігається, із середнім значенням періоду коливань \bar{T} . за весь час спостереження. Міжперіодний джитер порівнює період спостережуваного коливання з періодом попереднього коливання.

З метою аналітичного знаходження міжперіодного джитера необхідно використати математичні залежності (16) – (18).

Автокореляційна функція відхилення двох періодів

$$C_{\Delta T_m}(m) = \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N T_{n+1} T_n. \quad (16)$$

Для значення m , рівного нулю, отримаємо

$$C_{\Delta T}(0) = \Delta T_c^2. \quad (17)$$

Якщо ж значення m прямує до нескінченності, то

$$\Delta T_{cc}^2 = \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N T_{n+1} - T_n^2 = 2C_{\Delta T(0)} - 2C_{\Delta T(l)}. \quad (18)$$

У (16) – (18) враховується, що

$$\begin{aligned} C_{\Delta T(0)} &= \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N T_{n+1}^2 \\ C_{\Delta T(l)} &= \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N T_n^2 \\ C_{\Delta T(0)} &= \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N T_n T_{n+1}^2 \end{aligned} \quad (19)$$

Тривала динаміка, пов'язана з $\frac{1}{f}$ – шумом, не описується міжперіодним джитером правильно. Щоб врахувати залежність абсолютного джитера від $1/f$ -шуму використовується емпіричний вираз

$$T_{abs}(t = N \cdot \bar{T}) = c \cdot \sqrt{t + k \cdot t} \quad (20)$$

де c і k – деякі константи.

Внесок $\frac{1}{f}$ -шуму в значення абсолютного часового джитера помітно на інтервалах часу, більших ніж $t_{гран.} = 1/f_{гран.}$, де $t_{гран.}$ – гранична частота цього шуму. Це означає, що абсолютний часовий джитер, отриманий на короткому інтервалі часу, не буде враховувати впливу $1/f$ -шуму.

На інтервалі часу, меншому ніж $t_{гран.}$, абсолютний часовий джитер визначається першим складником у виразі (19). Він враховує тільки некорельовані між собою джерела шуму.

У [5, 6, 8–10] показано, що у разі наявності тільки некорельованих джерел шуму справедливе співвідношення

$$T_{abs}(t = N \bar{T}) - c \sqrt{m \Delta T_c(N)} = \sqrt{f_{osc} \Delta T_c(N)} \quad (21)$$

де $f_{osc} = 1/\bar{T}$ – частота коливань генератора.

У разі наявності тільки некорельованих між собою джерел шуму для джитера періоду й міжперіодного джитера справедлива нерівність

$$\Delta T_{cc}(N) = \sqrt{2} \Delta T_c(N) \quad (22)$$

Джитер періоду і міжперіодний джитер описують малі флуктуації фази коливань кільцевого генератора. Викликані ними флуктуації частоти коливань ω потрапляють до смуги пропускання системи ФАПЧ і не будуть відфільтровані. Флуктуації частоти коливань, що викликані дією $1/f$ -шуму, виявляться за межами смуги пропускання навіть безфільтрової системи ФАПЧ і не впливають на її шумові характеристики. У разі розробки системи ФАПЧ для систем синхронізації процесорів найважче визначити шумові характеристики в малих флуктуаціях фази.

Оцінка часового джитера системи ФАПЧ. У ряді випадків існує необхідність оцінки часового джитера, виходячи зі спектральної щільності фазового шуму [9, 10]. Нехай моменти часу ${}^3 \cdot T_n$, де ${}^3 = 0, \dots, n$ є моментами початку 3 -го коливання генератора. Тут T_n – значення періоду коливань генератора або період коливань генератора, на який не впливає дія джерел шуму.

Під дією джерел шуму період коливань генератора буде змінюватися. Відхилення періоду

коливань при наявності джерела шуму від номінального значення T_n позначається через $\varphi_0, \dots, \varphi_n$. Період коливань генератора визначаємо таким чином:

$$T = \left[n \bar{T} + \varphi_n \right] - \left[n-1 \bar{T} + \varphi_{n-1} \right] \quad (23)$$

У режимі синхронізму система ФАПЧ буде змінювати значення відхилення періоду за рахунок перестройки частоти так, що математичне сподівання значень відхилень буде дорівнювати нулю:

$$E \{ \varphi_1 \} = 0.$$

Розглянемо інтервал часу

$$\Delta T = T_n - T_0 = n \cdot \bar{T} + \varphi(T_n) - \varphi(T_0) \quad (24)$$

де T_n і T_0 – моменти часу, що відповідають початку n -го нульового такту.

Так як $E \{ \varphi_1 \} = 0$, то

$$E \Delta T = n \bar{T}. \quad (25)$$

Часовий джитер визначимо так:

$$\sigma_{\Delta T}^2 = \frac{1}{\omega_0^2} E \Delta T - E \Delta T^2 \quad (26)$$

Виконавши перетворення з (25) і (22), отримаємо

$$\sigma_{\Delta T}^2 = \frac{1}{\omega_0^2} E (\varphi T_n - \varphi T_0)^2 \quad (27)$$

$$\sigma_{\Delta T}^2 = \frac{1}{\omega_0^2} E \varphi T_n^2 + E \varphi T_0^2 - E \varphi T_0 \varphi T_n \quad (28)$$

Співвідношення (19) можна представити в іншому вигляді.

Функцію $\varphi(\dot{\varphi})$ можна вважати стаціонарною в широкому сенсі,

$$C_\varepsilon(0) = E \varphi T_n^2 = E \varphi T_0^2 \quad (29)$$

$$C_\varepsilon \Delta T = E \varphi T_0 \varphi T_n$$

де $C_\varepsilon(0)$ і $C_\varepsilon \Delta T$ – функції автокореляції.

З урахуванням (29) отримаємо

$$\sigma_{\Delta T}^2 = \frac{2}{\omega_0^2} [C_\varepsilon(0) - C_\varepsilon \Delta T] \quad (30)$$

За допомогою теореми Віннера – Хінчина можна виразити функцію автокореляції через спектральну щільність фазового шуму $S_\varepsilon(\omega)$ [9]:

$$C_{\varepsilon}(0) = \int_{-\infty}^{+\infty} S_{\varepsilon}(\omega) d\omega, \quad (31)$$

$$C_{\varepsilon} \Delta T = \int_{-\infty}^{+\infty} S_{\varepsilon}(\omega) e^{j\omega\Delta T} d\omega. \quad (32)$$

Підставляючи (31), (32) в (30), отримаємо

$$C_{\varepsilon} \Delta T = \int_{-\infty}^{+\infty} S_{\varepsilon}(\omega) \omega e^{j\omega\Delta T} d\omega. \quad (33)$$

Звідки

$$\sigma_{\Delta T}^2 = \frac{8}{2} \int_{\omega_0}^{+\infty} S_{\varepsilon}(\omega) [1 - e^{j\omega\Delta T}] d\omega = \frac{8}{2} \int_{\omega_0}^{+\infty} S_{\varepsilon}(\omega) \sin\left(\frac{\omega\Delta T}{2}\right) d\omega. \quad (34)$$

Співвідношення (34) встановлює зв'язок часового джитера вихідних коливань генератора, який характеризується значенням стандартного відхилення $\sigma_{\Delta T}^2$ із спектральною щільністю потужності фазового шуму цих коливань. У розглянутому випадку $\sigma_{\Delta T}^2$ – міжперіодний джитер [6, 10]. Кількісно оцінити міжперіодний джитер $\sigma_{\Delta T}^2$ вихідних коливань повністю цифрової системи ФАПЧ можна, якщо замість $S_{\varepsilon}(\omega)$ використати $S_{\delta\Delta T \times}(\omega)$.

Висновок

З метою опису шумових характеристик системи фазового автопідстроювання частоти використовують абсолютний часовий джитер, який є функцією числа періодів, що пройшли з початку моменту стеження. Значення абсолютного часового джитера для вільного генератора необмежено зростає зі збільшенням числа періодів. Невизначеність переключення такого генератора в критичний момент часу впливає на всі наступні переключення, тому оцінка часового джитера системи ФАПЧ необхідна для знаходження часової нестабільності періоду коливань повністю цифрової системи фазового автопідстроювання частоти за відомим значенням спектральної щільності потужності фазового шуму вихідних коливань цієї системи.

Список літератури

1. Системы фазовой автоподстройки частоты / В. В. Шахгильдян, А. А. Ляховкин; под ред. В. В. Шахгильдяна. – М.: Связь, 1972. – 220 с.
2. Kroupa V. Phase Lock Loops and Frequency Synthesis. — Chichester: John Wiley & Sons Ltd., 2003.
3. Комбинированная система фазовой автоподстройки частоты. В 3-х. Ч. 3. Показатели качества системы / Г. Ф. Зайцев, В. Л. Булгач, А. П. Полоневич, Н. В. Градобоева // Зв'язок. – 2012. – № 3. – С. 64–68.
4. Системы фазовой синхронизации с элементами дискретизации / Под ред. В. В. Шахгильдяна. – М.: Радио и связь, 1989.
5. Стеклов В. К. Анализ нелинейных систем фазовой автоподстройки / В. К. Стеклов, В. В. Мирошников // Радиотехника. – 2004. – № 138. – С. 105–110.
6. Lee B.-J. A 2.5-10Gb/s CMOS transceiver with alternating edge sampling phase detection for loop characteristic stabilization / Lee B-J et al // ISSCC Dig. Tech. Papers. – 2003. – N 2. – P. 76–77.
7. Fast Frequency Acquisition Phase-Frequency Detectors for GSA/s Phase-Locked Loops / А. П. Бондарев et al. // EEE J. Solid-State Circuits. – 2002. – Vol. 37; N. 10. – P. 1331–1334.
8. Nash G. Phase-Locked Loop Design / G. Nash // Fundamentals Document Number: AN535 Rev. 1.0. – 02/2006.
9. Mansuri M. A low-power low-jitter adaptive bandwidth PLL and clock buffer / Mansuri M. and Yang. C.-K. // ISSCC Dig. Tech. Papers. – 2009. – N 2. – P. 430–431.
10. A low-power multiplying DLL for low-jitter multigigahertz clock generation in highly integrated digital chips / Farjad-Rad R. et al. // IEEE J. of Solid State Circuits. – 2002. – Vol. 37; N 12. – P. 1804–1812.

УДК 006.91:21.03.519.95

О. В. ДЗИСЮК, начальник Метрологічного центру військових еталонів Збройних Сил України,
В. М. БОЙКО, заступник начальника Метрологічного центру військових еталонів Збройних Сил України,
Ю. П. РОНДІН, канд. техн. наук, **О. В. КОЛОМІЙЦЕВ**, канд. техн. наук
(Метрологічний центр військових еталонів Збройних Сил України, м. Харків),
М.І. ВАСЬКІВСЬКИЙ, док. техн. наук (Центральний науково-дослідний інститут озброєння
та військової техніки Збройних Сил України, м. Київ)

АКТУАЛЬНІ НАПРЯМИ УДОСКОНАЛЕННЯ СИСТЕМИ МЕТРОЛОГІЧНОГО ЗАБЕЗПЕЧЕННЯ ДЕРЖАВНИХ ПОЛІГОННИХ ВИПРОБУВАНЬ ЗРАЗКІВ (КОМПЛЕКСІВ) ОЗБРОЄННЯ ТА ВІЙСЬКОВОЇ ТЕХНІКИ

Визначено актуальні напрями удосконалення системи метрологічного за-безпечення зразків (комплексів) озброєння та військової техніки на етапі їхніх полігонних випробувань. Сис-тематизовано основні вимоги до нормативних, організаційних і технічних основ метрологічного забезпечення випробувань та напрям-ми їхньої реалізації.

Определены актуальные направ-ления усовершенствования системы метрологического обеспе-чения госу-дарственных полигонных испытаний образцов (комплексов) вооружения и военной техники. Систематизированы основные требования к нормативным, организационным и техническим осно-вам ме-трологического обеспечения ис-пытаний.

Попередній аналіз антитерористичної операції (АТО) на території України в 2014–2015 рр. повною мірою підтвердив необхідність принципового реформування й подальшого розвитку функціональних структур Збройних Сил (ЗС) України, вдосконалення їхніх якісних характеристик, досягнення відповідності бойового та чисельного складу, бойових можливостей реальним та потенційним загрозам національним інтересам України.

Забезпечення високого рівня підготовки військ (сил) з метою виконання завдань за призначенням, визначення та оцінка фактичних властивостей нових (модернізованих) зразків озброєння та військової техніки (ОВТ) в умовах, максимально наближених до реальних умов експлуатації і бойового застосування, а також виконання робіт (досліджень) з продовження призначених показників термінів служби зразків ОВТ неможливі без сучасної полігонної випробувальної бази.

Аналіз, який проведено за матеріалами роботи [1], особливостей функціонування та основних завдань випробувальних полігонів провідних держав

світу показує, що сучасні полігони мають широкий спектр можливостей щодо випробування та бойового застосування різноманітних систем і засобів ОВТ наземного, повітряного і морського базування. Основу цих полігонів складають полігонні вимірювально-обчислювальні комплекси та центри управління, що обладнано сучасними засобами збирання, обробки й відображення вимірювальної і службової інформації.

З урахуванням тенденцій розвитку ОВТ провідних держав [2] з метою забезпечення проведення випробувань та навчань полігони обладнуються різнотипними високоточними вимірювальними засобами (електронно-оптичними, радіолокаційними, радіотелеметричними, апаратурою GPS).

Положення про організацію наукової та науково-технічної діяльності (ННТД) в Збройних Силах України та Положення про випробувальну діяльність Державного науково-випробувального центру (ДНВЦ) Збройних Сил України визначають, що випробувальна діяльність як один з основних видів ННТД, крім загальних видів забезпечення

© О. В. ДЗИСЮК, В. М. БОЙКО, Ю. П. РОНДІН, О. В. КОЛОМІЙЦЕВ, М.І. ВАСЬКІВСЬКИЙ, 2015

(правового, фінансового, матеріально-технічного, інформаційного, методичного з урахуванням специфіки їхнього здійснення стосовно процесу випробувань) потребує також додаткових видів забезпечення, а саме: метрологічного та вимірювально-інформаційного [3].

У структурі ДНВЦ ЗС України до 2014 р. функціонував спеціалізований полігонний вимірювальний комплекс (ПВК “Чауда”), вимірювально-обчислювальний комплекс якого було спроектовано з метою забезпечення окремих завдань для випробування насамперед зразків авіаційної техніки та обладнано засобами вимірювальної техніки, яка вичерпала свій термін служби, як зазначено в роботах [4, 5].

У зв’язку з втратою ПВК “Чауда”, з урахуванням перспектив розвитку ЗС України принциповою є проблема створення ПВК відповідно до вимог сучасності та найближчої перспективи. При розробці принципів побудови основних складових ПВК необхідно враховувати світовий досвід побудови та використання ПВК і тенденцій розвитку ОВТ.

Аналіз сучасного стану організаційної, технічної, нормативної складових системи метрологічного забезпечення (СМЛЗ) полігонних випробувань зразків (комплексів) ОВТ свідчить про необхідність істотного удосконалення складових метрологічного забезпечення (МЛЗ), підвищення ефективності функціонування СМЛЗ, оптимізації ресурсів на створення і функціонування системи.

Завдання дослідження – визначення і обґрунтування напрямів удосконалення системи метрологічного забезпечення державних полігонних випробувань зразків (комплексів) озброєння.

Державні випробування зразків (комплексів) ОВТ, які розроблено (модернізовано), проводяться комісіями Міністерства оборони України з метою перевірки їхньої відповідності вимогам тактико-технічного завдання (ТТЗ) на дослідно-конструкторську роботу (ДКР), заданим ТТХ на зразки (комплекси) ОВТ, опрацювання рекомендацій щодо бойового застосування ОВТ та їхнього удосконалення, визначення можливості приймання ОВТ на озброєння ЗС України.

Згідно з діючими нормативними документами державні випробування проводяться відповідно до розроблених програм державних випробувань зразків (комплексів) ОВТ [3]. Програми випробувань повинні містити такі основні розділи: об’єкт випробувань, обсяг, умови та порядок проведення випробувань, матеріально-технічне забезпечення

випробувань, метрологічне забезпечення. Приймання зразків (комплексів) ОВТ на озброєння ЗС України здійснюється на підставі позитивних результатів державних випробувань зразків (комплексів) ОВТ та затвердженої конструкторської документації щодо серійного виробництва.

Системний аналіз сучасного стану наукової, технічної, організаційної і нормативної основ метрологічного забезпечення випробувань зразків (комплексів) ОВТ, що розроблено (модернізовано), свідчить про необхідність істотного удосконалення системи метрологічного забезпечення державних випробувань цих зразків (комплексів). Метрологічне забезпечення випробувань – комплекс організаційних і технічних заходів, що спрямовані на досягнення під час процесу випробувань повноти і вірогідності контролю, точності вимірювань заданих в ТТЗ тактико-технічних характеристик зразків (комплексів) ОВТ. За результатами проведення випробувань здійснюється системна оцінка рівня метрологічного забезпечення зразків (комплексів) ОВТ.

Згідно із сучасними вимогами СМЛЗ полігонних випробувань повинна будуватися як складна інформаційно-вимірювальна система (засоби вимірювальної техніки, бортові й наземні засоби систем радіотелеметрії, тракторних вимірювань, єдності часу, координатно-часового забезпечення та ін.).

СМЛЗ полігонного вимірювального комплексу повинно забезпечувати відпрацювання та випробування зразків ОВТ, що розроблено (модернізовано) й закуплено за кордоном для всіх видів ЗС України [6, 7].

МЛЗ випробувань повинно здійснюватися у відповідності зі законодавчими актами України в галузі метрологічного забезпечення, міждержавними та державними стандартами, керівними документами МО України та іншими нормативними документами в галузі МЛЗ.

До початку проведення випробувань необхідно забезпечити:

- повну наявність, придатність та готовність на ПВК випробувального обладнання з нормованими метрологічними характеристиками та засобів МЛЗ з метою створення умов і режимів випробувань, а також забезпечення точності вимірювань, що відповідають встановленим вимогам у ТТЗ і програмі (методикам) випробувань;

- проведення таких видів вимірювань: радіотелеметричних, зовнішньотракторних

(радіолокаційних, оптичних, телевізійних та ін.), гідроакустичних;

- збір, передавання, зберігання, обробку та представлення вимірювальної інформації.

У теперішній час з метою оцінювання якості МЛЗ складних організаційно-технічних систем успішно використовуються методи та засоби сучасних інформаційних технологій [8].

На рисунку показаний розроблений варіант узагальненої інформаційної моделі МЛЗ державних полігонних випробувань зразків (комплексів) ОВТ.

Вихідні дані для розробки інформаційної моделі – затверджені замовником ТТЗ на розробку (модернізацію) зразка (комплексу) ОВТ. На його основі формуються основні інформаційні модулі:

бази даних щодо ТТХ зразка (комплексу) ОВТ, параметри, які виміряно, засоби вимірювальної техніки, результати попередніх випробувань (лабораторних, стендових, заводських та ін.).

Після отримання від виконавця інформації про готовність зразка (комплексу) ОВТ до проведення державних випробувань замовник розробляє рішення про проведення державних випробувань, в якому визначаються порядок, строки, місце проведення, а також питання щодо матеріально-технічного й метрологічного забезпечення.

У державній програмі, яку розроблено на основі рішення полігонних випробувань, в розділі “Метрологічне забезпечення” повинні бути визначені конкретні заходи (організаційні, технічні), що

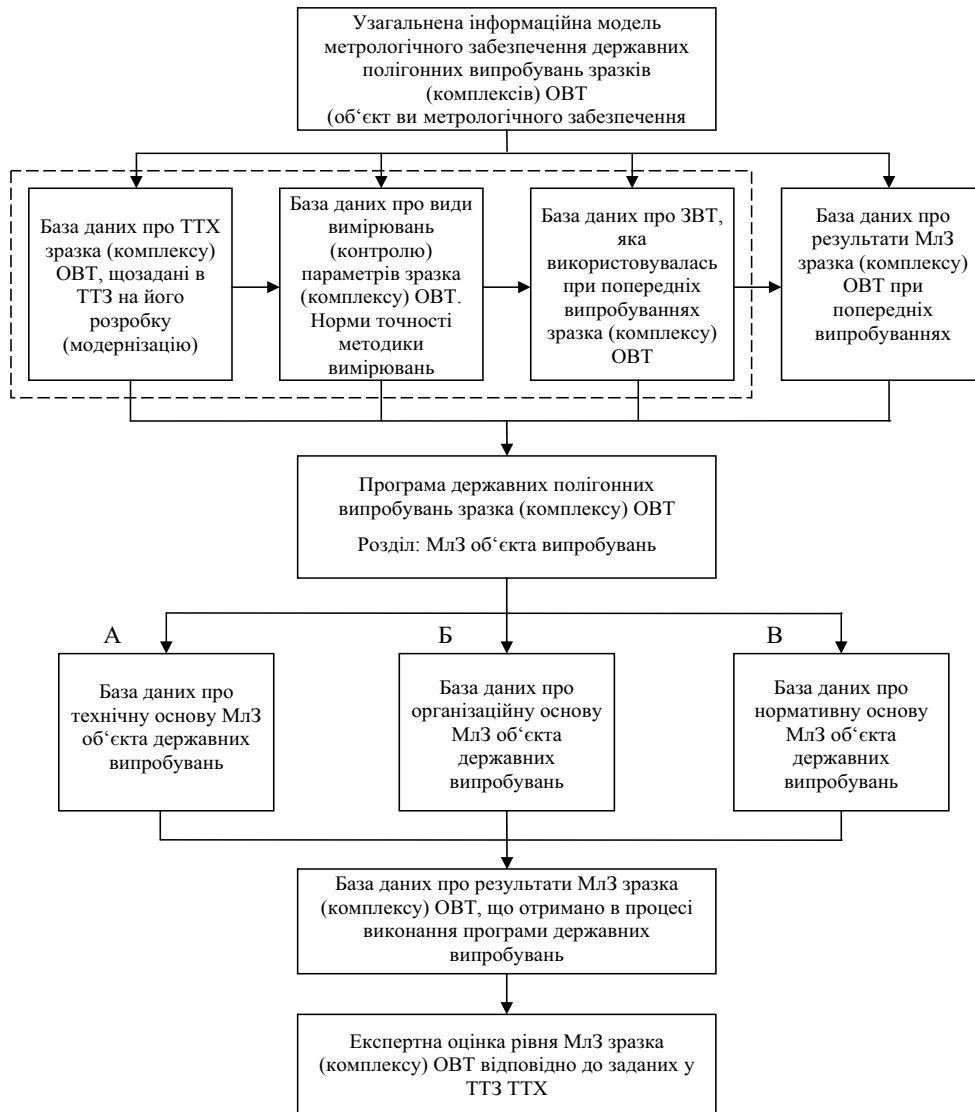


Рис. 1. Узагальнена інформаційна модель метрологічного забезпечення державних полігонних випробувань зразків (комплексів) ОВТ

спрямовані на досягнення в процесі випробувань необхідних повноти, вірогідності контролю, точності вимірювань, яких задано в ТТЗ характеристик зразка (комплексу) ОВТ.

Ефективне та якісне виконання вимог насамперед визначається складом технічних засобів системи МлЗ полігонних випробувань ОВТ, складом організаційних основ системи й складом методичних основ.

В інформаційній моделі, яку розроблено, ці дані подані інформаційними модулями: базою даних про технічну, організаційну та нормативну основу МлЗ об'єкта державних випробувань.

Технічна основа МлЗ об'єкта полігонних випробувань у своєму складі повинна мати:

- штатні засоби вимірювальної техніки (ЗВТ) та контролю, які вбудовано або додаються до штатних комплексів об'єктів випробувань; усі ЗВТ повинні бути атестованими, повіреними (каліброваними) та відповідати вимогам за точністю та вірогідністю вимірювань;
- комплекс стандартизованих ЗВТ за різними видами вимірювань, які використовуються в процесі випробувань об'єкта;
- апаратуру приймання, контролю та обробки сигналів інформаційно-вимірювальних систем (єдиного часу, навігаційно-часового забезпечення, траєкторних і радіотелеметричних вимірювань та ін.);
- автоматизовані системи функціонального контролю зі складу апаратури зразків ОВТ, що випробовуються;
- спеціальну метрологічну техніку (робочі та військові еталони, калібрувальні установки тощо), яку призначено для МлЗ робочих ЗВТ та випробувального обладнання, що застосовується в процесі випробувань.

Стандартизовані ЗВТ для проведення полігонних випробувань повинні відповідати “Переліку загальновійськових ЗВТ, що дозволені для комплектування зразків ОВТ та допущені до експлуатації у Збройних Силах України”.

База даних про організаційну основу МлЗ державних полігонних випробувань формується на основі діючих нормативно-правових документів [7]. До складу комісії з проведення державних полігонних випробувань включаються посадові особи від замовника, структурних підрозділів Генерального штабу, командування видів ЗС України, в інтересах яких виконуються державні випробування, науково-дослідних установ ЗС України (за напрямом діяльності), організаційних структур

виконавця. Стосовно проблем МлЗ випробувань ОВТ такими структурами є Центральне управління метрології і стандартизації Збройних Сил України Озброєння Збройних Сил України, Центральний науково-дослідний інститут озброєння та військової техніки Збройних Сил України, служби метрології і стандартизації видів Збройних Сил України, Метрологічний центр військових еталонів Збройних Сил України (головна організація з МлЗ ЗС України), Державне підприємство науково-дослідний інститут “Система” (м. Львів), Харківський науково-дослідний інститут радіотехнічних вимірювань, Національний науковий центр “Інститут метрології”, Державна служба часу й частоти.

До складу організаційних основ МлЗ державних випробувань ОВТ безпосередньо повинні входити служба метрології та стандартизації ДНВЦ ЗС України, відділ (підрозділ) МлЗ засобів та систем зовнішньотраєкторних, радіотелеметричних вимірювань та апаратура систем єдиного часу зі складу ПВК, а також підрозділи з метрологічної експертизи документації на об'єкти випробувань, оцінки якості МлЗ зразків ОВТ. В організаційну основу МлЗ державних випробувань необхідно включати штатні науково-дослідні випробувальні підрозділи, які спеціалізовані за видами вимірювань, що виконуються в процесі полігонних випробувань.

База даних про нормативну основу МлЗ об'єкта державних випробувань формується також насамперед на основі діючих нормативно-правових документів у галузі військової метрології.

Безпосередньо методичну основу МлЗ полігонних випробувань комплексу повинні складати затверджені методики проведення метрологічної експертизи: програми випробувань (розділ програми “Метрологічне забезпечення”), методики виконання випробувань, методики атестації, повірки (калібрування) стандартизованих, спеціальних ЗВТ (вимірювальних систем, комплексів). Методична основа МлЗ випробувань також повинна містити методики атестації окремих засобів зовнішньотраєкторних та радіотелеметричних вимірювань та апаратури системи єдиного часу зі складу ПВК.

Найважливішою складовою методичної основи МлЗ повинна бути методика комплексної оцінки якості та готовності системи МлЗ до проведення державних полігонних випробувань зразка (комплексу) ОВТ.

База даних про результати МлЗ зразка (комплексу) ОВТ, що отримані в процесі виконання програми державних випробувань, формується на основі конкретно отриманих точності вимірювань заданих в ТТЗ тактико-технічних характеристик зразка (комплексу) ОВТ, необхідної повноти й вірогідності їхнього контролю. При цьому повинні бути представлені результати:

- оцінки відповідності ЗВТ і вимогам ТТЗ на об'єкт випробувань, а також вимогам до них, що обговорено в технічних умовах та інструкціях за експлуатацію;
- перевірки відповідності умов використання ЗВТ і контролю технічних умов на них;
- оцінки часового ресурсу, який витрачений на метрологічне обслуговування об'єкта випробувань.

Неодмінною умовою всебічного оцінювання МлЗ об'єкта випробувань є проведення державних випробувань в умовах, максимально наближених до реальних умов експлуатації зразка (комплексу) ОВТ.

Заключним інформаційним модулем узагальненої інформаційної моделі МлЗ державних полігонних випробувань зразка (комплексу) ОВТ є результати експертної оцінки рівня МлЗ об'єкта випробувань відповідно до заданих у ТТЗ тактико-технічних характеристик.

Системний аналіз баз даних про технічну, організаційну та нормативну основи МлЗ об'єктів полігонних випробувань, а також бази даних про результати МлЗ об'єкта випробувань у процесі виконання програми полігонних випробувань дозволить визначити актуальні напрями удосконалення системи МлЗ державних полігонних випробувань зразків (комплексів) ОВТ.

Основні напрями удосконалення МлЗ полігонних випробувань визначаються, насамперед, перспективами розвитку ОВТ (концепція розвитку обговорюється в Міністерстві оборони України). Тенденції розвитку: створення високоточної зброї оптичного та інфрачервоного діапазонів, гіперзвукової зброї, з використанням нової елементної бази, інформаційних технологій та реалізації новітніх результатів досліджень у сфері озброєння. Необхідно визначити принципову обставину: на цей час не виконуються об'єктивні вимоги – забезпечення випереджувального розвитку ЗВТ. Треба оптимізувати парк сучасних ЗВТ полігона за критерієм достатності при забезпеченні необхідної точності вимірювань і контролю. Необхідно також впровадження в систему МлЗ автоматизованих

систем контролю і діагностики, створення мобільних військових еталонів.

Актуально оснащення ПВК сучасними вимірювально-інформаційними системами (траєкторних вимірювань, радіолокаційних, телеметричних та ін.). Перспективною буде реалізація результатів досліджень фахівців ХУПС ім. Івана Кожедуба зі створення мобільної, комбінованої лазерної інформаційно-вимірювальної системи, яка забезпечує високу точність вимірювань параметрів руху літальних апаратів різних типів [8].

Актуальною є проблема створення автономної системи часу і частоти.

Результати вимірювань (контролю), що отримані при випробуваннях, є об'єктивними експериментальними даними, за якими в процесі їхньої обробки і аналізу визначаються оцінки характеристик об'єкта випробувань і встановлюється ступінь його відповідності заданим у ТТЗ вимогам. Система обробки інформації здійснює роздільну й спільну обробку результатів усіх видів вимірювань, що попередньо зареєстровані на технічних носіях масивів вимірювальної інформації у реальному масштабі часу.

Система обробки інформації повинна забезпечувати:

- збір, реєстрацію, зберігання та накопичування інформації з метою подальшої обробки;
- автоматизоване рішення задач обробки результатів випробувань з потрібною точністю й вірогідністю;
- документування результатів обробки;
- контроль показників точності вхідної і вихідної інформації;
- можливість контролю працездатності засобів обробки за спеціальними тестами та контрольними задачами.

Основні напрями удосконалення організаційних основ МлЗ державних випробувань – це оптимізація функціональних органів, що планують проведення випробувань і здійснюють їхнє проведення. На підставі позитивних результатів державних випробувань зразка (комплексу) ОВТ та затвердженої конструкторської документації щодо серійного виробництва замовник розробляє проект наказу МО України про приймання ОВТ на озброєння ЗС України.

До напрямів удосконалення нормативної основи МлЗ полігонних випробувань необхідно віднести: розроблення й актуалізацію нормативно-правових

актів з метою їхньої гармонізації з міжнародними документами з МлЗ ОВТ та стандартами НАТО, перегляд нормативної основи вибору та застосування сучасних ЗВТ, в тому числі закордонного виробництва.

Актуальний напрям – удосконалення фонду нормативно-правових та нормативно-технічних документів, що регламентують порядок забезпечення єдності вимірювань та визначають вимоги щодо взаємодії суб'єктів забезпечення єдності вимірювань в ЗС України й державних органів, науково-дослідних структур, підприємств, які функціонують у сфері метрології.

З метою забезпечення об'єктивного проведення державних полігонних випробувань необхідно встановити суворий контроль за використанням стандартизованих й атестованих ЗВТ і засобів контролю.

Висновки

1. Приймання нових (модернізованих) зразків (комплексів) озброєння та військової техніки на озброєння (включаючи закордонні зразки) висуває в ряд актуальних проблему розробки ефективної системи метрологічного забезпечення державних полігонних випробувань озброєння та військової техніки.

2. Сучасний стан технічної, організаційної і нормативної основ МлЗ державних випробувань не відповідає повною мірою сучасним вимогам забезпечення точності, вірогідності й оперативності вимірювань параметрів тактико-технічних характеристик об'єктів випробувань.

3. Представлена у статті узагальнена інформаційна модель системи метрологічного забезпечення державних полігонних випробувань зразків (комплексів) озброєння та військової техніки дозволяє систематизувати основні напрями удосконалення головних складових системи метрологічного забезпечення полігонно-вимірювального комплексу.

Список літератури

1. *The official home page of White Sands Missile Range. White Sands Missile Range.* – 2012. – [Електронний ресурс]. – Режим доступу: <http://www.wsmr.army.mil/Pages/Home.aspx>.
2. *Белов О.* Проведены испытания противоракеты “Пэтриот” ПАК-3 MSE / О. Белов // Заруб. военное обозрение. – 2008. – № 8. – С. 74–75.
3. *Положення про організацію наукової та науково-технічної діяльності у Збройних Силах України* : затв. наказом Міністра оборони України від 13.01.2007 № 9.
4. *Положення про випробувальну діяльність Державного науково-випробувального Центру Збройних Сил України* : затв. наказом Міністра оборони України від 22.03.2012 № 158.
5. *Положення про організацію розроблення (модернізації) озброєння та військової техніки для потреб Збройних Сил України* : затв. наказом Міністра оборони України від 10.08.2010 № 416.
6. *Хижняк В. В.* Завдання метрологічного забезпечення військ та напрями їх виконання в умовах реформування Збройних сил України / В. В. Хижняк, В. Ю. Камінський // Наука і оборона. – 2009. – № 2. – С. 55–60.
7. *Демидов Б. А.* Системно-концептуальные основы деятельности в военно-технической области. В 3 кн. Кн. 2. Организационно-методические основы деятельности в военно-технической области / Б. А. Демидов, А. Ф. Величко, И. В. Волощук; под ред. Б.А. Демидова. – К.: Технол. Парк, 2006. – 1152 с.
8. *Казаков Е. Л.* Распознавание целей по сигнальной информации в однопозиционных и многопозиционных локаторах / Е. Л. Казаков, А. Е. Казаков, А. В. Коломийцев, К. В. Садовой; под ред. Е. Л. Казакова. – Харьков : Миськдрук, 2015. – 459 с.

УДК 629.7:621.396

Г.В. ПЄВЦОВ, д-р техн. наук, **А.Я. ЯЦУЦЕНКО**, канд. техн. наук, **М.Ф. ПІЧУГІН**, канд. військ. наук, **Д.В. КАРЛОВ**, канд. техн. наук, **Ю.В. ТРОФИМЕНКО**, наук. співробітник (Харківський університет Повітряних Сил ім. І. Кожедуба), **М.В. БОРЦОВА**, асистент кафедри (Національний аерокосмічний університет ім. М. Є. Жуковського «ХАІ», м. Харків)

РОЗВИТОК ТЕОРІЇ ВИЯВЛЕННЯ РАДІОСИГНАЛІВ. ОСНОВИ ЕНЕРГЕТИЧНОГО ВИЯВЛЕННЯ

Викладено альтернативний варіант теорії виявлення радіосигналів, яку розроблено на основі урахування закону збереження енергії і байєсової безумовної оптимізації статистичних рішень. Енергетичне виявлення радіосигналу – це пошук інтервалу часу, де сумарна енергія сигналу й шуму по відношенню до усередненої енергії внутрішнього шуму перевищує поріг виявлення із заданими якісними показниками. Розглядаються способи послідовного й паралельного енергетичного виявлення радіосигналів на радіочастоті, за енергетикою сумірних або менших рівня внутрішнього шуму радіоприймача без урахування й з урахуванням впливу зовнішніх активних маскувальних перешкод.

Излагается альтернативный вариант энергетической теории обнаружения радиосигналов, разработанной на основании учета закона сохранения энергии и байесовой безусловной оптимизации статистических решений. Энергетическое обнаружение радиосигнала – это поиск интервала времени, в котором суммарная энергия сигнала и шума по отношению к усредненной энергии внутреннего шума превышает порог обнаружения с заданными качественными показателями. Рассматриваются способы последовательного и параллельного энергетического обнаружения радиосигналов на радиочастоте, по энергетике соизмеримых или меньших уровня внутреннего шума радиоприемника без учета и с учетом влияния внешних активных маскирующих помех.

An alternative variant of radio-signals energy detection theory developed on the basis of energy conservation law and Bayes unconstrained optimization of statistical decisions is considered. Radio-signal energy detection implies search of a time interval where the total signal-and noise energy against average internal noise energy exceeds the detection threshold with the given qualitative measure. The methods of sequential and parallel radio-signals energy detection at radio frequency for the signals commensurable or lower than the level of radio-receiver internal noise when the influence of external active masking interference is not taken and taken into account are discussed.

1. Принципи байєсової статистичної оптимізації і причина того, що класична радіолокація не виявляє сигналів, менших рівня шуму, за їхньою енергетикою

У радіолокації головним завданням режиму огляду зони контролю є виявлення цілей. З виходу антенної системи відбиті від цілей радіосигнали надходять на приймальний пристрій спільно із зовнішніми перешкодами й складаються з внутрішніми шумами приймача. Шуми й перешкоди є випадковими процесами. Тому виявлення радіосигналів базується на теорії статистичних рішень, які викладено в роботі [1].

У класичній радіолокації завдання виявлення ставиться так. На вхід приймача надходить

випадкова реалізація $y(t)$ адитивної суміші радіосигналу $x(t)$ й шуму $n(t)$ $y(t) = x(t) + n(t)$. За цією реалізацією $y(t)$ протягом часу, який задано, маючи спостереження T , необхідно якнайкращим способом вирішити: «є сигнал» чи «немає сигналу». При цьому можливі помилки: першого роду – відбувається помилкове виявлення шумового походження (хибна тривога) й помилка другого роду – пропуск цілі.

Простір вхідних реалізацій позначимо G , а простір параметра θ позначимо Ω . Розподіл імовірності $y = y(t)$ залежить від невідомого θ . Послідовність величин $y(t_i)$ має m -вимірну щільність розподілу ймовірності $w(y/\theta)$ у разі заданого значення θ . У разі використання множини рішень D з елементами d_i й простору вирішальних правил Δ

© Г.В. ПЄВЦОВ, А.Я. ЯЦУЦЕНКО, М.Ф. ПІЧУГІН, Д.В. КАРЛОВ, Ю.В. ТРОФИМЕНКО, М.В. БОРЦОВА, 2015

з рішеннями δ_i відношення правдоподібності з метою бінарного виявлення визначимо для

$$\theta = \begin{cases} 1 & \text{— функція втрат переходить у квадратну матрицю} \\ 0 & \end{cases}$$

$$C = \begin{bmatrix} C_{00} & C_{01} \\ C_{10} & C_{11} \end{bmatrix}$$

Вважаючи, що $C_{00} = C(0, d_0) = C_{11} = C(1, d_1) = 0$ (втрат немає) і

$$C_{01} = C(0, d_1) > 0; C_{10} = C(1, d_0) > 0$$

$$\Lambda = \frac{w(y/1)}{w(y/0)} > \frac{q(C_{01} - C_{00})}{p(C_{10} - C_{11})}$$

Величина $\Lambda(y) = \frac{w(y/1)}{w(y/0)}$ — називається відношенням правдоподібності, а величина $\frac{q(C_{01} - C_{00})}{p(C_{10} - C_{11})} = L_0$ — порогом прийняття рішення.

Алгоритм виявлення полягає у визначенні відношення правдоподібності $\Lambda(y)$, порога ухвалення рішення L_0 і порівняння з порогом ухвалення рішення L_0 :

$$\Lambda(y) \underset{>}{<} L_0$$

Критерії ухвалення рішень у разі байесової статистичної оптимізації подано в табл. 1 [1].

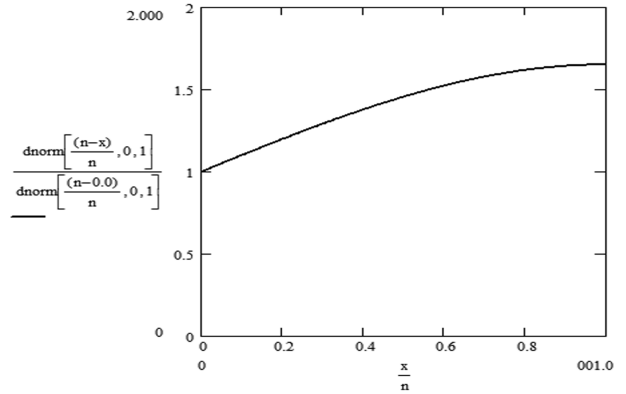


Рис. 1. Залежність відношення правдоподібності від відношення амплітуд сигналу й шуму

Аналіз табл. 1 показав, що байесів підхід статистичної оптимізації дозволяє виявляти радіосигнали, які нижчі за рівень шуму. Це видно з порога ухвалення рішення для критерію максимуму правдоподібності. Окрім того, з рис. 1 видно, що безпосереднє використання відношення правдоподібності для гаусівської моделі амплітудних флуктуацій внутрішніх шумів у разі детермінованого радіосигналу дозволяє виявляти і радіосигнали, що нижчі рівня внутрішнього шуму приймача.

Таблиця 1. Критерії ухвалення рішень у разі байесової статистичної оптимізації [1]

Критерій ухвалення рішення	Поріг	Графічна інтерпретація
Однопороговий Байєса $\Lambda = \frac{w(y/\theta = 1)}{w(y/\theta = 0)} \geq L_0$	$L_0 = \frac{q(C_{01} - C_{00})}{p(C_{10} - C_{11})}$	
Однопороговий Неймана – Пірсона	$\int_{L_0}^{\infty} w(y/0) dy = F$	
Однопороговий максимуму апостеріорної імовірності	$L_0 = \frac{q}{p}$	
Однопороговий максимуму правдоподібності	$L_0 = 1$	
Однопороговий мінімаксий	$L_0 = \left(\frac{q}{p} \right)_{MM} \frac{(C_{01} - C_{00})}{(C_{10} - C_{11})}$	
Двопороговий Вальда	$L_a \approx \frac{D}{F} \quad L_i \approx \frac{1-D}{1-F}$	

Чому в класичній радіолокації не виявляються радіосигнали, які нижчі за рівень шуму?

Не оцінюється значення відношення правдоподібності й не використовується безпосередньо з метою обробки інформації випадкових процесів.

У разі виведення відношення правдоподібності в класичній радіолокації чисельник і знаменник

$$\Lambda = \frac{\exp\left\{-\frac{1}{2\sigma^2} \sum_{k=1}^n (y_k - u_k)^2\right\}}{\exp\left\{-\frac{1}{2\sigma^2} \sum_{k=1}^n (y_k)^2\right\}}$$

скорочуються на множник

$$\exp\left\{-\frac{1}{2\sigma^2} \sum_{k=1}^n (y_k)^2\right\},$$

і тоді відношення правдоподібності має вигляд $\Lambda = \exp\left\{\frac{1}{\sigma^2} \sum_{k=1}^n u_k y_k - \frac{1}{2\sigma^2} \sum_{k=1}^n u_k^2\right\}$,

що фізично відповідає відділенню сигналу від шуму, чого в реальності не відбувається.

У постановці завдання в моделі радіосигналу не обумовлено використання еталонного радіосигналу.

2. Постановка завдання енергетичного виявлення

На основі закону збереження енергії і байєсівської безумовної оптимізації статистичних рішень в енергетичній теорії виявлення ставиться завдання виявити інтервал часу, де зосереджена сумарна енергія сигналу й шуму щодо усередненої енергії шуму в разі статистичної обробки випадкового процесу та використанні критерію мінімуму середнього ризику.

Прийняття рішення про виявлення сумарної енергії сигналу й шуму здійснюється після порівняння енергетичного відношення правдоподібності з порогом ухвалення рішення (наприклад, за критерієм Неймана – Пірсона).

3. Сутність енергетичної теорії виявлення радіосигналів

У енергетичній теорії виявлення формулюється як завдання виявлення інтервалу часу, де сумарна енергія сигналу й шуму щодо усередненої енергії шуму перевищує поріг виявлення, що дозволяє врахувати закон збереження енергії в разі статистичної обробки випадкового процесу.

У разі енергетичного виявлення радіосигналів, як і в класичній теорії виявлення [2], з метою ухвалення рішення про виявлення радіосигналу використовується критерій мінімуму середнього ризику

$$\begin{aligned} \bar{r} &= r_{i0} P(A_1)(1-D) + r_{i\delta} P(A_0)F, \\ \bar{r} &= r_{np} P(A_1) - r_{i\delta} P(A_1)(D-l \cdot F), \end{aligned} \quad (1)$$

де $l = \frac{r_{\delta 0} D(A_0)}{r_{i\delta} D(A_1)}$ – ваговий множник; $r_{i\delta}, r_{i0}$ – ризику хибної тривоги й пропуску цілі; $P(A_1)$ – вірогідність наявності цілі; $P(A_0)$ – імовірність відсутності цілі; D – умовна ймовірність правильного виявлення; F – умовна ймовірність хибної тривоги.

Мінімум вираз (1) маємо при

$$[D - L_0 F] = \int_{-\infty}^{\infty} p_n(y^2) A^*(\delta^2) [L(y^2) - L_0] dy = \max,$$

де $A^*(y^2)$ – оптимальне правило ухвалення рішення щодо виявлення відносної сумарної енергії сигналу й шуму; $L(y^2) = \frac{\delta_{sn}(y^2)}{\delta_n(y^2)}$ – енергетичне відношення правдоподібності на відміну від класичного підходу; $p_{sn}(y^2)$ – щільність імовірності розподілу сумарної енергії сигналу й шуму; $p_n(y^2)$ – щільність імовірності розподілу енергії внутрішнього шуму приймача. Енергетичне відношення правдоподібності враховує закон збереження енергії; L_0 – поріг виявлення, який визначається, як прийнято в радіолокації, критерієм Неймана – Пірсона.

У разі енергетичного підходу необхідно оцінити щільність імовірності сумарної енергії сигналу й шуму $p_{sn}(y^2)$ після відношення до щільності імовірності розподілу енергії шуму $p_n(y^2)$.

Оскільки щільність імовірності розподілу сумарної енергії сигналу й шуму залежить від часу запізнювання радіосигналу та його енергії, то в умовах апріорної невизначеності часового запізнювання радіосигналу виникає необхідність оцінки сумарної енергії сигналу й шуму на всіх інтервалах аналізу $m = T/\tau$ протягом періоду проходження зондувальних радіосигналів. Апостеріорна щільність імовірності розподілу сумарної енергії сигналу й шуму безпосередньо пов'язана з оцінками енергії на всіх інтервалах аналізу. Очевидним є припущення, що енергетичне відношення правдоподібності $L(y^2)$ функціонально пов'язано з оцінками енергії поточної реалізації у :

$$L(y^2) \square K(y^2) = \frac{W_{sn}^{\tau_i}}{W_n^{\tau_{i,2}}} \quad \forall i \in 1 \dots m,$$

де $W_{sn} = \sum_{k=0}^n \{y_k\}^2 \Delta t_k$ – оцінка енергії нероздільної суми амплітуд сигнал+шум на інтервалі, рівному тривалості радіосигналу; n – загальна кількість дискретних вимірів на інтервалі статистичного аналізу τ ; $W_n = \frac{1}{M} \left[\sum_{k=0}^n \{\xi_k\}^2 \Delta t_{k1} + \sum_{j=0}^n \{\xi_j\}^2 \Delta t_j + \dots \right]$ – оцінка усередненого значення енергії вхідної реалізації шуму на M інтервалах, рівних тривалості радіосигналу.

Отримане відношення статистичної оцінки сумарної енергії сигналу й шуму до усередненої енергії шуму за декілька попередніх інтервалів аналізу називатимемо надалі енергетичним відношенням правдоподібності, маючи на увазі тільки його функціональний зв'язок.

Поріг ухвалення рішення в разі виявлення радіосигналу L_0 у радіолокації визначається за критерієм Неймана – Пірсона з виразу умовної імовірності хибної тривоги. Для моделі χ^2 -розподілу суми квадратів амплітуд, що оцифровано, гаусівських шумових вибірок умовна ймовірність хибних тривог має вигляд [2, 3]

$$F = \frac{1}{\sqrt{2^n \sigma^2 n} \Gamma(n/2)} \int_{L_0}^{\infty} \left(\frac{y}{\sigma^2} \right)^{n/2-1} \exp\left(-\frac{y}{\sigma^2}\right) dy$$

Вимога обмеження умовної імовірності хибної тривоги приводить до небайєсівського критерію Неймана – Пірсона, як це зазначено в роботі [2].

4. Якісні показники енергетичного виявлення детермінованого радіосигналу у разі гаусівської моделі амплітуд випадкових величин внутрішнього шуму

З метою визначення щільності ймовірності розподілу суми енергій детермінованого радіосигналу з амплітудою a_i і гаусівських шумових вибірок ξ_i розглянемо

$$\sum_{i=1}^n (\xi_i + a_i)^2 = \sum_{i=1}^n \xi_i^2 + \sum_{i=1}^n (2a_i \xi_i + a_i^2)$$

Функція розподілу суми квадратів гаусівської випадкової величини $\sum_{i=1}^n \xi_i^2$ описується χ^2 -розподілом [3]

$$f_{\xi_i^2} = \frac{1}{\sigma^2} f_{\chi^2} \left(\frac{y}{\sigma^2} \right),$$

доданок $\sum 2a_i \xi_i$ має гаусівську функцію розподілу

$$f_{\sum 2a_i \xi_i} = \frac{1}{\sqrt{2\pi \sum 4a_i^2 \sigma^2}} e^{-\frac{y^2}{\sum 4a_i^2 \sigma^2}} = N\left(0, \sqrt{\sum 4a_i^2 \sigma^2}\right)$$

Розподіл суми випадкових величин $\sum (2a_i \xi_i + a_i^2)$ має гаусівську функцію розподілу

$$f_{\sum (2a_i \xi_i + a_i^2)} = \frac{1}{\sqrt{2\pi \sum (2a_i \xi_i + a_i^2)}} e^{-\frac{y^2 - \sum a_i^2}{\sum 4a_i^2 \sigma^2}} = N\left(\sum a_i^2, \sqrt{\sum (2a_i \xi_i + a_i^2)}\right)$$

Щільність імовірності розподілу квадрата суми випадкових величин має вигляд інтеграла згортки гаусівської функції розподілу й χ^2 -розподілу:

$$f(y) = \frac{1}{\sigma^2} \int_{-\infty}^{\infty} f_{\chi^2} \left(\frac{t}{\sigma^2}, n \right) f_N \left((y-t), \sum a_i^2, \sqrt{\sum 4a_i^2 \sigma^2} \right) dt \quad (2)$$

Інтегральна функція розподілу випадкової величини (2) характеризує умовну ймовірність хибного виявлення сумарної енергії сигналу й шуму за відсутності сигналу

$$F(y) = \int_{L_0}^{\infty} f(y) dy \quad (3)$$

Умовна ймовірність правильного виявлення радіосигналу визначається за виразом

$$D = \frac{1}{\sigma^2} \int_{L_0}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} f_{\chi^2} \left(\frac{t}{\sigma^2}, n \right) f_N \left((y-t), \sum a_i^2, \sqrt{\sum 4a_i^2 \sigma^2} \right) dt dy \quad (4)$$

де $f_N \left((y-t), \sum a_i^2, \sqrt{\sum 4a_i^2 \sigma^2} \right)$ – гаусівська функція розподілу суміші детермінованого сигналу й шуму.

Поріг енергетичного виявлення сумарного радіосигналу й шуму L_0 визначається з рівняння

$$P \left\{ \sum_{i=1}^n (\xi_i^2 \Delta t) > L_0 \right\} = F,$$

де ξ_i^2 – квадрат амплітуди шумової гаусівської вибірки; Δt – інтервал дискретизації вхідної реалізації випадкового процесу.

З урахуванням реального рівня внутрішніх шумів $P \left\{ \frac{1}{\sigma^2} \sum_{i=1}^n (\xi_i^2 \Delta t) > \frac{L_0}{\sigma^2 \Delta t} \right\} = F$.

Для моделі χ^2 -розподілу рівняння має вигляд

$$1 - F_{\chi^2}(x, n) = F; \quad x = \frac{L_0}{\sigma^2 \Delta t} \quad (5)$$

звідки поріг виявлення

$$L_0 = x \sigma^2 \Delta t, \quad (6)$$

де σ^2 – дисперсія випадкового процесу $y(t)$, яку визначено на інтервалі, де відсутній радіосигнал; L_0 – поріг ухвалення рішення про виявлення радіосигналу із заданою ймовірністю хибної тривоги F ; $F_{\chi^2}(x, n)$ – табульована функція χ^2 -розподілу суми квадратів амплітуд, які оцифровано шумовими вибірками n ; x – значення табульованої інтегральної функції χ^2 -розподілу суми квадратів амплітуд шумових вибірок, які оцифровано.

Умовна ймовірність правильного виявлення енергії сумарного детермінованого сигналу й гаусівського шуму в разі різної тривалості радіосигналів щодо фіксованої умовної імовірності хибної тривоги F й збігу інтервалу аналізу з тривалістю радіосигналу залежно від відношення енергій сигналу й шуму, які отримано з виразу (4) методом чисельного інтегрування, показано на рис. 2.

З рис. 2 випливає, що зі збільшенням тривалості радіосигналів поліпшується чутливість приймача до слабких радіосигналів. Гарантовано (з $D = 0,9$ $F = 10^{-6}$) виявляються слабкі радіосигнали з енергією 0,2 енергії шуму в разі тривалості $n > 5 \cdot 10^3$ (більших 500λ) з метою урахування того, що частота оцифрування радіосигналу на порядок вище частоти, яку він несе.

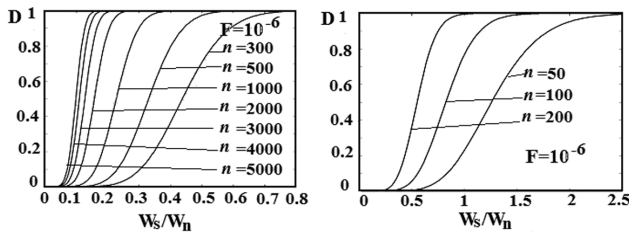


Рис. 2. Умовна ймовірність правильного виявлення сумарної енергії детермінованого радіосигналу різної тривалості й гаусівського шуму від відношення енергій радіосигналу та шуму

Справедливе і твердження, що в разі фіксованої тривалості радіосигналу за певних умов (які необхідно надалі з'ясувати) із збільшенням числа вибірок (точність виміру енергій сигналу й шуму) збільшується чутливість приймача (із запропонованим способом обробки) до слабких радіосигналів.

Умовна ймовірність правильного виявлення енергії сумарного детермінованого сигналу й гаусівського шуму в разі різних умовних ймовірностей хибних тривог F тривалих ($n \geq 10^5$) радіосигналів залежно від відношення енергій сигналу й шуму зображена на рис. 3.

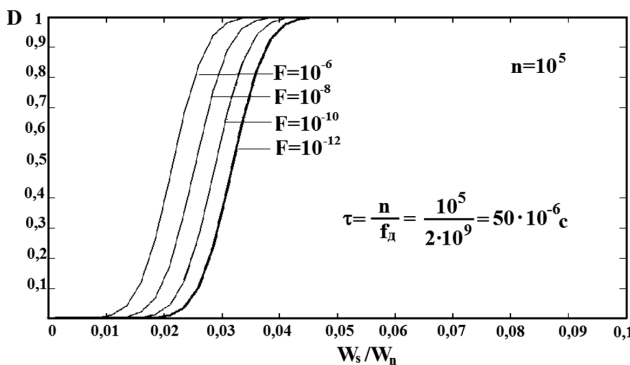


Рис. 3. Умовна ймовірність правильного виявлення сумарної енергії для моделі детермінованого тривалого радіосигналу й гаусівського шуму

5. Результати моделювання процесу енергетичного виявлення радіосигналу з відомими параметрами

На рис. 4 зображені графіки залежності умовної ймовірності правильного виявлення D енергії суми детермінованого радіосигналу з випадковою початковою фазою й гаусівського шуму в разі збігу інтервалу аналізу з тривалістю радіосигналу a й з половиною тривалості радіосигналу b для $F = 10^{-6}$; 10^{-8} ; 10^{-10} від амплітудного відношення сигнал/шум q відомого способу виявлення в разі тривалості сигналу пропорційній n вибірок, отримані з

імітаційної аналого-цифрової моделі статистичним шляхом для несучої частоти $f = 2 \cdot 10^8$ Гц й частоти оцифрування $f_s = 2 \cdot 10^9$ Гц у разі усереднення 10^5 реалізацій на кожну точку. На рис. 5 показано графік залежності порога прийняття рішення про виявлення сумарної енергії сигналу від цілі та шуму $L_0 = W_{sn} / W_n$ за критерієм Неймана – Пірсона для моделі χ^2 -розподілу суми квадратів амплітуд оцифрованих шумових вибірок від числа вибірок n для значень умовної ймовірності хибних тривог 10^{-4} ; 10^{-6} ; 10^{-8} ; 10^{-10} .

Із порівняння умовної ймовірності правильного виявлення енергії суми радіосигналу й шуму (рис. 2), оцінених за виразом (4) та отриманих шляхом статистичного моделювання для $n=500$ і випадкової початкової фази (рис. 6), видно їхню відповідність для випадку збігу інтервалу аналізу з тривалістю радіосигналу.

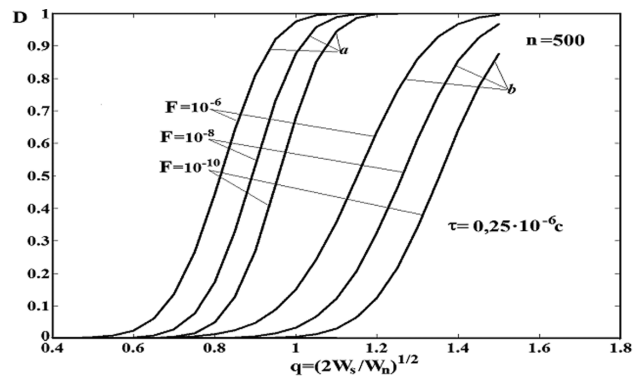


Рис. 4. Залежності умовної ймовірності правильного виявлення радіосигналу від його тривалості

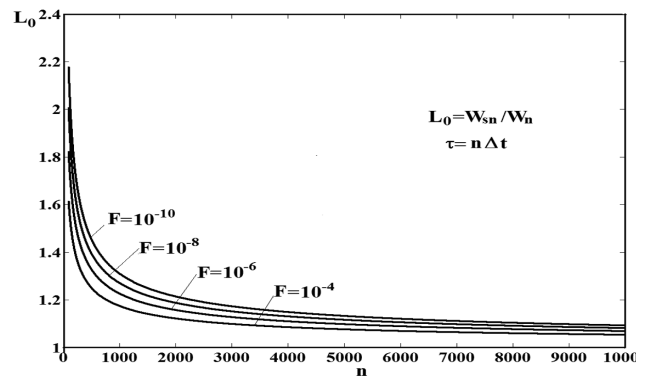


Рис. 5. Залежності порога прийняття рішення про виявлення радіосигналу від його тривалості

6. Виграш у дальності виявлення цілей

Виграш у дальності виявлення цілей з метою використання енергетичного критерію в порівнянні

з класичною теорією виявлення [1, 2] можливо оцінити шляхом порівняння кривих виявлення класичної радіолокації й тих, що отримано в енергетичній теорії як шляхом моделювання, так й при теоретичній оцінці, виходячи з щільності ймовірності розподілу сумарної енергії сигналу й шуму, яка визначається інтегралом згортки гаусівського та χ^2 -розподілів, за відношенням максимальних дальностей виявлення цілей при енергетичного виявлення r_E й відомому [1] способі виявлення r_A :

$$\frac{r_E}{r_A} = \sqrt[4]{\frac{\gamma_\Sigma^A}{\gamma_\Sigma^E}}, \text{ де } \gamma_\Sigma^E \text{ і } \gamma_\Sigma^A - \text{коєфіцієнти розрізненості.}$$

Криві виявлення сигналів з повністю відомими параметрами, з випадковою початковою фазою і сигналів з релєївськими флуктуаціями класичної радіолокації показані на рис. 6 [2].

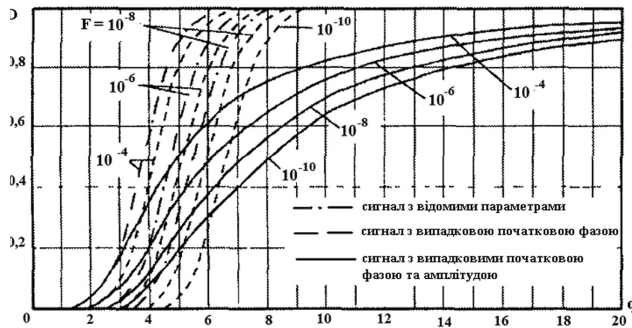


Рис. 6. Умовна ймовірність правильного виявлення сигналів з повністю відомими параметрами, з випадковою початковою фазою і сигналів з релєївськими флуктуаціями класичної радіолокації

Оскільки криві виявлення енергетичної теорії істотно залежать від тривалості радіосигналу, то й оцінки виграшу будуть різними для різної тривалості радіосигналів. Коректним є порівняння виграшу для моделі детермінованого радіосигналу енергетичної теорії і кривих виявлення сигналу з випадковою початковою фазою класичної теорії.

З формули $\frac{r_E}{r_A}$ і кривих виявлення класичної радіолокації та енергетичної теорії (рис. 2–6) видно, що в якнайгіршому випадку дальність виявлення радіолокаційної цілі при енергетичному критерії виявлення й незмінному потенціалі РЛС при $F = 10^{-6}$ $D = 0,9$ виросте більш ніж в 2,62 разу для радіосигналів з випадковою початковою фазою, які збіглися з інтервалом аналізу. Виграш в дальності виявлення для тривалих сигналів з $\tau \square 10^4 \lambda$ складає в ідеальному випадку 5,3 разу (табл. 2).

Таблиця 2. Виграш у дальності в разі енергетичного виявлення

n	W_s/W_n $F=10^{-6}; D=0,9$	q^E	q^A	r_E/r_A
500	0,45	0,9486	6,5	2,618
1000	0,3	0,7746	6,5	2,897
1500	0,25	0,7071	6,5	3,032
4500	0,145	0,538	6,5	3,476
6500	0,1	0,447	6,5	3,813
10^5	0,027	0,2323	6,5	5,289

7. Способи практичної реалізації енергетичного виявлення радіосигналів

Послідовне (одноканальне) виявлення. Суть практичного застосування способу енергетичного виявлення радіосигналів, який запропоновано в роботах [4, 5] полягає в розбитті періоду проходження радіосигналів T на інтервали часу, рівні тривалості очікуваного сигналу τ , й виміри енергії на кожному з них. Значення енергій, які набуто, є джерелом визначення послідовності енергетичних відношень правдоподібності $\|L(y^2)\|$.

Енергетичне відношення правдоподібності початкових інтервалів аналізу визначається як відношення оцінки енергії поточного інтервалу аналізу до усередненої енергії шуму за попередній період проходження зондуючих сигналів, а наступних – як відношення поточної енергії до усередненої енергії $(i-2)$ інтервалу аналізу. Ухвалення рішення про виявлення радіосигналу в кожному інтервалі аналізу здійснюється після порівняння значення енергетичного відношення правдоподібності $L(y^2)$ для довільного закону розподілу випадкових величин з порогом ухвалення рішення L_0 :

$$L(y^2) = \frac{W_{sn} \pm \Delta W}{W_n} > L_0 \quad \forall i \in 1 \dots m,$$

де $\pm \Delta W(y^2)$ – величина енергетичних флуктуацій поточного значення енергії шуму відносно усередненого значення енергії шуму й визначає граничну чутливість способу виявлення.

В цьому разі процес енергетичного виявлення дозволяє зробити квазіоптимальний прийом за енергетикою на підставі аналізу пропорції відношення (сигнал+шум)/шум в двох інтервалах аналізу й зрушити інтервал аналізу на відстань, пропорційну цьому відношенню, та отримати

максимальне енергетичне відношення на інтервалі оцінювання. Положення сигналу, квазіоптимальне в енергетичному відношенні (сигнал+шум)/шум, визначається виразом початку цього інтервалу аналізу

$$t_{\delta} = t_k - \frac{(W_1 - W_n)}{W} \tau, \quad (7)$$

де $W = (W_1 - W_n) + (W_2 - W_n)$ – енергія сигналу в разі оптимального енергетичного виявлення; $(W_1 - W_n)$; $(W_2 - W_n)$ – енергії сигналу в першому та другому інтервалах аналізу; t_k – положення центра двох сусідніх інтервалів аналізу, які перевищили поріг виявлення (у разі рівності енергій $(W_1 - W_n) = (W_2 - W_n)$ положення сигналу від цілі визначається як $(t_k - \frac{\tau}{2})$); W_n – значення усередненої енергії шуму; W_i – значення енергії суміші сигналу й шуму в i -му інтервалі аналізу.

Завершальне ухвалення рішення про оптимальне енергетичне виявлення здійснюється шляхом пошуку максимального значення енергетичного відношення правдоподібності в разі зміни інтервалу аналізу, пропорційному діапазону можливих флуктуацій поточного значення енергії шуму відносно усередненого значення $\pm \Delta t$:

$$t_{\delta} = (t_k - \frac{(W_1 - W_n)}{W} \tau) \pm \Delta t. \quad (8)$$

Спосіб оптимального послідовного енергетичного виявлення радіосигналів реалізується за допомогою алгоритму оптимального енергетичного виявлення радіосигналів на основі перевірки статистичних гіпотез за критерієм мінімуму середнього ризику з використанням енергетичного відношення правдоподібності, що зображений на рис. 7, [6].

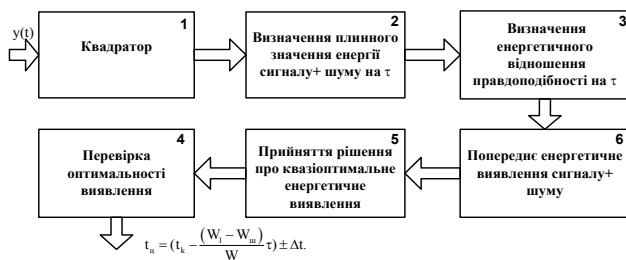


Рис. 7. Алгоритм оптимального послідовного енергетичного виявлення радіосигналів

Паралельне (багатоканальне) виявлення. Недоліком одноканального способу енергетичного виявлення радіосигналів є те, що він не забезпечує рівномірну чутливість приймача до енергетики

радіосигналів на інтервалі періоду слідування зондуючого сигналу унаслідок випадкового розташування радіосигналу щодо інтервалу аналізу. Це видно з кривих виявлення радіосигналу (рис. 3) для випадку збігу інтервалу аналізу з радіосигналом й у разі збігу інтервалу аналізу з половиною радіосигналу, коли енергія сигналу ділиться між двома інтервалами аналізу.

Способом стабілізації чутливості радіоприймача при енергетичному виявленні радіосигналів і випадковому їхньому розташуванні щодо часового інтервалу аналізу, який наблизить криві виявлення якнайгіршого випадку до ідеального, тобто зробить чутливість радіоприймача однаково якнайкращою за період проходження зондуючих сигналів, є багатоканальне в часі виявлення й оцінювання часу затримки радіосигналу, як зазначено в роботі [7].

Задача вирішується за рахунок того, що з використанням критерію мінімуму середнього ризику в разі виявлення енергії суми радіосигналів і внутрішніх шумів радіоприймача на інтервалі аналізу, що дорівнює тривалості радіосигналу, застосовується обробка радіосигналів у N каналах, які максимально зсунуті в часі на $\frac{n\Delta t}{2}$ із затримкою в кожному з них на $m\Delta t$, де Δt – інтервал дискретизації; n – кількість оцифрованих вибірок за тривалість радіоімпульсу. Ухвалення рішення про квазіоптимальне виявлення радіосигналу здійснюється після аналізу енергетичних відношень правдоподібності на виході часових каналів виявлення за критерієм максимуму енергетичного відношення правдоподібності

$$\max_{0 - \delta} \frac{(W_s + W_n)|_{\tau_i}}{W_n|_{\tau_i - 2}} \geq L_0. \quad (9)$$

Спосіб оптимального паралельного енергетичного виявлення радіосигналів реалізується за допомогою алгоритму енергетичного виявлення суми енергій радіосигналу й шуму, що зображений на рис. 8.

Суть багатоканального в часі енергетичного виявлення радіосигналів способу, який запропоновано, полягає в сумарному зсуві вхідної реалізації у N каналах на час, рівний половині тривалості радіоімпульсу, розбитті періоду проходження радіосигналів T в кожному часовому каналі на інтервали часу, рівні тривалості очікуваного сигналу τ , й вимірі енергії суміші сигналу та шуму в кожному з них. Набуті значення енергій є джерелом для

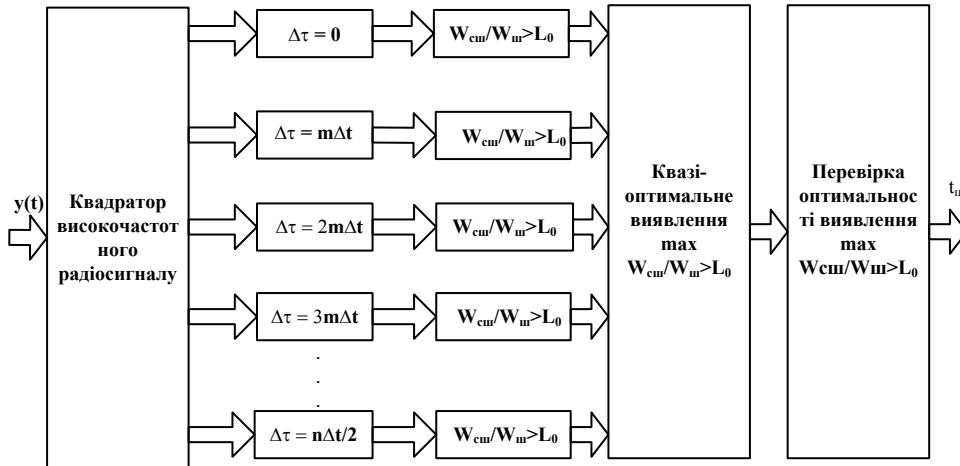


Рис.8. Алгоритм багатоканального оптимального енергетичного виявлення суми енергій радіосигналу й шуму

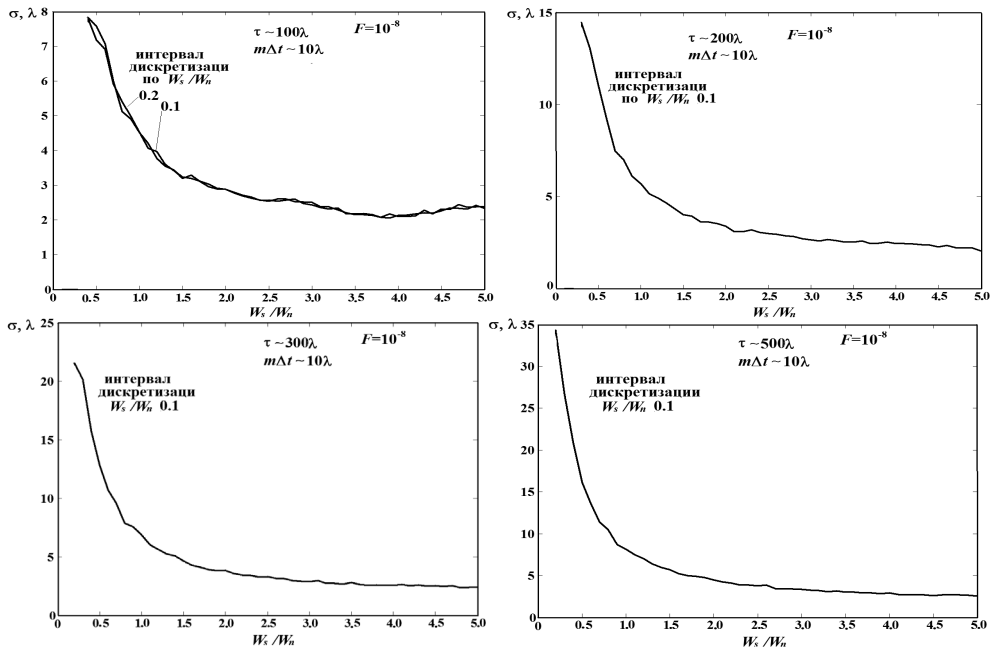


Рис. 9. Залежності середньквдратичної помилки визначення дальності до цілі від енергетичного відношення сигнал/шум у разі різних τ

визначення послідовності енергетичних відношень правдоподібності. Енергетичні відношення правдоподібності перших інтервалів аналізу визначаються як відношення оцінки енергії поточного інтервалу аналізу до усередненої енергії шуму за попередні періоди проходження зондуючих сигналів. У цьому разі процес енергетичного виявлення дозволяє вирішити щодо можливості квазіоптимального виявлення за енергетикою на підставі аналізу енергетичних відношень правдоподібності

в кожному часовому каналі й знаходження каналу з їхнім максимальним значенням (9).

Завершальне прийняття рішення про оптимальне енергетичне виявлення здійснюється шляхом пошуку максимального значення енергетичного відношення правдоподібності при послідовній зміні інтервалу аналізу на крок у діапазоні $\pm \Delta t$ щодо квазіоптимального пропорційному діапазону можливих флуктуацій енергії внутрішнього шуму приймача щодо його усередненої енергії.

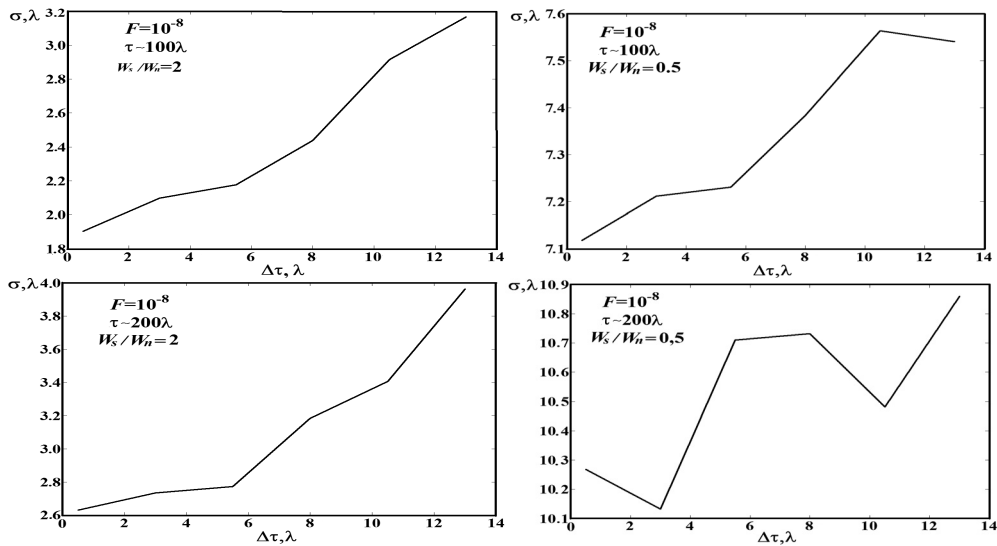


Рис. 10. Залежності середньоквадратичної помилки визначення дальності до цілі від величини затримки між часовими каналами виявлення при τ відповідному 100λ і 200λ та відношеннях $W_s/W_n = 2$; $W_s/W_n = 0,5$

8. Дослідження багатоканального виявляча радіосигналів

Дослідженню підлягав алгоритм, аналогом якого є багатоканальний виявляч із затримкою сигналу в кожному каналі на $m\Delta t \quad \forall m \in 1 \dots n/2$. У кожному каналі оцінюється енергія сигналу на інтервалі, рівному тривалості радіосигналу, й знаходиться відношення оцінки енергії поточного інтервалу аналізу до усередненої енергії шуму за попередній період проходження зонduючих сигналів, а наступні – як відношення поточної енергії до усередненої енергії шуму ($i-2$) інтервалу аналізу. Прийняття рішення про виявлення радіосигналу приймається за критерієм максимуму енергетичного відношення правдоподібності. Попередні результати моделювання показані на рис. 9 і 10.

На рис. 9 зображено залежності середньоквадратичної помилки визначення дальності до цілі в довжинах хвиль зонduючого сигналу в разі тривалості радіосигналів $\tau \sim 100\lambda$; 200λ ; 300λ ; 500λ при ймовірності хибних тривог 10^{-8} і затримці обробки інформації між часовими каналами виявлення $\Delta\tau$: 10λ у разі аналого-цифрового моделювання й усереднення 1000 реалізацій на кожену точку від енергетичного відношення сигнал/шум.

Із аналізу графіків на рис. 9 видно, що середньоквадратична помилка визначення інтервалу часу знаходження сумарної енергії сигналу й шуму істотно залежить від відношення енергії сигналу до енергії шуму й змінюється від 8λ до $2,5\lambda$ у разі зміни W_s/W_n в межах $0,5 \dots 5$ при тривалості

радіосигналу 100λ і затримці обробки інформації між часовими каналами виявлення τ : 10λ . Із збільшенням тривалості радіосигналу від 100λ до 500λ за умови малих відношень енергії сигналу до енергії шуму ($0,5$) середньоквадратична помилка оцінки дальності до цілі зростає від 8λ до 35λ . За умови відношення енергії сигналу до енергії шуму $W_s/W_n = 5$ помилка визначення дальності від тривалості радіосигналу не залежить і складає $2,5\lambda$.

На рис. 10 показані графіки залежності середньоквадратичної помилки визначення дальності до цілі в довжинах хвиль зонduючого сигналу в разі тривалості радіосигналів $\tau \square 100\lambda$, 200λ і відношеннях енергії радіосигналу до енергії шуму $W_s/W_n = 2$, $W_s/W_n = 0,5$ за умови ймовірності хибних тривог 10^{-8} , аналого-цифровому моделюванні й усередненні 1000 реалізацій на кожену точку від величини затримки обробки інформації між часовими каналами виявлення.

З аналізу графіків на рис. 10 видно, що середньоквадратична помилка визначення інтервалу часу знаходження сумарної енергії сигналу й шуму істотно залежить від відношення енергії сигналу до енергії шуму й змінюється приблизно на λ у разі зміни затримки між часовими каналами виявлення від λ до 10λ .

9. Функція непогодження (неоднозначності, невизначеності) радіосигналів

Непогодження параметрів когерентних сигналів оцінюється за вихідним ефектом засобу обробки радіосигналів. Вихідний ефект класичної системи обробки – це модуль кореляційного інтеграла

$|Z(\alpha_c, \alpha)| = \Psi(\alpha_c, \alpha)$. Останній вважають оптимізованим для очікуваного сигналу на тлі некорельованих стаціонарних внутрішніх шумів радіоприймача з фіксованою щільністю потужності. Сукупний векторний параметр сигналу непогоджений відносно очікуваного параметра α , що істотно при виявленні, вимірі й розрізненні. Прийнятий сигнал $Y(t) = X(t, \alpha_c)$ вважають без впливу додаткових перешкод, але зі значенням непогодженого параметра α_τ . Функція непогодження

$$\Psi(\alpha_c, \alpha) = \left| \int_{-\infty}^{\infty} X^T(t, \alpha_c) X^*(t, \alpha) dt \right|.$$

Нормована функція непогодження

$$\rho(\alpha_c, \alpha) = \Psi(\alpha_c, \alpha) / \sqrt{\Psi(\alpha_c, \alpha_c) \Psi(\alpha, \alpha)}.$$

В енергетичній теорії виявлення вихідний ефект процесу обробки сигналів – це визначення поточного енергетичного відношення правдоподібності суми радіосигналу й шуму до усередненої енергії шуму за декілька попередніх інтервалів аналізу, рівних тривалості радіосигналу, й порівняння з порогом виявлення.

У цьому разі функція непогодження залежить від одного параметра τ , що фізично означає ступінь відхилення показника, який визначається, енергетичного відношення правдоподібності від інтервалу аналізу. Нормована функція непогодження – це відношення модуля кореляційного інтеграла між енергетичним відношенням правдоподібності й функцією аналізу в часі до модуля узгодженого в часі енергетичного відношення правдоподібності:

$$\rho_E(\tau) = \left| \int_{-\infty}^{\infty} L(t-\tau) A^*(t) dt \right| / \left| \int_{-\infty}^{\infty} L(t) dt \right|,$$

де $A^*(t)$ – положення оптимальної функції аналізу в часі,

$$A^*(t) = \begin{cases} 1 & t = \tau_e; \\ 0 & t > \tau_e. \end{cases}$$

$L(t-\tau)$ – непогоджене енергетичне відношення правдоподібності в часі; $L(t)$ – узгоджене в часі енергетичне відношення правдоподібності.

На рис. 11 зображена нормована функція непогодження з метою виявлення суми енергій радіосигналу й шуму.

На рис. 11,а зображено функцію непогодження для одного інтервалу аналізу. У разі послідовного виявлення функція непогодження має вигляд, показаний на рис. 11,б, а в разі багатоканального виявлення – на рис. 11,с.

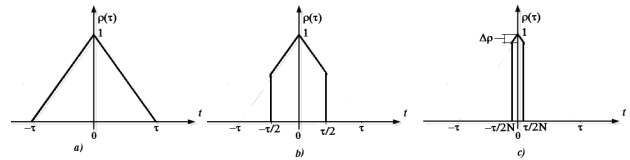


Рис. 11. Нормована функція непогодження з метою виявлення енергії суми радіосигналу й шуму

У разі енергетичного послідовного виявлення потрапляння радіосигналу на два інтервали аналізу, тобто коли енергія радіосигналу порівну ділиться між двома інтервалами аналізу – це якнайгірший випадок, який вірогідний. Цей недолік усувається шляхом використання багатоканального виявляча. Незбіг радіосигналу з інтервалом аналізу веде до енергетичних втрат. Максимальні відносні енергетичні втрати $\Delta\rho$ у разі виявлення визначаються величиною поточних енергетичних флуктуацій шуму щодо його усередненої енергії на інтервалі статистичного аналізу й залежать від тривалості радіоімпульсу. Ширина піка функції непогодження з метою багатоканального виявлення визначається інтервалом дискретизації затримок між каналами $\Delta\tau = \tau / N$, де N – число каналів обробки інформації.

З метою енергетичного виявлення в широкій смузі засобу АЦП значення доплерівської частоти й форми радіосигналу не впливають на оптимальне виявлення сумарної енергії сигналу й шуму, що важливо для оптимального виявлення в разі апріорної невизначеності форми й несучої частоти радіосигналу.

10. Енергетичне виявлення радіосигналів ПРИ впливі активних шумових перешкод

Розпізнавання впливу маскуючих шумових перешкод можливе за рахунок запам'ятовування значення рівня власних шумів попередніх вимірів W_n при апріорній відсутності активних перешкод, що видно з аналізу енергетичного відношення правдоподібності згідно з [8]

$$\max_{0-O} \frac{(W_s + W_n + W_{ai})|_{\tau_i}}{W_n|_{\tau_{i-2}}} \geq L_0, \quad (10)$$

де W_{ai} – абсолютний енергетичний рівень активної перешкоди; W_s – енергетичний рівень радіосигналу; W_n – енергетичний рівень внутрішнього шуму.

Поріг енергетичного виявлення активної маскуючої перешкоди L_0 визначається за рівнянням (5) і має значення (6).

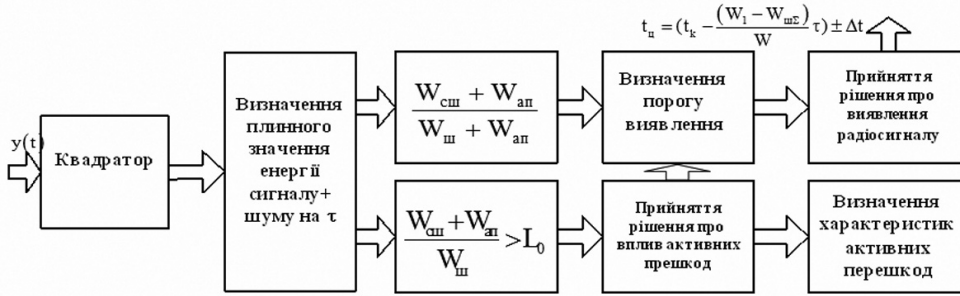


Рис. 12. Загальна схема способу енергетичного виявлення радіосигналів за умови впливу активних маскуючих перешкод

За відсутності сигналу енергетичне відношення правдоподібності показує відносний рівень активної перешкоди. Тривалість дії активної перешкоди визначається кількістю інтервалів, де сталося перевищення порога виявлення.

Чутливість критерію до виявлення сигналу на фоні активних маскуючих перешкод визначається за таким енергетичного відношення правдоподібності:

$$\max_{0-\infty} \frac{(W_{sn} + W_{ai} + \Delta W)|_{t_i}}{(W_n + W_{ai})|_{t_{i-2}}} > L_1. \quad (11)$$

Виявлення початку інтервалу розташування сумарної енергії сигналу, активної маскуючої перешкоди й внутрішнього шуму здійснюється за методикою, аналогічною виявленню сумарної енергії активної маскуючої перешкоди й внутрішнього шуму приймача. У разі послідовного виявлення у виразі (7) для t_o значення W_i – значення енергії суміші сигналу, активної маскуючої перешкоди й шуму в i -му інтервалі аналізу; $W = (W_1 - W_{n\Sigma}) + (W_2 - W_{n\Sigma})$ – значення енергії сигналу при оптимальному енергетичному виявленні; $(W_1 - W_{n\Sigma})$, $(W_2 - W_{n\Sigma})$ – рівні енергії радіосигналу в першому та другому інтервалах аналізу; $W_{n\Sigma} = W_n + W_{ai}$ – рівень енергії гаусівських внутрішніх шумів й активної маскуючої перешкоди; ΔW – рівень флуктуацій поточного значення енергії шуму відносно її усередненого значення; L_1 – поріг енергетичного виявлення радіосигналу, в разі дії активної маскуючої перешкоди визначається з рівняння (5) і має значення (6) з урахуванням сумарної дисперсії гаусівських внутрішніх шумів й активної маскуючої перешкоди.

На рис. 12 показано загальну схему способу енергетичного виявлення радіосигналів за умови впливу активних маскуючих перешкод на основі перевірки статистичних гіпотез за критерієм мінімуму середнього ризику з використанням різних енергетичних відношень правдоподібності (10), (11).

На рис. 13 подано ілюстрацію способу енергетичного виявлення радіосигналу на фоні активної маскуючої перешкоди (рис. 13,а), що за енергетикою в 2 рази перевищує рівень власних шумів, без врахування флуктуацій поточного значення енергії суми радіосигналу, власних шумів і перешкод щодо усередненого рівня енергії суми власних шумів і перешкод (рис. 13,б).

Результати дослідження стійкості енергетичного критерію при впливі активних шумових перешкод у разі 10% флуктуаціях енергії внутрішніх шумів показані на рис. 14.

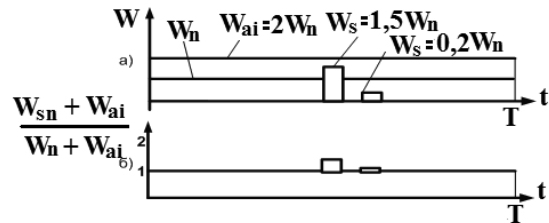


Рис. 13. Ілюстрація енергетичного критерію виявлення радіосигналу на фоні активної маскуючої перешкоди

З рис. 14 видно, що навіть при високих рівнях активних маскуючих перешкод енергетичний критерій є дієздатним і сигнал буде виявлено, якщо перевищить поріг виявлення L_1 . Поріг виявлення радіосигналу L_1 визначається з виразу умовної імовірності хибних тривог (6) з урахуванням сумарної дисперсії гаусівських внутрішніх шумів й активної маскуючої перешкоди.

11. Висновки

Варіант теорії виявлення радіосигналу, який запропоновано, на фоні внутрішнього шуму (енергетичної теорії виявлення) відрізняється самою постановкою завдання: виявляються не амплітуди

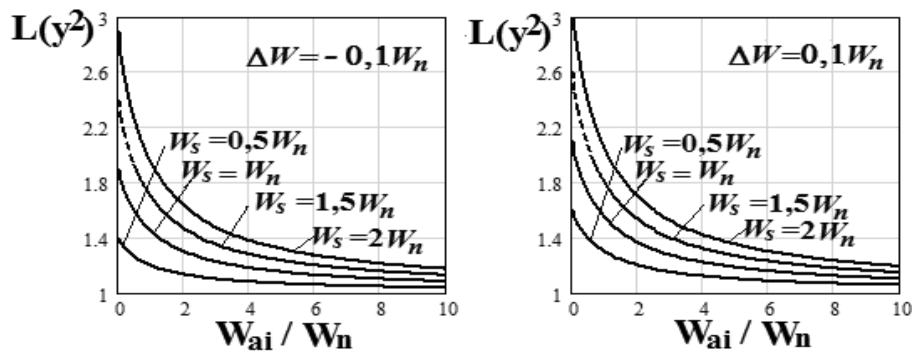


Рис. 14. Результати дослідження стійкості енергетичного критерію у разі впливу активних шумових перешкод

радіосигналів, а інтервали часу, де відносна сумарна енергія сигналу й шуму перевищує поріг виявлення.

Енергетичний підхід дозволяє об'єктивніше описати процес виявлення сигналів з довільним законом розподілу амплітудних флуктуацій при впливі активних маскуючих перешкод і має велике значення з метою практичного застосування як в радіолокації, так і в радіотехніці. Він дозволяє, наприклад, збільшити дальність виявлення в системах радіолокації при тому ж потенціалі в 2...5 разів (або зменшити потенціал мінімум на порядок з метою виконання визначеного завдання).

Використання критерію мінімуму середнього ризику в разі розгляду завдання енергетичного виявлення є простим і достатньо універсальним способом статистичної оптимізації.

Попередні дослідження показали такі недоліки класичної теорії виявлення сигналів та її практичної реалізації для $q \leq 1$.

Відношення правдоподібності не спирається на закон збереження енергії.

Відношення правдоподібності не вимірюється й безпосередньо не використовується як критерій з метою ухвалення рішення про виявлення радіосигналів.

Використання відношення правдоподібності принципово не дозволяє виявляти радіосигнали, менші за енергетикою внутрішніх шумів.

Недоліками практичної реалізації теоретичних основ є такі.

У радіоприймачах ведеться амплітудна обробка радіосигналів, не враховуючи того, що відношення правдоподібності містить енергетичні показники.

При виявленні радіосигналів не враховується їхня тривалість, що веде до зростання хибних тривог. Так, хибне виявлення навіть мілісекундних

радіосигналів без врахування їхньої тривалості можливе через будь-які амплітудні викиди випадкового процесу. Стабілізація хибних тривог вимагає високих відношень сигнал/шум і високих порогів виявлення, що веде до великих енергетичних витрат радіопередавальних пристроїв.

Оптимальний фільтр для прямокутного радіосигналу з енергетичного погляду не є оптимальним унаслідок того, що збільшує тривалість радіосигналу в два рази й зменшує енергію радіосигналу в два рази.

Використання наведеного альтернативного варіанта енергетичного виявлення радіосигналів від цілі цифровими РЛС відкриває перспективу побудови нових низкопотенційних радіолокаторів з автоматичним розпізнаванням дії активних маскуючих перешкод, підвищення бойових можливостей існуючих РЛС. Результати досліджень можуть бути узагальнені на радіотехнічні системи, де використовується процес виявлення й оцінювання параметрів радіосигналів на фоні внутрішнього шуму й радіоперешкод.

Список літератури

1. Бакулев П. А. Радиолокационные системы: учебн. для вузов. – М.: Радиотехника, 2004. – 320 с.
2. Радиоэлектронные системы: основы построения и теория: справ. // Я. Д. Ширман [и др.]; под ред. Я. Д. Ширмана. – М.: ЗАО «Маквис», 1998. – 828 с.
3. Вентцель Е. С. Теория вероятностей и её инженерные приложения: учеб. пособие для вузов / Вентцель Е. С., Овчаров Л. А. – 2-е изд., стер. – М.: Высш. шк., 2000. – 480 с.
4. Теоретичні основи новітніх технологій побудови радіолокаційних систем /

- Певцов Г. В. [та ін.] // Наука і оборона. – 2014. – № 2. – С. 45–53.
5. *Метод* енергетичного виявлення радіосигналів / Певцов Г. В. [та ін.] // Системи управління, навігації та зв'язку. – 2010. – № 4 (16). – С. 72–76.
 6. *Патент* на корисну модель 57216. Україна, МПК G01S 7/02. Процес енергетичного виявлення радіосигналів / Г. В. Певцов, А. Я. Яцуценко [та ін.]. – №201012202; заявл. 15.10.2010; опубл. 10.02.2011, Бюл. № 3.
 7. *Патент* на корисну модель 64707. Україна, МПК G01S 7/34. Спосіб багатоканального за часом енергетичного виявлення радіосигналів / Г. В. Певцов, А. Я. Яцуценко [та ін.]. – №201106721; заявл. 30.05.2011; опубл. 10.11.2011, Бюл. №21.
 8. *Патент* на корисну модель 64706. Україна, МПК G01S 7/34. Спосіб енергетичного виявлення радіосигналів при впливі активних маскуючих перешкод / Г. В. Певцов, А. Я. Яцуценко [та ін.]. – №201106697; заявл. 30.05.2011; опубл. 10.11.2011, Бюл. №21.
 9. Певцов Г.В., Яцуценко А.Я., Карлов Д.В., Трофименко Ю.В., Клімішен О.О., Остапова А.М. Основи енергетичного виявлення-оцінювання параметрів радіосигналів / Г. В. Певцов [та ін.] // Сб. науч. трудов 4-го Международного радиоэлектронного форума (МРФ 2011). – Харьков, 2011. – С. 192–195.
 10. *Pevtsov G. Theoretical Basics of Radar Signals Energy Detection* / Pevtsov G., Yatsutsenko A., Trofimenko Yu., Karlov D., Bortsova M. [Electron recourse]: Proc. of the 14th International Conference on Mathematical Methods in Electromagnetic Theory. – Kharkov: KNAME, 2012. – 1 CD-ROM.

УДК 623.62+621.391.037

С. Д. ЗІБІН, наук. співробітник, **А. О. ПОПОВ**, канд. техн. наук, **В. В. ТВЕРДОХЛІБОВ**, канд. техн. наук, **М.І. ВАСЬКІВСЬКИЙ**, док. техн. наук (Центральний науково-дослідний інститут озброєння та військової техніки Збройних Сил України, м. Київ)

АНАЛІЗ СУЧАСНОГО СТАНУ РОЗВИТКУ МАЛОГАБАРИТНИХ СИСТЕМ РАДІОЕЛЕКТРОННОЇ РОЗВІДКИ

Узагальнено тактико-технічні характеристики сучасних зразків малогабаритних систем радіоелектронної розвідки. Наведено основні напрями та тенденції їхнього розвитку. Здійснено порівняльний аналіз технічного рівня 10 зразків сучасних малогабаритних систем радіоелектронної розвідки.

Обобщены тактико-технические характеристики современных образцов малогабаритных систем радиоэлектронной разведки. Рассмотрены основные направления и тенденции их развития. Осуществлен сравнительный анализ технического уровня 10 образцов современных малогабаритных систем радиоэлектронной разведки. Анализ ТТХ осуществлялся по показателям платформ, групп целевого назначения, средств защиты и средств обеспечения функций связи и управления.

Tactical and technical specifications of the modern specimens of compact electronic intelligence (ELINT) systems are generalized. The main directions and the tendencies of their development are found out. The comparative analysis of technical level of 10 specimens of compact ELINT systems is carried out. As the last ones there were chosen the specimens of compact ELINT systems made in USA, Great Britain, France, Germany, Russia, and Turkey. The analysis of tactical and technical specifications was carried out over platform group indices, purpose group indices, defence/ECCM group indices, and control and communication group indices.

Швидкі темпи поширення радіоелектронних засобів (РЕЗ) у всіх сферах людської діяльності й триваючий технічний прогрес у галузі створення швидкодіючих заводо захищених засобів і систем радіозв'язку, що функціонують на принципі колективного використання окремих ділянок діапазону частот і застосування сигналів із складними видами дискретної модуляції, приводять до істотного ускладнення радіоелектронної обстановки (РЕО) з великим завантаженням робочих діапазонів частот і високою динамікою їхньої зміни в просторі та часі. У цих умовах ефективність виконання завдань пошуку, спостереження та визначення координат, які здійснюються з метою виявлення джерел розвідувальних відомостей (ДРВ) об'єктів розвідки, залежить як від часу, необхідного для виявлення ДРВ, так і від точності визначення координат ДРВ, що обумовлює необхідність постійного вдосконалювання ширококутових швидкодіючих малогабаритних систем радіоелектронної розвідки (МС РЕР).

Найбільш важливими принципами побудови МС РЕР є використання цифрової обробки сигналів, застосування багатоканальних широкобазових

пеленгаційних антенних систем і малоканалних (як правило, двоканальних) радіоприймальних пристроїв (РПУ), що в разі прийнятної вартості апаратури, яку обумовлено, головним чином, кількістю каналів РПУ, забезпечує в широкому діапазоні частот високі чутливість РПУ та точність визначення координат, однак призводить до погіршення швидкодії МС РЕР, пропорційного відношенню кількості його антенних і радіоприймальних каналів.

Особливістю МС РЕР, які розглянуто, є використання малогабаритних ширококутових антенних решіток.

Зараз на озброєнні Збройних Сил (ЗС) України немає МС РЕР.

Розробка та прийняття на озброєння сучасних та перспективних МС РЕР вимагає безперервного моніторингу сучасного стану розвитку засобів радіоелектронної розвідки (РЕР) у збройних силах передових держав світу, виявлення нових напрямів та тенденцій їхнього розвитку, а також здійснення порівняльного аналізу технічного рівня нових зразків озброєння та військової техніки (ОВТ) в галузі РЕР [1–3].



Рис. 1. Малогабаритні системи радіоелектронної розвідки:

- 1 – TRC 6200-DF, Thales Land & Joint System, Франція [4]; 2 – TCI 803S, компанія TCI, США [5];
 3 – TCI 903S компанія TCI, США [5]; 4 – AN/PRD-13, Lincabit L3, США [6];
 5 – MEWS-M, L-3 TRL Technology, Велика Британія [7]; 6 – DDF007, Rohde & Schwarz, ФРН [8];
 7 – DDF119 Rohde & Schwarz ФРН [8]; 8 – «Артикул-Н1», Науково-виробнича компанія ЗАО «ІРКОС», РФ [9];
 9 – «Арча-ІТ», Науково-виробнича компанія ЗАО «ІРКОС», РФ [9]; 10 – ADF-3401, Aselsan, Туреччина [10]

Технічні характеристики МС РЕР наведено в табл. 1.

Метою роботи є, по-перше, узагальнення тактико-технічних характеристик сучасних зразків РЕР у класі МС РЕР, по-друге, виявлення основних напрямів та тенденцій їхнього розвитку, а також здійснення порівняльного аналізу технічного рівня зразків МС РЕР з найближчими аналогами.

Дані щодо тактико-технічних характеристик сучасних зразків РЕР у класі МС РЕР зібрано та узагальнено за різними джерелами відкритого доступу, наприклад, [4–10].

Для здійснення порівняльного аналізу як зразки-аналоги обрано такі МС РЕР: TRC 6200-DF, Thales Land & Joint System (Франція); TCI 803S, TCI 903S компанії TCI (США); AN/PRD-13, Lincabit L3 (США); MEWS-M, L-3 TRL Technology (Велика Британія); DDF007, DDF119 Rohde & Schwarz (R&S) (ФРН); «Артикул-Н1» та «Арча-ІТ» науково-виробничої компанії ЗАО «ІРКОС» (РФ); ADF-3401, Aselsan (Туреччина), які зображені на рис. 1.

Для зразків МС РЕР обрано типовий склад груп декомпозиції ТТХ аналогічний тому, який обрано в роботі [3]:

- показники носіїв (платформ, базових шасі тощо);

- показники засобів цільового призначення ОБТ;
 - показники засобів захисту ОБТ;
 - показники засобів забезпечення функцій зв'язку й управління ОБТ.

У межах наведених груп декомпозиції розглядатимуться такі ТТХ:

1) показники платформ: маса, мінімальний лінійний розмір, максимальний лінійний розмір, можливість установки на транспортні засоби або на безпілотний літальний апарат (БПЛА), нижня межа робочої температури, можливість роботи в русі;

2) показники засобів цільового призначення ОБТ визначаються основними технічними характеристиками: діапазон (діапазони) робочих частот (нижня/верхня межа діапазону частот РЕР), чутливість приймача, чутливість за полем, точність визначення пеленгу, швидкість сканування РПУ, час налаштування РПУ, мінімальна тривалість сигналу, що пеленгується, динамічний діапазон, час роботи від акумуляторної батареї, потужність споживання електроенергії, тривалість роботи від акумулятора;

3) показники засобів захисту: дальність виносу антенної системи, наявність системи захисту РПУ від перешкод;

Таблиця 1. Тактико-технічні показники малогабаритних систем радіоелектронної розвідки

Назва показника	TRC6200DF, Thales Land & Joint System, Франція	TCI803E, компанія TCI, США	TCI903S, компанія TCI, США	PRD-13 (V) 3, Lincabit L-3, США	MEWS-M, L-3 TRL Technology Велика Британія	R&S DD007 Rohde & Schwarz, ФРН	R&S DD F119, Rohde & Schwarz, ФРН	Арча- ИТ, ЗАО «ИРКОС», РФ	Артикул- Н1, ЗАО «ИРКОС», РФ	ADF-3401, Aselsan, Туреччина
показники носіїв										
Маса, кг	12	30	40	19,5	20	3,5	40	30	15	22
Мін. лінійний розмір, м	1,2	0,48	0,48	0,14	0,14	0,07	0,22	0,3	0,12	0,36
Макс. лінійний розмір, м	2,1	1,3	1,3	0,33	0,33	1,1	1,1	0,6	0,5	0,48
Можливість установки на транспортні засоби або на БПЛА	-	+	+	+	+	-	-	+	+	+
Можливість роботи в русі	-	-	-	+	-	+	-	+	+	+
Нижня межа робочої температури, °С	0	-20	-20	-20	-40	0	-10	-40	-40	0
показники засобів цільового призначення										
Нижня межа діапазону частот, МГц	2	20	20	2	2	20	0,5	20	1,8	20
Верхня межа діапазону частот, МГц	3000	3000	8000	2000	3000	6000	3000	3000	8000	3000
Чутливість приймача, дБ	0,4	10	10	10	5	1	1	2	0,8	5
Чутливість за полем, мкВ/м	10	10	10	19	10	1	1	12	1	10
Точність визначення пеленгу, град.	1	2	2	3	5	1,7	1,7	2	5	5
Швидкість сканування РПУ, ГГц/с	3	3	3	1	2	2	2	10	3,2	10
Час налаштування РПУ, мс	1	1	3	5	3	0,5	1	0,1	1	2
Мінім. тривалість сигналу, що пеленгується, мс	1	1	1	5	1	0,5	1	2	1	10
Динамічний діапазон, дБ	96	80	90	75	80	90	90	75	75	75
Потужність споживання, Вт	100	120	120	9,5	20	25	100	200	100	175
Час роботи від акумуляторної батареї, год.	5	4	4	5	20	5	4	4	4	5
показники засобів захисту										
Дальність виносу антенної системи, м	40	40	40	50	50	50	40	80	100	50
Наявність системи захисту від перешкод;	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
показники засобів забезпечення функцій зв'язку і управління										
Наявність каналу дистанційного управління	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+
Дальність зв'язку в разі централізованого управління, км	30	25	20	30	20	30	30	30	30	30

4) показники засобів забезпечення функцій зв'язку й управління: наявність каналу дистанційного управління МС РЕР, дальність управління.

Оцінка впливу визначених груп декомпозиції та окремо оцінка впливу визначених ТТХ у кожній групі на коефіцієнт технічного рівня ОВТ реалізується за допомогою методу прямої експертної оцінки. Середнє значення вагового коефіцієнта i -ї групи декомпозиції із чотирьох груп наведено в табл. 2.

Таблиця 2. Середнє значення вагових коефіцієнтів у групах декомпозиції

Номер групи декомпозиції	Назва групи декомпозиції	Значення вагового коефіцієнта групи декомпозиції
1	Показники носіїв (платформ, базових шасі тощо)	0,2
2	Показники засобів цільового призначення	0,6
3	Показники засобів захисту	0,1
4	Показники засобів забезпечення функцій зв'язку й управління	0,1

Середнє значення вагового коефіцієнта j -ї тактико-технічної характеристики в i -й групі декомпозиції наведено в табл. 3.

Визначимо коефіцієнти технічного рівня зразків ОВТ РЕР та їхніх найближчих аналогів за відомими методиками [11–16]:

$$Q_k = \sum_{i=1}^I w_i \left(\frac{q_{ki}}{\max_k \{q_{ki}\}} \right) + \sum_{j=1}^J w'_j \left(\frac{\min_k \{q'_{kj}\}}{q'_{kj}} \right), \quad (1)$$

де q_{ki} (q'_{kj}) – i -й (j -й) параметр k -го зразка ОВТ, причому параметр q_{ki} належить до групи параметрів, в якій більше значення відповідає кращому параметру, та навпаки, параметр q'_{kj} належить до групи параметрів, в якій менше значення відповідає кращому параметру; w_i (w'_j) – ваговий коефіцієнт i -го параметра q_{ki} (q'_{kj}) k -го зразка

ОВТ, за цим забезпечується правило нормування $\sum_{i=1}^I w_i + \sum_{j=1}^J w'_j = 1$; I – кількість параметрів q_{ki} , за якими здійснюється оцінка аналогів ОВТ, $i = 1, \dots, I$; J – кількість параметрів q'_{kj} , за якими здійсню-

ється оцінка аналогів ОВТ, $j = 1, \dots, J$; K – кількість аналогів, які оцінюються, $k = 1, \dots, K$.

Аналіз результатів розрахунків дозволяє провести порівняльну оцінку дослідного зразка з обраними зразками аналогами. Кращі за сукупністю ТТХ зразки ОВТ мають більші значення коефіцієнта технічного рівня (КТР), який визначається відносно еталонного зразка (ЕЗ), у якого $КТР_{ЕЗ} = 1,0$.

На рис. 2 наведено гістограму залежності коефіцієнтів технічного рівня Q_k (КТР) зразків-аналогів, які обрано.

Як видно з рис. 2, МС РЕР TRC-6200 DF, MEWS-M, DDF007, DDF119, «Артикул -Н1», «Арча-ИТ» знаходяться вище середнього значення ($КТР_{ср} = 0,417$), випереджаючи найгірші зразки-аналоги AN/PRD-13, TCI 803S, TCI 903S; ADF-3401, на 2...7%. До найкращих сучасних зразків МС РЕР з даної вибірки слід віднести зразки-аналоги DDF007 Rohde & Schwarz (ФРН) з $КТР = 0,676$, «Артикул-Н1» з $КТР = 0,509$, «Арча-ИТ» (РФ) з $КТР = 0,543$, DDF119 Rohde & Schwarz (ФРН) з $КТР = 0,509$, TRC6200 DF виробництва Thales Land & Joint System (Франція) з $КТР = 0,504$, MEWS-M, L-3 TRL Technology (Велика Британія) з $КТР = 0,421$.

Для аналізу причин відставання деяких зразків МС РЕР на рис. 3 зображено гістограми з деталізацією складових коефіцієнта технічного рівня за групами декомпозиції. Відносний внесок складових коефіцієнта технічної досконалості за чотирма групами декомпозиції показано цифрами 1, 2, 3, 4 відповідно.

З рис. 3 видно, що основними шляхами удосконалення найгірших зразків МС РЕР можуть, насамперед, бути: зниження масових і габаритних характеристик, зниження робочої температури та покращення ТТХ групи засобів цільового призначення ОВТ, а саме: чутливості за полем, підвищення швидкості сканування приймача, зниження потужності споживання та подовження часу роботи від акумуляторної батареї.

Таким чином, покращання ТТХ зразків МС РЕР розробникам доцільно проводити в першу чергу в межах групи засобів цільового призначення ОВТ (друга група декомпозиції), де відставання від зразків-аналогів найбільше, а в другу чергу – за рахунок зменшення масових і габаритних показників та забезпечення можливості застосування на БПЛА (перша група декомпозиції), а також покращення показників групи засобів захисту зразків та групи засобів управління й зв'язку за рахунок забезпечення можливості дистанційного управління МС РЕР (четверта група декомпозиції).

Таблиця 3. Середнє значення вагових коефіцієнтів тактико-технічних характеристик у групах декомпозиції

Назва групи декомпозиції	Назва j-ї тактико-технічної характеристики в i-й групі декомпозиції	Значення вагового коефіцієнта j-ї тактико-технічної характеристики в i-й групі декомпозиції
Показники платформ	маса	0,3
	мінімальний лінійний розмір	0,1
	максимальний лінійний розмір	0,1
	можливість установки на транспортний засіб або на безпілотний літальний апарат	0,2
	можливість роботи в русі	0,1
	нижня границя робочої температури	0,2
Показники засобів цільового призначення ОВТ	діапазон (діапазони) робочих частот (нижня/верхня межа діапазону частот)	0,1
	чутливість приймача	0,12
	чутливість по полю	0,18
	точність визначення пеленгу	0,16
	швидкість сканування РПУ	0,11
	час налаштування РПУ	0,13
	динамічний діапазон	0,08
	мінімальна тривалість сигналу, що пеленгується	0,07
	потужність споживання електроенергії	0,03
	час роботи від акумуляторної батареї	0,02
Показники засобів захисту	дальність вносу антенної системи	0,35
	наявність системи захисту від перешкод	0,65
Показники засобів забезпечення функцій зв'язку й управління	наявність каналу дистанційного управління	0,35
	дальність управління	0,65

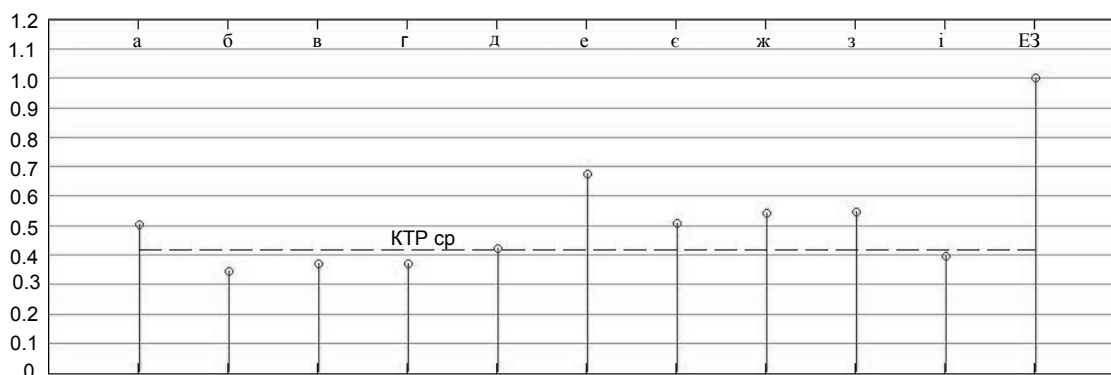


Рис. 2. Коефіцієнт технічного рівня малогабаритних систем радіоелектронної розвідки:

а – TRC 6200-DE, Thales Land & Joint System, Франція; б – TCI 803S, компанія TCI, США; в – TCI 903S компанія TCI, США; г – AN/PRD-13, Lincabit L3, США; д – MEWS-M, L-3 TRL Technology, Велика Британія; е – DDF007, Rohde & Schwarz, ФРН; є – DDF119, Rohde & Schwarz, ФРН; ж – «Артикул-Н1», Науково-виробнича компанія ЗАО «ИРКОС», РФ; з – «Арча-ИТ», Науково-виробнича компанія ЗАО «ИРКОС», РФ; і – ADF-3401, Aselsan, Туреччина

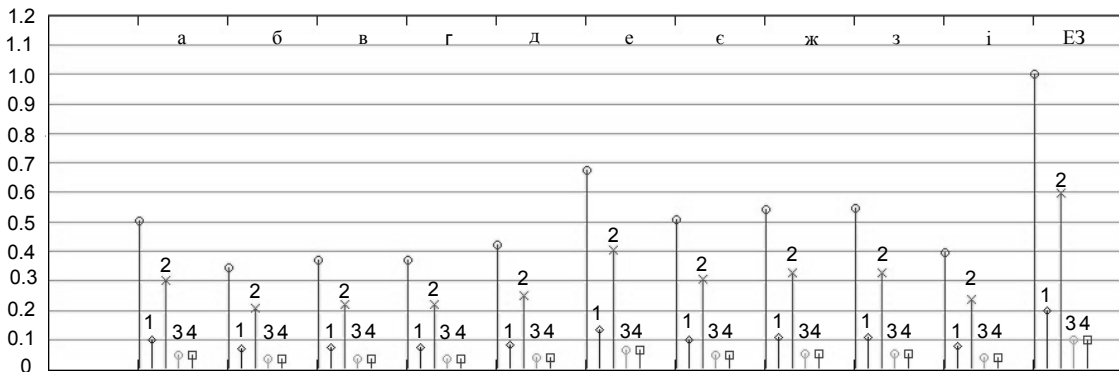


Рис. 3. Коефіцієнт технічного рівня малогабаритних систем радіоелектронної розвідки з деталізацією його складових за групами декомпозиції:

а – TRC 6200-DF, Thales Land & Joint System, Франція; б – TCI 803S, компанія TCI, США; в – TCI 903S компанія TCI, США; г – AN/PRD-13, Lincabit L3, США; д – MEWS-M, L-3 TRLL Technology, Велика Британія; е – DDF007, Rohde & Schwarz, ФРН; є – DDF119, Rohde & Schwarz, ФРН; ж – «Артикул – Н1», Науково-виробнича компанія ЗАО «ИРКОС», РФ; з – «Арча - ИТ», Науково-виробнича компанія ЗАО «ИРКОС», РФ; і – ADF-3401, Aselsan, Туреччина; 1 – показники платформ; 2 – показники засобів цільового призначення ОВТ; 3 – показники засобів захисту; 4 – показники засобів забезпечення функцій зв'язку й управління

Узагальнений аналіз сучасного стану розвитку МС РЕР дозволяє зробити такі висновки.

Висновки

1. Відстежується тенденція забезпечення можливості визначення координат джерел розвідувальних відомостей, що використовують дискретні широкополосні сигнали, зокрема, сигнали з програмним перестроюванням частоти.

2. Достатньо чітко відстежується загальносвітова тенденція розвитку переносних пеленгаторів з метою вирішення задач зі здійснення радіоелектронної розвідки засобів радіозв'язку та передачі даних.

3. У сучасних засобах радіоелектронної розвідки в класі малогабаритних систем радіоелектронної розвідки проявляється тенденція розширення діапазону частот радіоелектронної розвідки (до 6...8 ГГц).

4. Результати порівняльного аналізу сучасних зразків малогабаритних систем радіоелектронної розвідки переконливо свідчить про достатньо високий технічний рівень Франції та Великої Британії у цій галузі.

Список літератури

1. Чепков І. Б. Загальні тенденції розвитку озброєння та військової техніки / Чепков І. Б., Нор П. І.

// Озброєння та військова техніка. – 2014. – № 1. – С. 4–13.

2. Попов А. О. Загальні тенденції розвитку засобів радіоелектронної боротьби / Попов А. О., Твердохлібов В. В. // Озброєння та військова техніка – 2014. – № 4. – С. 4–10.
3. Кузьменко Т. П. Оцінка технічного рівня сучасних зразків ОВТ радіоелектронної боротьби сухопутних військ ЗС РФ / Кузьменко Т. П., Попов А. О., Твердохлібов В. В. // Зб. наук. праць / ЦНДІ ОВТ ЗС України. – 2013. – № 4 (51). – С. 166–180.
4. Thales Land & Joint Systems, Франція: офіційний сайт [Електронний ресурс]. – Режим доступу: www.thalesgroup.com.
5. Компанія TCI, США: офіційний сайт [Електронний ресурс]. – Режим доступу: www.tci.br.com.
6. Lincabit Division, США: офіційний сайт [Електронний ресурс]. – Режим доступу: www.L-3.com.com.
7. L-3 TRLL Technology, Велика Британія: офіційний сайт [Електронний ресурс]. – Режим доступу: www.QinetiQ.com.
8. Rohde&Schwarz, ФРН: офіційний сайт [Електронний ресурс]. – Режим доступу: www.rohde-schwarz.com.
9. «Иркос», РФ: офіційний сайт [Електронний ресурс]. – Режим доступу: www.ircos.ru.

10. *Aselsan*, Туреччина: офіційний сайт [Електронний ресурс]. – Режим доступу: <http://www.aselsan.com>.
11. *Полегенько А. Ф.* Метод анализа иерархий: некоторые аспекты практического применения / А. Ф. Полегенько, К. Б. Круковский-Синеви́ч, О. П. Коростелев. – К.: ЦНИИ ВВТ ВС Украины, 2011. – 152 с.
12. *Семенов С. С.* Оценка технического уровня образцов вооружения и военной техники / С. С. Семенов, В. Н. Харчев, А. И. Иоффин. – М.: Радио и связь, 2004. – 552 с.
13. *Семенов С. С.* Оценка технического уровня оружия – важный фактор его развития / С. С. Семенов, В. Н. Харчев, А. И. Иоффин // Военный парад. – 1995. – № 1. – С. 87–89.
14. *Дочкин А. Г.* Особенности применения метода анализа иерархий при сравнительной оценке образцов вооружения и военной техники / А. Г. Дочкин, А. Ф. Полегенько, К. Б. Круковский-Синеви́ч // Артиллерийское и стрелковое вооружение. – 2004. – № 3. – С. 3–6.
15. *Дочкин А.Г.* К вопросу о практическом применении метода анализа иерархий // А.Г. Дочкин, К.Б. Круковский-Синеви́ч, С.В. Лапицкий, А.В. Гурнович // Артиллерийское и стрелковое вооружение. – 2005. — № 2. – С. 16–18.
16. *Круковский-Синеви́ч К.Б.* Использование принципа идеального образца для обоснования тактико-технических требований к перспективным видам вооружения и военной техники // А.Ф. Полегенько, К.Б. Круковский-Синеви́ч // Артиллерийское и стрелковое вооружение. – 2005. — № 3. – С. 8–14.

УДК 621.396.722

О. В. КАЛЬВАТИНСЬКИЙ, спеціаліст (Центр прийому та обробки спеціальної інформації та контролю навігаційного поля Національного центру управління та випробувань космічних засобів Державного космічного агентства України), **П. П. ТОПОЛЬНИЦЬКИЙ**, канд. техн. наук, начальник кафедри (Житомирський військовий інститут ім. С. П. Корольова), **С. П. ФРИЗ**, канд. техн. наук (Житомирський військовий інститут ім. С. П. Корольова)

ВИКОРИСТАННЯ СИНФАЗНИХ АНТЕННИХ РЕШІТОК ДЛЯ ПРИЙОМУ ІНФОРМАЦІЇ ВІД КОСМІЧНИХ АПАРАТІВ З МАЛИМ РІВНЕМ ВИПРОМІНЕННЯ В НАПРЯМКУ ПРИЙМАЛЬНОЇ СТАНЦІЇ

Проаналізовані можливості радіоліній передачі спеціальної інформації космічних апаратів (КА) дистанційного зондування землі (ДЗЗ) мікросупутникового типу. Запропоновано використовувати антенні решітки для збільшення можливостей якісного прийому спеціальної інформації з КА ДЗЗ, у випадку відвороту бортової передавальної антени від напрямку на приймальну станцію на значні кути. Розроблена структурна схема фазування антенної решітки, яка складається з двох дзеркальних антен, що рознесені на відстань, значно більшу за довжину хвилі.

Проанализированы возможности радиолиний передачи специальной информации космических аппаратов (КА) дистанционного зондирования земли (ДЗЗ) микроспутникового типа. Предложено использовать антенные решетки для улучшения возможностей качественного приема специальной информации с КА ДЗЗ в случае отворота бортовой передающей антенны от направления на приемную станцию на большие углы. Разработана структурная схема фазирования антенной решетки, которая состоит из двух зеркальных антенн, которые разнесены на расстояние большее, чем длина волны.

In the article analyzes the possibilities receiving information for radio link of remote sensing with a low level of radiation in the direction of the receiving station. It is proposed to use antenna arrays to increase the quality of information from remote sensing satellites, if the large angles at the reverse in the direction transmitting antenna to a receiving station. The developed «Phasing system», that consists of two reflector antennas that are spaced at a distance much larger than the wavelength.

Сучасні тенденції розвитку космічних систем спрямовані на зменшення маси КА. За звітом американського аерокосмічного агентства оператори космічних систем зацікавлені в експлуатації низькоорбітальних КА з масою, меншою 180 кг [1]. Зменшення маси КА спонукає до використання радіоліній з меншою потужністю бортового передавача. Відомо, що основним параметром, який характеризує якість прийнятої інформації користувачами, є ймовірність похибки інформації $p_{ош}$. Вона пропорційна співвідношенню сигнал/шум на вході приймача наземної станції E_s/N_0 [2]. Зазвичай у космічних радіолініях для зменшення значення $p_{ош}$ використовують завадостійке кодування [3]. Разом з тим, ще одним можливим

напрямом зменшення значення $p_{ош}$ є підвищення співвідношення E_s/N_0 , яке не завжди достатньо для якісної демодуляції прийнятих сигналів. Причиною цього є низька випромінювана потужність бортового передавача КА або відворот бортової передавальної антени від напрямку на наземну приймальну станцію.

Одним із шляхів вирішення цієї проблеми є використання синфазних антенних решіток, що дозволить підвищити коефіцієнт підсилення приймальної частини радіолінії «борт – Земля». Оскільки сучасні космічні радіолінії для передачі спеціальної інформації працюють у X-діпазоні (довжина хвилі $\lambda = 3...4$ см), то основні труднощі при експлуатації синфазних решіток полягають у

© О. В. КАЛЬВАТИНСЬКИЙ, П. П. ТОПОЛЬНИЦЬКИЙ, С. П. ФРИЗ, 2015

складності фазування елементів антенних систем. Тому *актуальним* є розробка структурної схеми фазування антенної решітки, яка складається із дзеркальних антен, що рознесені на відстань, значно більшу за довжину хвилі.

На початку 2000-х років провідні космічні держави спільно розробили та широко використовують міжнародний стандарт CCSDS для створення радіоліній передачі спеціальної інформації з КА [2]. Його аналіз показує, що для зменшення значення p_{ou} широко використовують таке завадостійке кодування: з використанням кодів Ріда–Соломона, згорткове та турбокодування. Крім того, проводяться експерименти щодо використання багатопорогового кодування [3, 4]. Разом з тим, огляд літератури свідчить, що зазвичай синфазні антенні решітки широко використовується тільки для реалізації радіотелескопів [5, 6]. У наземному сегменті прийому спеціальної інформації в космічних системах ДЗЗ застосовуються дзеркальні антени. При цьому в доступних джерелах не наводиться інформація про створення з цих антен синфазних решіток для прийому спеціальної інформації.

Метою статті є розробка структурної схеми фазування антенної решітки, яка складається з двох дзеркальних антен, що рознесені на відстань, значно більшу за довжину хвилі.

На сучасному етапі розвитку космічної техніки широко використовуються КА мікросупутникового типу, в тому числі для виконання завдань ДЗЗ. При зменшенні маси КА виникає проблема забезпечення енергетичного потенціалу радіолінії “борт–Земля”, що пов’язано з меншою потужністю бортової системи електропостачання. При цьому оператори космічних систем прагнуть, щоб інформативність радіолінії була щонайбільшою, що пов’язано з використанням апаратури бортового спеціального комплексу з високими інформаційними ресурсами. У залежності від просторового розділення швидкість передачі даних спеціальної інформації складає $t_{simb} = 7...500$ Мбіт/с. Максимальна пропускна спроможність радіолінії C_b визначається за виразом [7]

$$C_b = B \log_2(1 + E_s/N_0), \quad (1)$$

де B – смуга частот.

Аналіз виразу (1) показує, що можливим напрямом збільшення C_b є підвищення співвідношення сигнал/шум E_s/N_0 . Для цього проаналізуємо рівняння радіозв’язку в логарифмічному вигляді [8]:

$$E_s/N_0 (dB) = C_p + Gst - 10 \log(kT_{sys} B), \quad (2)$$

де C_p – потужність сигналу на вході приймальної системи; Gst – коефіцієнт підсилення приймальної антени; k – стала Больцмана; T_{sys} – шумова температура приймальної системи.

Потужність сигналу на вході приймальної системи в логарифмічному вигляді

$$C_p = EIRP - L_0 - L_{atm} - L_{pol}, \quad (3)$$

де $EIRP$ – ефективна ізотропно-випромінювана потужність; L_0 – затухання у вільному просторі; L_{atm} – затухання, що пов’язані з атмосферними опадами (сніг, дощ тощо); L_{pol} – поляризаційні втрати, які залежать від типу поляризації (у низькоорбітальних космічних системах, коли застосовується кругова поляризація, $L_{pol} = 2$ dB).

У свою чергу, ефективна ізотропно-випромінювана потужність залежить від технічних характеристик передавального тракту космічного апарата:

$$EIRP = P_t + G_t - L_{fid}, \quad (4)$$

де P_t – потужність бортового передавача; G_t – коефіцієнт підсилення бортової антенної системи в напрямку приймальної станції; L_{fid} – затухання фідера передавального тракту.

Ефективна ізотропно-випромінювана потужність (4) є ключовою характеристикою, що визначає енергетику радіолінії спеціальної інформації КА. Для оцінки можливостей приймальної станції щодо забезпечення прийому цієї інформації необхідно оцінити величину $EIRP$ в сучасних космічних системах. Енергетичні показники радіолінії спеціальної інформації для космічних систем ДЗЗ наведені у табл. 1.

Аналіз табл.1 показує, що в сучасних космічних системах ДЗЗ застосовуються бортові антенні системи як з вузькою діаграмою спрямованості, так і з широкою. Зокрема, КА “WorldView 1” і “OrbView-5” мають малу потужність передавача, при цьому коефіцієнт підсилення передавальної антенної системи складає $G_t = 26...27$ dB, що пов’язано з вузькою діаграмою спрямованості $2\Theta_{0,5p} = 10^{\circ}...15^{\circ}$. Тобто при передачі спеціальної інформації бортова антенна система спрямовується на приймальну станцію.

В інших КА, характеристики яких надані в табл.1, потужність передавача на порядок більше: $P_t = 15...20$ dBW, при цьому коефіцієнт підсилення бортової антенної системи складає $G_t = 5,5...8$ dB.

Таблиця 1

Енергетичні показники радіолінії спеціальної інформації сучасних КА ДЗЗ

Назва КА	$f, \text{МГц}$	P_t, dBW	G_t, dB	$EIRP, \text{dBW}$	Тип поляризації
Cartosat-2	120	16	7	23	Кругова права
Cosmo-SkyMed	88	18,5	5,5	24	Кругова права
Radarsat-2d	60	20	7	27	Кругова права
Rapid Eye	100	20	7	27	Кругова права
Terra-SAR X-1	275	15	8	23	Кругова права
WorldView 1	375	-1,2	27	25,8	Кругова права та ліва
OrbView-5	370	1,7	26	27,7	Кругова права та ліва

Як правило антенні системи з низьким коефіцієнтом підсилення мають широку діаграму спрямованості. Тому розробники космічних систем передбачали багатостанційний одночасний доступ до спеціальної інформації.

Зазначимо, що у табл. 1 представлені комерційні системи ДЗЗ. Тому доцільно провести аналіз елементів передавальних трактів, які пропонуються на світовому ринку. Технічні характеристики передавачів спеціальної інформації масою m_n надані в табл. 2.

Аналіз табл. 2 показує, що сучасні бортові передавачі мають характеристики, що достатні для створення радіолінії КА мікросупутникового типу, яка забезпечить передачу спеціальної інформації з просторовим розділенням $\delta l = 1 \dots 10$ м.

Технічні характеристики бортових антенних систем масою m_a для передачі спеціальної інформації, що пропонуються на світовому ринку, надані в табл. 3.

Крім того, фірма "Surrey satellite technology" розробила опорно-поворотні пристрої для передавальних

антен, що дозволяють здійснювати повороти за азимутом в межах $\alpha = -270^\circ \dots + 270^\circ$, поворот за кутом місця в межах $\beta = 0^\circ \dots 110^\circ$, з кроком повороту $\Delta\alpha = \Delta\beta = 0,024^\circ$ та швидкістю повороту $\alpha' = \beta' = 20^\circ / \text{с}$.

Слід зауважити, що з врахуванням можливостей бортового опорно-поворотного пристрою коефіцієнт підсилення передавальної антени у виразі (4) буде змінюватись в залежності від відвороту відносно напрямку на приймальну станцію. Тоді вираз (4) набуде вигляду

$$EIRP(\alpha, \beta) = P_t + G_{t_{\max}} \cdot ffs(\alpha, \beta) - L_{fid} \quad (5)$$

де $ffs(\alpha, \beta)$ – нормований коефіцієнт, який характеризує діаграму спрямованості.

Аналіз виразу (2) показує, що важливим фактором, який впливає на співвідношення сигнал/шум на вході наземної станції, є коефіцієнт підсилення приймальної антени G_{st} . Тому в табл. 4 подані його значення для різних антен наземних станцій.

Аналіз табл. 4 показує, що коефіцієнт підсилення антенної системи сучасних наземних

Таблиця 2

Характеристики бортових передавачів малих КА

Розробник	Технічні характеристики	Застосовано в космічних системах
Surrey satellite technology (Великобританія)	$m_n = 4 \text{ кг}$; $P_t = 120 \text{ Вт}$; $t_{\text{simb}} < 500 \text{ Мбіт/с}$	9
L-3 Cincinatti electronics (США)	$m_n = 3,9 \text{ кг}$; $P_t = 90 \text{ Вт}$; $t_{\text{simb}} < 400 \text{ Мбіт/с}$	9
Cyrlink (Франція)	$m_n = 0,4 \text{ кг}$; $P_t = 10 \text{ Вт}$; $t_{\text{simb}} < 50 \text{ Мбіт/с}$	6

Таблиця 3

Характеристики бортових антенних систем малих КА

Розробник	Технічні характеристики	Застосовано в космічних системах
Surrey satellite technology (Великобританія)	$m_a = 3 \text{ кг}; G_t = 15 \text{ dB}$	9 (Nigeriasat-2, Kazeosat-2, DMC-2, NovaSAR-2, TechDemosat-1)
	$m_a = 3,3 \text{ кг}; G_t = 18 \text{ dB}$	
Users Space Engineering Research Center (США)	$m_a = 1 \text{ кг}; G_t = 15 \text{ dB}$	9
Boing Defense and Space (США)	$m_a = 1 \text{ кг}; G_t = 18 \text{ dB}$	6

приймальних станцій космічних систем ДЗЗ знаходиться в межах $Gst = 44...59 \text{ dB}$.

Для дзеркальних антен, що використовують в наземних пунктах прийому спеціальної інформації, коефіцієнт підсилення антенної системи визначається за виразом [7]

$$Gst = \eta \left(\frac{\pi D}{\lambda} \right)^2 \quad (6)$$

де η – коефіцієнт використаної площі, який залежить від якості виготовлення антени та змінюється в межах $\eta = 0,5...0,65$; D – діаметр рефлектора антенної системи; λ – довжина хвилі.

Використовуючи вираз (6) та дані табл. 4, можна визначити діаметр рефлектора приймальної антени наземної станції космічної системи ДЗЗ. Він знаходиться в межах $D = 5...15 \text{ м}$. У разі зниження потужності передавача або відвороту бортової передавальної антени від напрямку на приймальну станцію технічні характеристики наземної станції можуть не забезпечити якісний прийом інформації.

Тому виникає необхідність оцінки максимального кута відвороту від напрямку на приймальну

станцію, при якому забезпечується якісний прийом інформації. Для цього проведено моделювання діаграми спрямованості з використанням програмного комплексу “Antenna Magus 5.1”. Результатом моделювання є значення величини нормованого коефіцієнта $ffs(\alpha, \beta)$ у залежності від кутів повороту антенної системи.

Відомо [2], що для отримання спеціальної інформації з ймовірністю похибки $P_{out} < 10^{-6}$, що є стандартною вимогою до сучасних радіоліній космічних систем ДЗЗ, необхідно забезпечити певну величину E_s/N_0 . Значення E_s/N_0 за умови відсутності завадостійкого кодування становить для BPSK модуляції $E_s/N_0 = 12 \text{ dB}$, для QPSK модуляції $E_s/N_0 = 14 \text{ dB}$ та 8PSK модуляції $E_s/N_0 = 16 \text{ dB}$. Припустимо, що передавач має потужність $P_t = 10 \text{ Вт}$ з шириною спектра сигналу $\Pi = 300 \text{ МГц}$ для забезпечення значення $E_s/N_0 = 12 \text{ dB}$ необхідно провести аналіз порогу прийому інформації для дзеркальних антенних систем з різним діаметром рефлектора. Визначимо затухання у вільному просторі за виразом [7]

Таблиця 4

Характеристики приймальних станцій космічних систем ДЗЗ

Космічна система ДЗЗ	Назва наземної станції, місцезнаходження	Коефіцієнт підсилення антенної системи $Gst, \text{ dB}$
Cosmo Sky-Med	MAL1, Malindi	52,0
	SVA8, Svalbard, Norway	52,0
	TDF1, Tierra del Fuego	52,0
Radarsat-2A/B	SAS1, Saskatoon	45,2
	STH1, St. Hubert	44,4
Pleiades	KIR3, Kiruna, Sweden	59

$$L_0 = 20 \log \left(4\pi \frac{d}{\lambda} \right), \quad (7)$$

де d – похила дальність до КА.

Використовуючи методику розрахунку дальності [9], визначимо, що для низькоорбітальних КА ДЗЗ при куті місця $\beta = 10^\circ$ значення дальності становить $d \approx 200$ км. Введемо поняття G_{t_min} – мінімальний коефіцієнт підсилення бортової передавальної антени, що забезпечує граничну величину E_s/N_0 . Використовуючи вирази (2)–(7), отримуємо

$$G_{t_min} = E_s/N_{0min} + L_0 + L_{am} + L_{pol} - P_t + L_{fid} - G_{st} + 10 \log(kT_{sys} \Pi), \quad (8)$$

де E_s/N_{0min} – мінімальне відношення сигнал/шум, що забезпечує якісний прийом інформації.

З використанням виразу (8), даних табл. 1–4, за допомогою комплексу моделювання пристроїв НВЧ “CST Studio 2015” проведені розрахунки величини G_{t_min} для антенних систем з діаметром рефлектора $D_1 = 5$ м та $D_2 = 12$ м. Результати розрахунків показані на рис. 1.

Пунктирними лініями зображені енергетичні пороги антенних систем з діаметром антен $D_1 = 5$ м та $D_2 = 12$ м. Крім того, на рис. 1 подвійною лінією зображений енергетичний поріг для синфазної антенної решітки, яка складається з двох однакових

дзеркал з діаметром $D = 12$ м (позначений на рис. 1 2xD (D=12 м)).

Аналіз рис. 1 показує, що приймальні антенні системи з діаметром дзеркала $D < 5$ м не забезпечують якісний прийом швидкісних потоків $t_{simb} > 300$ Мбіт/с за умови широкої діаграми спрямованості передавальної антени та потужності передавача $P_t < 10$ Вт. Разом з тим, забезпечується якісний прийом інформації при високому коефіцієнті підсилення передавальної антени $G_{st} > 17$ дБ за умови спрямованості в напрямку приймальної станції. Антенна система з діаметром рефлектора $D = 12$ м забезпечує прийом спеціальної інформації на швидкостях $t_{simb} > 300$ Мбіт/с за умови потужності передавача $P_t = 10$ Вт та при широкій діаграмі спрямованості $2\Theta_{0,5p} > 50^\circ$.

Збільшення коефіцієнта підсилення приймальної станції G_{st} на 6 дБ можна досягнути шляхом використання синфазної антенної решітки, яка складається з двох рефлекторів з однаковим діаметром [6]. Розрахунки максимального кута відвороту передавальної антени від напрямку на приймальну станцію Θ_{max} для різних антенних систем наведені в табл. 5.

Аналіз табл. 5 показує, що антенна система з діаметром рефлектора $D = 12$ м забезпечує прийом спеціальної інформації від КА з вузькою діаграмою спрямованості $G_t = 21 \dots 24$ дБ у разі відвороту

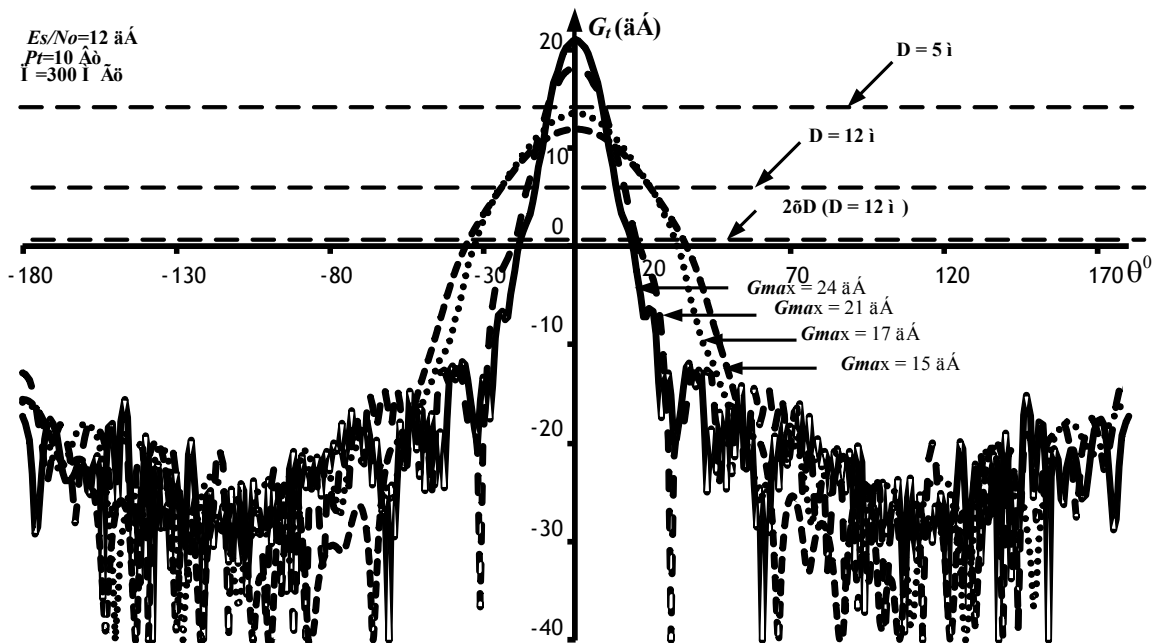


Рис. 1. Діаграми спрямованості бортових передавальних рупорних антен з різними максимальними коефіцієнтами підсилення та енергетичні пороги для дзеркальних приймальних систем

Таблиця 5

Максимальні кути відвороту Θ_{max} для різних антенних систем

Діаметр рефлектора	$\Theta_{max}, G_{max} = 24\text{дБ}$	$\Theta_{max}, G_{max} = 21\text{дБ}$	$\Theta_{max}, G_{max} = 17\text{дБ}$	$\Theta_{max}, G_{max} = 15\text{дБ}$
5 м	15°	15°	-	-
12 м	30°	36°	56°	56°
2x12 м	40°	46°	68°	70°

передавальної антени від приймальної станції на кут $\Theta < 36^\circ$ та на кут $\Theta < 56^\circ$ при використанні антен з широкою діаграмою спрямованості. При використанні синфазної решітки, яка складається з 2-х рефлекторів діаметром $D = 12$ м, якісний прийом спеціальної інформації можливий при кутах відвороту Θ , більших на 10° , ніж при використанні однієї антени з діаметром рефлектора $D = 12$ м.

Таким чином, застосування синфазної решітки є ефективним в умовах малого рівня сигналу КА в напрямку приймальної станції. Основні теоретичні основи принципів побудови синфазних решіток для забезпечення зв'язку з КА дальнього космосу описані в [10]. Інформація щодо застосування синфазних решіток для прийому спеціальної

інформації від космічних систем ДЗЗ у доступних авторах джерелах інформації відсутня.

Тому актуальним є питання розробки структурної схеми антенної решітки з двох дзеркальних антен.

Загальна структурна схема фазування антенних решіток, яка розроблена в [10], зображена на рис. 2. Принцип фазування полягає в автоматичному корегуванні ліній затримок вхідного сигналу та об'єднанні корельованих сигналів з метою підвищення відношення E_s/N_0 . Така схема застосована в радіотелескопі VLA (Нью Мехіко) та в обсерваторії Голдстоун (Каліфорнія) з метою управління КА дальнього космосу.

Основною проблемою застосування синфазних решіток є фазування елементів решітки при використанні дзеркальних систем, відстань між елементами решітки яких складає десятки метрів.

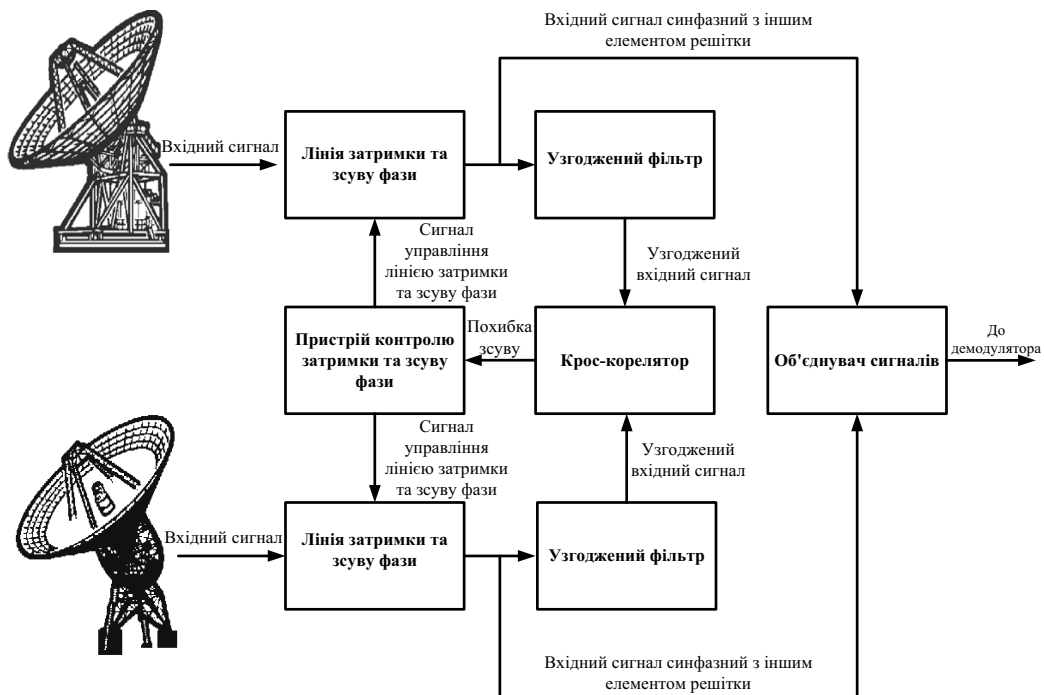


Рис. 2. Загальна структурна схема фазування антенних решіток

Тому авторами пропонується здійснювати фазування в цифровому вигляді, а перенос спектра сигналів спеціальної інформації – за допомогою одного гетеродина для різних елементів синфазної решітки. Спеціальна інформація систем ДЗЗ передається в X-діапазоні, тому частота гетеродина конверторів складає $f_2 = 7,0...7,5$ ГГц. Коливання гетеродина необхідно передавати на значні відстані, що пов'язано з великою відстанню між елементами синфазної решітки. Це, у свою чергу, викликає фазові шуми. Особливістю синтезаторів на основі петлі фазового автопідстроювання частоти є генерація коливань з опорного коливання. При умові одного опорного коливання сформоване коливання гетеродина буде синфазне опорному.

Враховуючи ці міркування, синтезована структурна схема фазування антенної решітки, що складається з двох однакових рефлекторів. Схема зображена на рис. 3. По суті вона є корисною моделлю фазування антенної решітки, в якій реалізовані принципи, запропоновані в [10].

Схему слід розділити на аналогову та цифрову частини. Спрощена математичну модель аналогової частини схеми фазування антенної решітки описується виразом

$$\begin{cases} X_1(t) = K \times S_{x1}(t) \times U_{r1}(t) \\ X_2(t) = K \times S_{x2}(t) \times U_{r2}(t) \\ U_{r1}(t) = U_{r2}(t) \\ U_{r1}(t) = \sin(2\pi f_2 t + \Psi) \\ f_2(t) = 2 \times f_{op}(t) \times (INT + FRAC / MOD) \end{cases}, \quad (9)$$

де K – коефіцієнт підсилення малошумного підсилювача; $S_{x1}(t)$ – прийнятий сигнал з першого елемента синфазної решітки; $S_{x2}(t)$ – прийнятий

сигнал з другого елемента синфазної решітки; $U_{r1}(t)$ – коливання першого гетеродина; $U_{r2}(t)$ – коливання другого гетеродина; Ψ – фазовий зсув гетеродина; f_2 – частота гетеродина; f_{op} – частота опорного генератора; $INT, FRAC, MOD$ – константи синтезатора, що залежать від частоти гетеродина [11].

Аналіз виразу (9) дозволяє зробити висновок, що аналогова частина схеми здійснює синфазний перенос спектрів сигналів за умов великої відстані між елементами синфазної решітки, що пов'язано з однаковою частотою та фазою гетеродинів.

Цифрова складова схеми фазування побудована як система автоматичного управління замкнутого типу. Її математичну модель опишемо як

$$\begin{cases} P_s(nT) = P_{s1}(nT) + P_{s2}((n+z(nT))T) \\ ds(nT) = P_{s1}(nT) - P_{s2}((n+z(nT))T) \\ dz(nT) = K_p \times ds(nT) + K_i \times ds((n-1)T) + dz((n-1)T) \\ z(nT) = K_{os} \times dz(nT) \end{cases}, \quad (10)$$

де $P_s(nT)$ – фазований сигнал; $P_{s1}(nT)$ – оцифрований сигнал з першого елемента синфазної решітки; $P_{s2}(nT)$ – оцифрований сигнал з другого елемента синфазної решітки; $ds(nT)$ – різниця між вхідними сигналами елементів синфазної решітки; $dz(nT)$ – сигнал на виході пропорційно-інтегруючого фільтра; K_p – коефіцієнт пропорційності; K_i – інтеграційний коефіцієнт; K_{os} – коефіцієнт зворотного зв'язку.

Запропонована схема фазування антенної решітки потребує дослідження технічних характеристик за допомогою математичного моделювання та в реальних умовах на технічних засобах прийому інформації ДЗЗ.

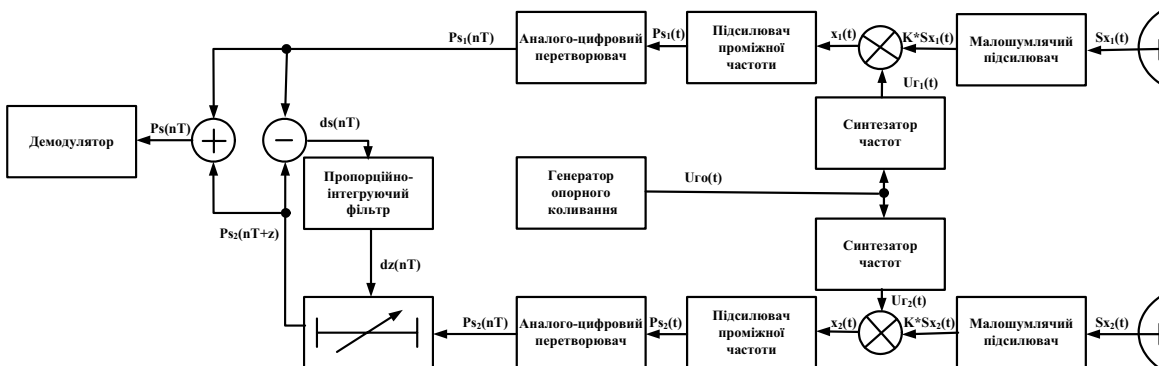


Рис. 3. Структурна схема фазування антенної решітки, яка складається з двох рефлекторів

Висновки

1. Аналіз технічних характеристик сучасних бортових систем КА свідчить про тенденції широкого використання КА ДЗЗ мікросупутникового типу з низьким енергетичним потенціалом радіоліній та з напрямленими бортовими антенними системами.

2. У випадку застосування на КА ДЗЗ радіоліній з інформаційною швидкістю передачі даних $t_{simb} > 300 \text{ Мбіт/с}$ антенні системи наземної приймальної станції з діаметром рефлектора $D < 5 \text{ м}$ не забезпечать якісний прийом інформації ДЗЗ.

3. Приймальні антенні системи з діаметром рефлектора $D = 12 \text{ м}$ надають можливість якісного прийому спеціальної інформації з КА ДЗЗ у випадку відвороту бортової передавальної антени від напрямку на приймальну станцію на кут $\Theta < 30^\circ$. Використання синфазної антенної решітки, яка складається з двох рефлекторів діаметром $D = 12 \text{ м}$ дозволить здійснювати якісний прийом спеціальної інформації при кутах відвороту $\Theta < 40^\circ$.

4. Розроблена схема фазування дозволяє застосовувати елементи антенної решітки як окремі приймальні станції спеціальної інформації й у комплексі як синфазну антенну решітку для прийому інформації від одного КА ДЗЗ з низьким енергетичним потенціалом.

Список літератури

1. *Small Spacecraft Technology State of the Art. Mission Design Division Staff Ames Research Center, Moffett Field. California: July 2014.*
2. *TM Space Data Link Protocol. Recommendation for Space Data System Standards, CCSDS 130.1-G-2. Green Book. Washington, D.C.: CCSDS, November 2012.*
3. *Помехоустойчивое кодирование. Методы и алгоритмы: справ. / В. В. Золотарев, Г. В. Овечкин. – М. : Горячая Линия–Телеком, 2004. – 128 с.*
4. *Морелос-Сарагоса Р. Искусство помехоустойчивого кодирования. Методы, алгоритмы, применение / Р. Морелос-Сарагоса. – М. : Техносфера, 2005. – 319 с.*
5. *Louis J. Satellite Communications Systems Engineering Atmospheric Effects, Satellite Link Design and System Performance / Louis J. Ippolito Jr. California : A JOHN WILEY & SONS, INC., 2008. – 396 p.*
6. *Garrett M. Radio astronomy. Radio Telescopes, receivers [Електронний ресурс]. – Режим доступу: https://www.astron.nl/~mag/dokuwiki/lib/exe/fetch.php?media=radio_astronomy Lec_3_ma_garrett.pdf.*
7. *Радиоэлектронные системы: Основы построения и теория : справ. / под ред. Я. Д. Ширмана. – Изд 2-е, перераб. и доп. – М. : Радиотехника, 2007. – 512 с.*
8. *Ziener, Rodger E. Principles of communication : systems, modulation, and noise / Rodger E. Ziener, William H. Tranter. – Seventh edition, California : A John Wiley & Sons, Inc., 2014. – 746 p.*
9. *Фриз П. В. Основы орбитального ruchu космических аппаратов : підручник / П. В. Фриз. – Житомир : ЖВІ НАУ, 2012. – 348 с.*
10. *Rogstad D., Mileant A., Pham T. Antenna Arraying Techniques in the Deep Space Network / Rogstad D., Mileant A., Pham T. - California: Jet Propulsion Laboratory, 2003. - 168 p.*
11. *Analog Device. Wideband Synthesizer with Integrated VCO. ADF435. Mode of access: World Wide Web : <http://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/ADF4350.pdf>.*

УДК 623.4.025

Н. А. КОРОЛЕВ, канд. техн. наук, **Н. М. НИКИТИН**, канд. техн. наук, **О. Н. СОЛОЩЕВ**, канд. техн. наук
(Корпорация “Научно-производственное объединение “Арсенал”, г. Киев)

НЕКОТОРЫЕ ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ РЕЗУЛЬТАТЫ КОГЕРЕНТНОГО НАКОПЛЕНИЯ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СИГНАЛОВ

Наведено деякі результати експериментів з виявленням повітряних цілей за допомогою макета радіолокаційної станції із цифровою антенною решіткою в умовах тривалого когерентного накопичення радіолокаційних сигналів. Підтверджено достатню з метою накопичення сигналів стабільність генераторної апаратури. Експериментально доведено можливість когерентного накопичення сигналів, що відбиті повітряними об'єктами протягом близько однієї секунди.

Приведены некоторые результаты экспериментов по обнаружению воздушных целей с помощью макета радиолокационной станции с цифровой антенной решеткой в условиях длительного когерентного накопления радиолокационных сигналов. Подтверждена достаточная для накопления сигналов стабильность генераторной аппаратуры. Экспериментально доказана возможность когерентного накопления сигналов, отраженных воздушными объектами на протяжении около одной секунды.

Одно из направлений повышения информационных возможностей перспективных радиолокационной станции (РЛС) состоит в использовании режима длительного когерентного накопления отраженных сигналов [1]. В таком режиме можно увеличить разрешающую способность по частоте пропорционально длительности пачки накапливаемых импульсов. Кроме того, возрастает энергетический потенциал РЛС, в результате увеличивается дальность действия РЛС и повышается точность измерения радиальной скорости. Режим длительного когерентного накопления позволяет получать доплеровские портреты целей как с помощью дискретного преобразования Фурье (ДПФ), так и с привлечением более изощренных методов анализа, в частности, метода инверсного синтеза апертуры, что создает предпосылки для идентификации движущихся целей [2].

При длительном когерентном накоплении обычно рассматривают так называемый доплеровский портрет, представляющий собой совокупность разрешаемых пропорционально длительности пачки гармоник вторичной модуляции принятого сигнала, зависящей от диаграммы обратного рассеяния цели и движения ее основных конструктивных

элементов [1]. Соотношение между этими гармониками позволяет с той или иной степенью детализации судить о типе радиолокационного объекта.

Особый интерес представляет использование длительного когерентного накопления в РЛС с цифровой антенной решеткой (ЦАР). В такой РЛС благодаря пространственной многоканальности, возникают условия для параллельного обзора заданного сектора пространства. Образующийся при таком способе обзора положительный баланс времени позволяет значительно увеличить длительность пачки накапливаемых импульсов. При этом на время накопления (длительность пачки накапливаемых импульсов) могут накладываться некоторые ограничения, связанные со следующими факторами.

Во-первых, время накопления может ограничиваться заданным темпом обзора пространства или требуемым темпом обновления радиолокационной информации. Во-вторых, возможность длительного накопления ограничивается временной стабильностью генераторных устройств РЛС. Третьим ограничивающим фактором является декорреляция отраженного от цели сигнала во времени, приводящая к расширению доплеровского спектра. На сегодняшний день сложилось традиционное

© Н. А. КОРОЛЕВ, Н. М. НИКИТИН, О. Н. СОЛОЩЕВ, 2015

представление о ширине спектра флюктуаций сигнала, отраженного от самолета, в пределах 10...20 Гц, основанное на экспериментальных результатах, приведенных в работе [3].

При таких флюктуациях время накопления ограничивается значениями 0,05...0,1 с. Эти результаты, полученные в начале второй половины XX века с помощью существовавшей радиолокационной и измерительной техники, в настоящее время подвергаются сомнению. Полученные в последние годы результаты исследований для РЛС метрового диапазона показывают возможность когерентного накопления сигналов воздушных целей в течение от единиц до десятков секунд [1]. В этой публикации имеется ссылка на экспериментальные результаты когерентного накопления в РЛС сантиметрового диапазона, где указывается эффективное время накопления до десятых долей секунды.

Таким образом, задача получения экспериментальных данных, в ходе которого оценивается когерентность аппаратуры и выполняется оценка возможности длительного когерентного накопления радиолокационных сигналов на основании исследования спектров отраженных сигналов, сохраняет свою актуальность.

Ниже приведены результаты экспериментальных исследований, полученные с помощью макета РЛС с ЦАР, созданного в Корпорации «НПО «Арсенал» в рамках опытно-конструкторской работы «Спостереження-А», выполняемой по заказу Государственного космического агентства Украины.

Макет РЛС с ЦАР работает в L-диапазоне и в нем предусмотрена возможность изменения параметров зондирующих прямоугольных импульсов (длительность импульса, период повторения, количество импульсов в пачке). В макете РЛС с ЦАР реализована абсолютная внутренняя когерентность сигналов. Эта когерентность обеспечивается применением стабильного задающего генератора, колебания которого используются для формирования колебаний несущей частоты передающего устройства, колебаний гетеродинного напряжения приемных устройств и формирования импульсов срабатывания аналого-цифровых преобразователей.

В процессе экспериментов производилось обнаружение сигналов и сопровождение обнаруженных целей (преимущественно рейсовых самолетов гражданской авиации). В необходимых случаях цифровые коды принятых сигналов фиксировались в запоминающем устройстве, что позволило в

последующем проводить их различную обработку. Для оценки доплеровских портретов применялась процедура дискретного преобразования Фурье.

На рис. 1 показан доплеровский портрет сигнала, отраженного от местного предмета, расположенного на дальности около 35 км (здесь и далее приводится уровень сигнала относительно уровня шумов приемного канала в децибелах). Время накопления пачки импульсов – 0,262 с, что соответствует разрешающей способности по частоте 3,8 Гц.

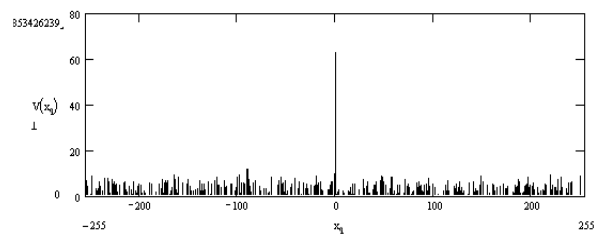


Рис. 1. Доплеровский портрет сигнала местного предмета

На рис. 1 видно, что сигнал местного предмета достаточно высокого уровня (62,8 дБ) присутствует только в одном нулевом фильтре, а в соседних фильтрах наблюдаются только шумовые составляющие. Это свидетельствует о стабильности аппаратуры, обеспечивающей когерентное накопление. Приведенный результат накопления интересен тем, что демонстрирует подавление сигналов местного предмета во всех других фильтрах с коэффициентом подавления более 60 дБ. В подтверждение этого на рис. 2 показан полезный сигнал движущейся цели (самолета на дальности 35 км), который выделяется в 97-м фильтре с уровнем 19,5 дБ, при воздействии сигнала от местного предмета с уровнем 53,17 дБ. Разрешающая способность по частоте в данном случае составляет 6,6 Гц.

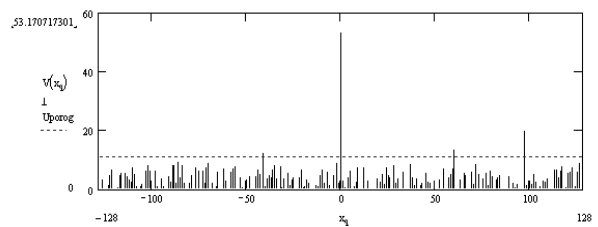


Рис. 2. Доплеровский портрет сигналов самолета и местного предмета

На рис. 3,а показан сигнал, отраженный от самолета. Этот сигнал сосредоточен в 96 фильтре и имеет уровень 34,6 дБ. Также наблюдаются

значительные превышения сигнала над шумом в двух соседних фильтрах. Можно предположить две причины такого явления. Во-первых, это может быть результатом декорреляции отраженного сигнала. Во-вторых, доплеровская частота отраженного сигнала не совпадает с резонансной частотой, и сигнал воспринимается боковыми лепестками соседних фильтров.

Для проверки второго предположения было произведено измерение частоты сигнала как точечного по частоте (гармонического) колебания. В результате была получена оценка частоты 95,869 долей ширины фильтра (или 630,53 Гц). На основании оценки частоты проведена коррекция процедуры ДПФ со смещением положения максимумов всех фильтров на величину 0,869 (или на 0,665 Гц). Доплеровский портрет движущейся цели, полученный с помощью смещенных фильтров ДПФ, показан на рис. 3,б. Можно отметить увеличение уровня сигнала на 0,23 дБ, а также отсутствие сигналов, превышающих шум, в соседних фильтрах, что свидетельствует о совпадении максимума АЧХ фильтра с максимумом спектра сигнала.

Полученный результат позволяет сделать вывод о том, что время корреляции отраженного от самолета сигнала существенно превышает время когерентного накопления 0,152 с.

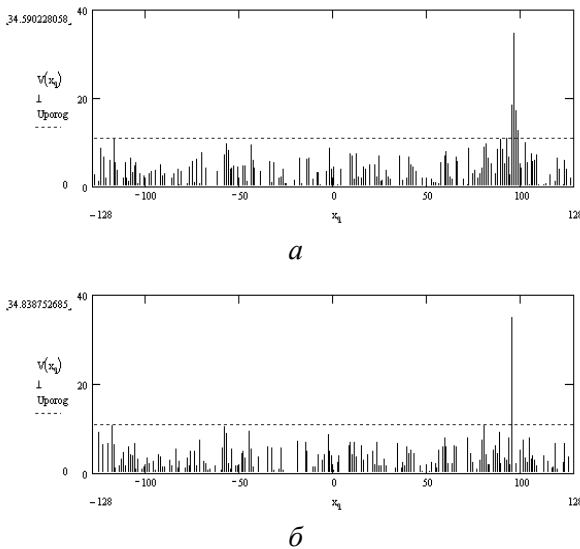


Рис. 3. Доплеровский портрет сигнала самолета 1

Аналогичный результат демонстрирует рис. 4. Этот результат получен для времени когерентного накопления 0,262 с. Смещение частоты сигнала от положения максимума фильтра составило 0,498.

Сигнал в фильтре, максимум частотной характеристики которого соответствует доплеровской частоте сигнала (рис. 4,б), вырос на 2,85 дБ. Отсутствие сигнала в соседних фильтрах указывает на высокую корреляцию накопленного сигнала.

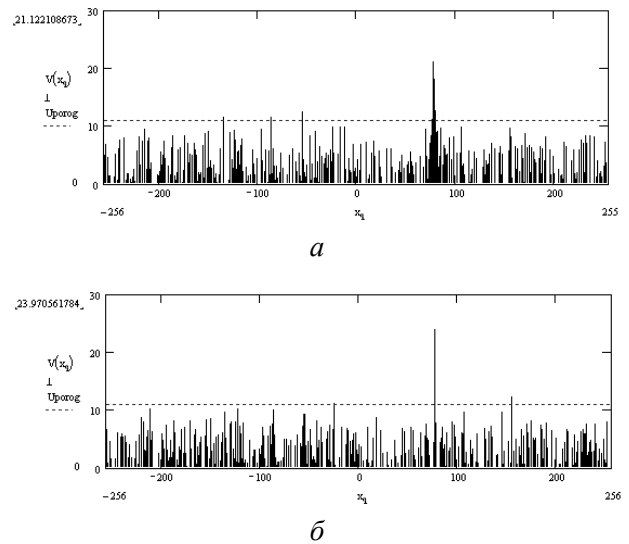


Рис. 4. Доплеровский портрет сигнала самолета 2

Рис. 5 иллюстрирует накопленные сигналы двух самолетов при воздействии мощного сигнала от местного предмета. В данном наблюдении длительность накопленной пачки составляла 0,157 с, что соответствует разрешающей способности по частоте 6,36 Гц или 0,74 м/с по радиальной скорости. Один из сигналов имеет уровень 28 дБ и наблюдается в фильтре с номером -176, второй с уровнем 24,2 дБ – в фильтре 85. Оба сигнала надежно выделяются на фоне отражения от местного предмета с интенсивностью 66,5 дБ.

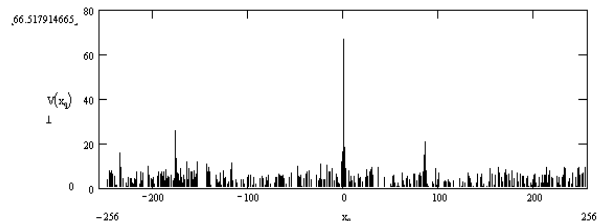


Рис. 5. Доплеровский портрет сигналов двух самолетов и мощного сигнала от местного предмета

На рис. 6 показан накопленный сигнал, отраженный от самолета, с уровнем 20,1 дБ в фильтре -111. Особенность приведенного доплеровского портрета – время накопления 0,792 с. В этом случае сигнал когерентно накоплен в фильтре с

полосой пропускания 1,26 Гц. Полученный результат указывает на возможность накопления сигналов от маневрирующих воздушных целей на протяжении около одной секунды.

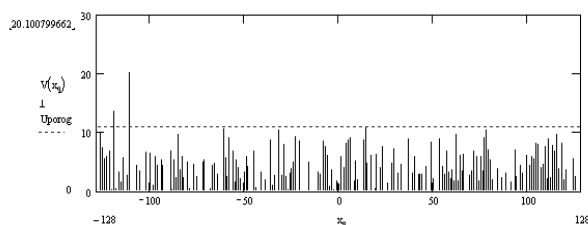


Рис. 6. Доплеровский портрет сигнала от самолета при времени накопления 0,792 с

Выводы

В результате проведенных экспериментов по локации воздушных целей с помощью макета радиолокационной станции с цифровой антенной решеткой, работающей в L-диапазоне, установлено следующее.

1. Созданная аппаратура макета радиолокационной станции с цифровой антенной решеткой обеспечивает длительное когерентное накопление радиолокационных сигналов.

2. Возможно когерентное накопление сигналов, отраженных от маневрирующих воздушных целей, на протяжении времени более 0,8 с.

3. Экспериментально показана возможность подавления сигналов местных предметов при использовании когерентного накопления с коэффициентом подавления не менее 60 дБ.

Список литературы

1. *Вопросы перспективной радиолокации* / под ред. А. В. Соколова. – М. : Радиотехника, 2003. – 512 с. (Сер. Радиолокация).
2. *Митрофанов, Д. Г.* Результаты обработки данных экспериментов по формированию доплеровских портретов объектов с применением сверхразрешения / Д. Г. Митрофанов, А. В. Романенко; ООО «Смоленский научно-инновационный центр радиоэлектронных систем «ЗАВАНТ», Россия. – Технические науки. 6. Электротехника и радиоэлектроника [Электронный ресурс]. – Режим доступа: www.rusnauka.com/32_NII_2014/Tecnic/6_179037.doc.htm.
3. *Справочник по радиолокации* : пер. с англ. / под ред. М. Скольника. В 4-х т. Т. 1. Основы радиолокации / под ред. Я. С. Иццоки. – М. : Сов. радио, 1976. – 456 с.

УДК 629.34.0157 (043.3)

В. А. СІВАК, канд. техн. наук (Національна академія державної прикордонної служби України
ім. Б. Хмельницького, м. Хмельницький)

МЕТОД ПОГЛИБЛЕНОЇ ДІАГНОСТИКИ ТЕХНІЧНОГО СТАНУ АГРЕГАТИВ І СИСТЕМ ТРАНСПОРТНИХ ЗАСОБІВ ТА ВИЗНАЧЕННЯ НОРМАТИВНИХ ЗНАЧЕНЬ ДІАГНОСТИЧНИХ ПАРАМЕТРІВ

Розкрито сутність та специфіку удосконаленого методу поглибленої діагностики технічного стану агрегатів і систем транспортних засобів на основі застосування нейромережного компонента. Крім того, в рамках даного методу пропонується процедура визначення нормативних значень діагностичних параметрів транспортних засобів, що використовуються з метою виконання оперативно-службових завдань з охорони державного кордону.

Раскрыта сущность и специфика усовершенствованного метода углубленной диагностики технического состояния агрегатов и систем транспортных средств на основе применения нейросетевого компонента. Кроме того, в рамках данного метода предлагается процедура определения нормативных значений диагностических параметров транспортных средств, которые используются для выполнения оперативно-служебных задач по охране государственной границы.

Відповідно до вимог нормативних документів підрозділи та органи Державної прикордонної служби України (ДПСУ) виконують різноманітні оперативно-службові завдання (ОСЗ) з охорони державного кордону України, в ході здійснення яких залучається велика кількість штатних сучасних транспортних засобів (ТЗ), наявність яких забезпечує оперативність та мобільність несення прикордонної служби [1].

Поряд із цим, у процесі управління технічним станом ТЗ та їх безпечною експлуатацією досить актуальною постає проблематика контролю їхнього технічного стану за рахунок розробки та удосконалення методів поглибленої діагностики як елемента нових інформаційних технологій [2].

Дослідження питань використання теорії нейронних мереж в галузі експлуатації ТЗ, в тому числі діагностування їхнього технічного стану, здійснювалось у наукових працях таких вчених, як Гордієнко Є. К., Васильєв В. І. та інших [3–4]. Однак існує необхідність проаналізувати можливість використання та адаптації результатів даних досліджень у площині специфіки вирішення проблеми управління безпечною експлуатацією ТЗ в умовах

виконання ОСЗ підрозділами та органами охорони державного кордону.

Мета даної статті – розкриття сутності удосконаленого методу поглибленої діагностики технічного стану агрегатів і систем ТЗ та процесу визначення нормативних значень їхніх діагностичних параметрів.

У рамках теоретичного аспекту, який розроблено та запропоновано автором Концепції забезпечення безпечної експлуатації ТЗ підрозділів та органів ДПСУ в умовах охорони державного кордону, сутність якої викладено в роботі [5], підвищення рівня контролю технічного стану ТЗ пропонується здійснювати за рахунок удосконалення методу поглибленого діагностування їхніх агрегатів та систем, а також визначення нормативних значень діагностичних параметрів, на основі застосування нейромережного компонента.

Ефективність діагностування агрегатів та систем ТЗ, в тому числі й тих, що використовуються підрозділами та органами ДПСУ, значною мірою визначається якістю застосованого алгоритму поглибленої постановки діагнозів, а також правильністю нормування ним використовуваних діагностичних параметрів.

© В. А. СІВАК, 2015

Традиційно ці дві складові системи діагностування розробляються окремо, причому спочатку нормують діагностичні параметри, а потім синтезують алгоритм постановки діагнозу [6, 7]. Через це при їх розробці використовують різні підходи та методики, що часто суперечать одна одній. Все це знижує загальну достовірність постановки діагнозів. Застосування нової інформаційної технології рішень дерев, що навчаються, дозволяє виконувати обидва завдання одночасно, орієнтуючись на максимальну ймовірність постановки діагнозу. В основу даного методу покладено основні елементи теорії рішень дерев, що навчаються, під керуванням нейромережі [8, 9].

Будемо позначати змінною X множину діагностичних параметрів, а змінною Y – множину діагнозів об'єкта ТЗ. Нехай x та y множини значень змінних X і Y відповідно. Позначимо символом C набір експериментальних прикладів, тобто множину пар виду (x, y) , де $x \in X, y \in Y$.

Набір експериментальних прикладів поділяється на дві вибірки: навчальну C_1 і контрольну C_2 .

У дереві рішень D кожному прикладу x ставиться у відповідність деякий лист, що позначається $I(x)$. Позначимо через $N_D(x)$ множину всіх вершин дерева D на шляху від кореня до листка $I(x)$, включаючи $I(x)$. Позначимо через $a_i(n)$ i -го попередника вершини n ; іншими словами, i – довжина шляху в дереві від вершини n до вершини a_i . Відповідно попередник вершини n позначатиметься $a_i(n)$.

Вершину дерева n можна розглядати як деяку підмножину множини C , таку, що для всіх його елементів x шлях від кореня дерева до $I(x)$ проходить через вершину n :

$$n \Leftrightarrow \{(x, y) \in C : n \in N_D(x)\}. \quad (1)$$

Нехай ϵ множина бульових питань q_i (бульовим будемо називати питання, яке допускає тільки дві відповіді, наприклад, «ТАК» і «НІ»).

З погляду діагностики під бульовим питанням розуміється процес порівняння величини вимірюваного діагностичного параметра x з його нормативною величиною S_n , а під відповіддю – результат цього порівняння, тобто, наприклад, «ТАК» – «Параметр в нормативних межах», а «НІ» – «Параметр вийшов за нормативні межі». Кожному питанню поставимо у відповідність дві підмножини множини C .

Підмножину, для всіх елементів якої на питання q_i дають відповідь «ТАК», позначимо Q_i^C :

$$Q_i^C = \{(x, y) \in C : q_i(x) = \text{"Так"}\}. \quad (2)$$

Для всіх інших елементів множини C на питання q_i дається відповідь «НІ». Позначимо підмножину $Q_i'^C$:

$$Q_i'^C = \{(x, y) \in C : (x, y) \in Q_i^C\}. \quad (3)$$

Заперечення питання q_i позначимо q_i' .

Нехай $P_i^n(y|x)$ – емпірична умовна ймовірність конкретного діагнозу y за умови, що поточною вершиною є n і на питання q_i іде відповідь «ТАК»:

$$P_i^n(y|x) = \frac{|(x', y') \in Q_i : y' = y|}{|Q_i^C|}. \quad (4)$$

Аналогічно, ймовірність цього ж діагнозу y , за умови, що на питання q_i іде відповідь «НІ», позначимо через $P_i'^n(y|x)$:

$$P_i'^n(y|x) = \frac{|(x', y') \in Q_i' : y' = y|}{|Q_i'^C|}. \quad (5)$$

Ключовим моментом для алгоритму побудови дерева рішень є вибір *критерію* завершення навчання. Критерій завершення – це певне правило, що визначає, в який момент алгоритм повинен припинити подальше «розщеплення» вершини дерева.

Як критерій завершення будемо використовувати зменшення ентропії, що досягається в результаті розщеплення чергової вершини. З погляду діагностичного алгоритму розщеплення відбувається шляхом встановлення конкретного значення діагностичного нормативу параметра, розташованого в даній вершині дерева, з подальшою його зміною в процесі навчання дерева в межах, що не суперечать фізичним і логічним обмеженням діагностичної задачі. Якщо зменшення ентропії більше нуля, то розщеплення цієї вершини буде продовжено. В іншому випадку вершина вважається остаточно сформованою, і алгоритм переходить до наступної.

Формально алгоритм побудови дерева рішень можна описати так: почати з набору прикладів C та єдиної вершини n – кореня дерева. Якщо всі результати у вершині n однакові, тобто

$$\exists y_n \in \Psi : \forall (x, y) \in n, y = y_n, \quad (6)$$

то оголосити вершину n листом і завершити роботу.

Інакше:

Для кожного питання q_i ($i = 1, 2, \dots, m$) обчислити середню умовну ентропію

$$\begin{aligned}
 H'_n(Y|q_i) &= P_r\{(x, y) \in Q_i^n\} \cdot H(Y|q_i, n) + \\
 &+ P_r\{(x, y) \in Q_i'^n\} \cdot H_n(Y|q_i', n) = \\
 &= -\frac{|Q_i^n|}{|n|^{y \in \Psi}} \sum p^n(y|x) \in Q_i^n \log_2 p^n(y|x \in Q_i^n) - \\
 &-\frac{|Q_i'^n|}{|n|^{y \in \Psi'}} \sum p^n(y|x) \in Q_i'^n \log_2 p^n(y|x \in Q_i'^n). \quad (7)
 \end{aligned}$$

Вибрати питання q_k , що веде до мінімальної ентропії:

$$k = \arg_i \min H'_n(Y|q_i). \quad (8)$$

Визначити зменшення ентропії в результаті застосування питання q_k у вузлі n

$$\Delta H(k) = H_n(Y|q_k). \quad (9)$$

Якщо $\Delta H(k) \leq 0$, то оголосити вершину n листом і завершити роботу.

Інакше:

Розщепити вершину n у відповідності до питання q_k (встановивши певне значення діагностичного нормативу S_n) наступним чином:

надати верхівці n питання q_k ;

створити дві дочірні вершини n_i та n_r ;

надати вершині n_i підмножину прикладів

$$C_{ni} = Q_i^n;$$

надати вершині n_r підмножину прикладів

$$C_{nr} = Q_i'^n.$$

Рекурсивно повторити алгоритм для n_i та n_r , видаливши q_k зі списку питань.

Висновок

Таким чином, у результаті застосування методу поглибленої діагностики технічного стану агрегатів і систем ТЗ отримуємо дерево, яке є алгоритмом постановки діагнозу, з вершинами, в яких розташовано нормативні значення діагностичних параметрів. Оптимальність алгоритму та системи діагностичних нормативів оцінюється за достовірністю постановки діагнозу як відношення кількості правильно поставлених діагнозів за даними контрольної експериментальної вибірки до загальної кількості даних цієї ж вибірки.

Даний метод можливо використовувати для контролю та прогнозування технічного стану ТЗ в процесі управління їхньою безпечною експлуатацією в підрозділах та органах ДПСУ.

Список літератури

1. Закон України «Про Державну прикордонну службу України» // Відомості Верховної Ради. – 2003. – № 27. – Ст. 208 (Із змінами, внесеними згідно із Законом № 965IV (96515) від 19.06.2003 // ВВР. – 2003. – № 45. – Ст. 357).
2. Сівак В. А. Дослідження можливостей упровадження нових інформаційних технологій у вирішення проблеми підвищення безпеки експлуатації транспортних засобів ООДК / В. А. Сівак // Зб. наук. праць НАДПСУ. – № 1 (63). – Хмельницький: Вид-во НАДПСУ, 2015. – С. 280–294. – Сер. Військові та технічні науки.
3. Гордиенко Е. К. Искусственные нейронные сети. Основные определения и модели / Е. К. Гордиенко, А. А. Лукьяница // Технич. кибернетика. – 1994. – № 5. – С. 79–92.
4. Васильев В. И. Перспективы использования нейросетевых технологий при проектировании и эксплуатации транспортных средств / В. И. Васильев, Д. И. Дик // Прогрессивные формы организации процессов технической эксплуатации автомобилей и специальной нефтепромышленной техники: межвуз. сб. науч. тр. – Тюмень, 2004. – С. 34–39.
5. Сівак В. А. Концепція безпечної експлуатації транспортних засобів в умовах охорони державного кордону / В. А. Сівак // Зб. наук. праць НАДПСУ. – № 2 (64). – Хмельницький: Вид-во НАДПСУ, 2015. – С. 76–82. – Сер. Військові і технічні науки.
6. Биргер И. А. Техническая диагностика / И. А. Биргер. – М.: Машиностроение, 1978. – 240 с.
7. Болдин А. П. Научные основы разработки и использования систем внешнего и встроенного диагностирования на автомобильном транспорте: автореф. дис. ... д-ра техн. наук / А. П. Болдин. – М., 1993. – 32 с.
8. Горбань А. Н. Обучение нейронных сетей / А. Н. Горбань. – М.: Изд-во СССР–США СП «ПараГраф», 1990. – 160 с.
9. Денисов А. А. Теория больших систем управления: учеб. пособ. для вузов по спец. «Автоматика и телемеханика» / А. А. Денисов, Д. Н. Колесников. – Л.: Энергоиздат (Ленингр. отд.), 1982. – 287 с.

УДК 519.816

В. В. ЦИГАНОК, д-р техн. наук, **С. В. КАДЕНКО**, кандидат техн. наук, **П. Т. КАЧАНОВ**, кандидат техн. наук, **О. В. АНДРІЙЧУК**, молодший науковий співробітник, **П. Д. РОЇК**, аспірант (Лабораторія систем підтримки прийняття рішень (СППР) Інституту проблем реєстрації інформації (ІПРІ) НАН України)

ІНСТРУМЕНТАРІЙ ПІДТРИМКИ ПРИЙНЯТТЯ РІШЕНЬ ЯК ЗАСІБ СТРАТЕГІЧНОГО ПЛАНУВАННЯ

Пропонується новий підхід до побудови стратегічних планів, в основу якого покладено сучасні методи експертної підтримки прийняття рішень, що включають ієрархічну декомпозицію проблеми, цільове динамічне оцінювання альтернатив, парні порівняння та розподіл ресурсів. Можливість використання різних шкал оцінювання дозволяє підвищити достовірність результатів групових експертиз та удосконалити процес стратегічного планування. Застосування підходу описується на прикладі оцінки ряду проектів з розвитку збройних сил.

Предлагается новый подход к построению стратегических планов, в основу которого положены современные методы экспертной поддержки принятия решений, включающие иерархическую декомпозицию проблемы, целевое динамическое оценивание альтернатив, парные сравнения и распределение ресурсов. Возможность использования разных шкал оценивания позволяет повысить достоверность результатов групповых экспертиз и усовершенствовать процесс стратегического планирования. Применение подхода описывается на примере оценки ряда проектов по развитию вооруженных сил.

Decision-making support tools for strategic planning The paper describes a new original approach to strategic planning. The approach is based upon modern expert decision support methods, including hierarchic problem decomposition, dynamic alternative estimation, pair-wise comparisons, and resource allocation. An opportunity of using different estimation scales allows us to increase the credibility of expert examination results and improve strategic planning process. Implementation of the approach is illustrated by an example, where a set of military forces development projects is estimated.

Вступ. Стан проблеми та мета дослідження

Під час стратегічного планування часто виникає проблема оцінки варіантів рішень та їхнього порівняння за багатьма якісними та кількісними критеріями. Методи багатокритеріальної підтримки прийняття рішень (ППР) дозволяють розв'язувати широкий спектр задач. Значна кількість сучасних досліджень як теоретичних, так і практичних присвячена застосуванню методів ППР в таких сферах, як управління, охорона довкілля, виробництво, логістика, банківська галузь тощо.

Оборонна галузь посідає особливе місце серед перелічених, так званих слабо структурованих предметних областей. Прийняття рішень та побудова стратегій у оборонній галузі вимагає врахування впливу численних факторів як кількісного, так і якісного характеру. Також слід відзначити унікальність рішень, відсутність еталонів, а також неточність, помилковість, неповноту, неоднозначність

та суперечливість опису об'єктів. Саме внаслідок цих властивостей для стратегічного планування, оцінки пріоритетів та прийняття рішень в оборонній сфері необхідно застосовувати експертні методи. Розстановці пріоритетів у оборонній галузі та розвитку збройних сил, коли залучаються детерміновані та евристичні (експертні) дані, приділяють значну увагу науковці та профільні спеціалісти як в Україні, так і за кордоном [1–3]. Не буде зайвим наголосити, що в контексті сучасної політичної та економічної ситуації в Україні проблема стратегічного планування розвитку Збройних Сил набула особливої актуальності.

Незважаючи на дійсно велику кількість досліджень, присвячених застосуванню експертних методів багатокритеріальної ППР, зокрема, у стратегічному плануванні, певні аспекти даної проблематики потребують подальшої розробки. Зокрема, йдеться про таке:

© В. В. ЦИГАНОК, С. В. КАДЕНКО, П. Т. КАЧАНОВ, О. В. АНДРІЙЧУК, П. Д. РОЇК, 2015

- оцінювання ще не завершених довгострокових проектів на інтервалі часу;
- забезпечення повноти та узгодженості експертних даних;
- підвищення рівня довіри до них з боку осіб, що приймають рішення (ОПР);
- розробку систем показників та методик оцінювання проектів за критеріями, ефективність яких не може бути зведена до кількісних (наприклад, фінансових) показників;
- створення ефективної та гнучкої методики розподілу ресурсів між проектами.

Глобальна мета дослідження – удосконалення наявного апарату експертної ППР з урахуванням особливостей процесу стратегічного планування в слабко структурованих предметних областях. У контексті даної статті автори ставили перед собою більш конкретну мету: розробити комплексну методику ППР, яка дозволить підвищити якість процесу стратегічного планування розвитку Збройних Сил України (ЗСУ). Отже, у статті пропонуються методика побудови стратегії розвитку галузі на основі сучасних методів експертної ППР та ілюстративний приклад її застосування.

Сутність та загальні етапи процесу побудови стратегії

Як відомо, в загальному розумінні стратегія являє собою не-деталізований план дій, розрахований на тривалий період часу і спрямований на досягнення певної головної мети. У той же час, цей план має бути гнучким, конструктивним, стійким до невизначеності умов середовища та таким, що передбачає конкретизацію шляхом декомпозиції цієї головної мети.

З огляду на вищевказані вимоги та на слабку структурованість предметної області, для якої будеться стратегія, побудова стратегії передбачає такі етапи.

1. Формулювання головної мети (цілі). Задача формулювання головної мети, на досягнення якої буде спрямований стратегічний план, покладається на ОПР. Якщо йдеться про збройні сили, у ролі ОПР може виступати представник вищого командного складу, керівник відомства, у компетенцію якого входить прийняття стратегічних рішень. Прикладом формулювання головної цілі може бути: «Забезпечити достатній рівень обороноздатності України».

2. Підбір експертів. Задача вибору експертів у загальному випадку покладається на інженера зі

знань – організатора експертизи. У ролі експертів можуть виступати як керівники організаційних підрозділів відомства, так і профільні фахівці (якщо йдеться про вузьке тематичне питання, наприклад, про конкретні види озброєння, певні аспекти забезпечення збройних сил тощо). Бажано, щоб експертна група була максимально репрезентативною та включала хоча б по декілька фахівців з кожного з питань (факторів), які впливають на досягнення головної цілі.

На окрему увагу в контексті досягнення консенсусу та визначення узагальненої оцінки в групі заслуговує задача визначення відносної компетентності експерта в питанні, що розглядається. Якщо компетентність експертів у групі істотно відрізняється, то їхні судження не можна вважати однаково вагомими і, відтак, слід застосовувати відповідні підходи до її визначення. Наприклад, можна скористатися методом визначення компетентності, запропонованим В. Г. Тоценком у [4], який було застосовано у [5].

3. Побудова ієрархії цілей, що описує предметну область. Ієрархічний підхід, що ґрунтується на декомпозиції головної цілі, успішно застосовується в численних методах ППР, зокрема в методах аналізу ієрархій [6]. Ієрархічна декомпозиція задачі дозволяє сформулювати, відокремити та врахувати всі критерії, що впливають на головну ціль, а також чітко визначити структуру зв'язків між цими критеріями. У контексті вітчизняної науки ієрархічний підхід розвивав у своїх працях та дослідженнях В. Г. Тоценко [4]. Створений у лабораторії СППР ІПРІ НАН України (див. <http://dss-lab.org.ua>) інструментарій ППР на базі цільового ієрархічного підходу розроблявся та застосовувався в рамках НДР, що виконувалися на замовлення різних організацій: фонду «Відродження», Міністерства оборони України, МОН України [7], Національної космічної агенції України [8, 9] та ін.

Ієрархія цілей певної предметної області будується в ході діалогу з експертами шляхом послідовної декомпозиції головної цілі на складові. На кожному етапі декомпозиції експертові пропонується сформулювати цілі, які безпосередньо впливають на мету, що розкривається, а також вказати на характер впливів (якісний чи кількісний, позитивний чи негативний). У контексті тематики даної статті передбачається, що головна мета (наприклад, «Забезпечити достатній рівень обороноздатності України») розкладається на більш конкретні, предметні, простіші цілі доти, поки на нижньому

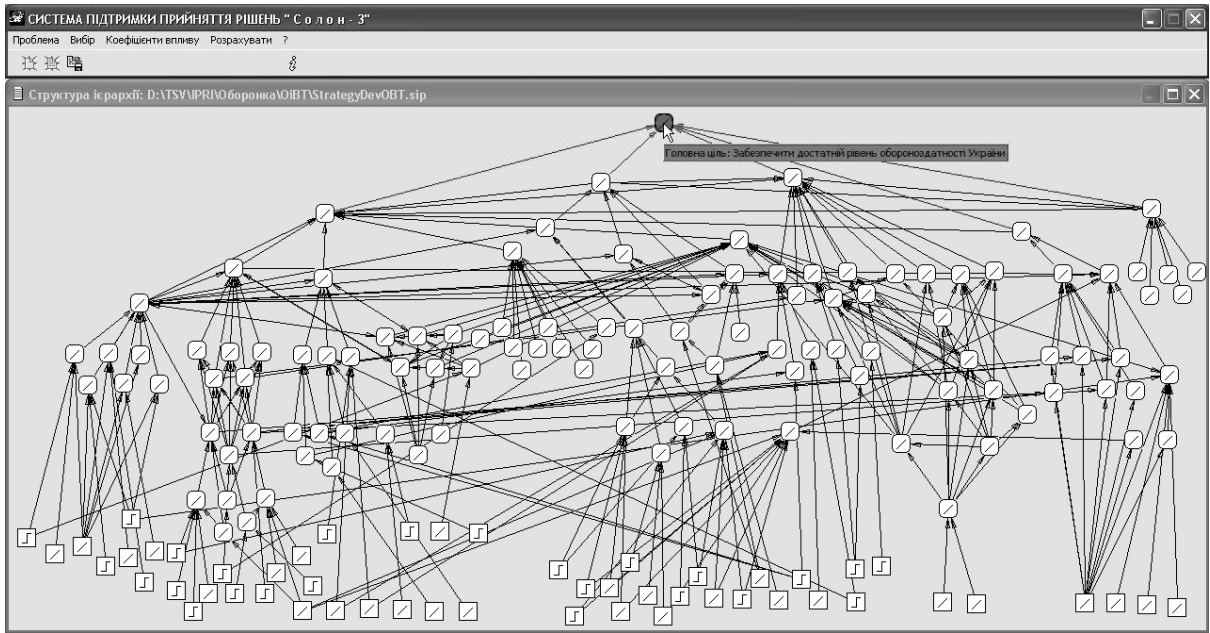


Рис. 1. Інтерфейс СППР «Солон» та вигляд ієрархії цілей

рівні ієрархії не опиняться атомарні цілі – проекти, на безпосереднє здійснення яких можуть впливати ОПР, керівники функціональних підрозділів чи відомств.

Вигляд інтерфейсу СППР «Солон» та ієрархії цілей показаний на рис. 1. Результатом даного етапу побудови стратегії є ієрархічна структура, яка, на думку експертної групи, повною мірою описує предметну область.

У побудові ієрархії може брати участь як одна особа (це, зазвичай, підготовлений у певній галузі інженер зі знань), так і групи з декількох експертів. При цьому члени експертних груп можуть брати участь у побудові ієрархії як колегіально, у ході особистого обговорення, так і дистанційно. Для дистанційної групової роботи експертів

у глобальній мережі лабораторією СППР створено комплекс програмних засобів «Консенсус» [10].

4. Оцінка експертами відносних впливів цілей у ієрархії. Відносний вплив кожної цілі в графі ієрархії на безпосереднього «нащадка» пропонується визначати як агреговане значення оцінок, наданих експертами групи. Ступені вагомості впливів (часткові коефіцієнти впливу) цілей можуть як вводитися у вигляді безпосередніх оцінок, так і обраховуватися на основі виконаного попарного порівняння, яке підвищує достовірність такого оцінювання. Передбачається, що кожне окреме парне порівняння може здійснюватись з використанням шкали, яка за своєю докладністю найкращим чином відповідає рівню знань (компетентності) експерта в питанні, що обговорюється



Рис. 2. Вибір експертом рівня детальності шкали парних порівнянь

[11]. Надання експерту можливості робити оцінювання у найзручнішій для нього шкалі або ж, навіть, відмовитись від виконання деяких порівнянь забезпечує йому більшу впевненість у своїх оцінках і, разом з тим, гарантує більшу достовірність результатів експертизи. У рамках розробленого програмного інструменту рівень деталізації шкали в ході оцінювання може поступово зростати, і вже остаточне оцінювання виконуватиметься в найбільш прийнятній шкалі (рис. 2).

Переваги підходу, який надає можливість використання різних шкал, над наявними підходами підтверджені експериментально. Опис експерименту наведено у [12].

Агрегацію індивідуальних експертних оцінок у вигляді неповних матриць парних порівнянь (МПП) впливів, виконаних у шкалах з різною докладністю, пропонується проводити комбінаторним методом [13, 14]. Цей метод агрегації має декілька переваг над наявними підходами до обробки МПП:

- У методі максимально використовується надлишковість інформації.

- Метод дозволяє визначати вагомість альтернатив у випадках, коли частина елементів МПП відсутня (не задана). Тобто для визначення ваг альтернатив не є обов'язковою вимогою наявність усіх парних порівнянь у матрицях. Необхідною умовою є лише зв'язність графа, що відповідає узагальненій МПП.

- Метод є одноетапним (на відміну від підходів, що застосовуються для обчислення ваг, скажімо, у групових методах оцінювання [15]). Агрегація парних порівнянь у групових методах ППР являє собою двоетапну процедуру: або (1) спочатку агрегуються індивідуальні МПП, а потім – на основі узагальненої матриці обчислюється вектор ваг альтернатив, або (2) спочатку за кожною МПП обчислюється вектор ваг а потім всі вектори агрегуються. У випадку (1) узгодженість усіх індивідуальних МПП не гарантує узгодженості підсумкової МПП. У випадку (2) узгодженість індивідуальних МПП не гарантує узгодженості векторів ваг обчислених за кожною з МПП. Якщо рівень узгодженості недостатній для коректного виконання агрегування та обрахунку ваг, то в такому випадку двоетапність процедур унеможливує організацію зворотного зв'язку з експертами для підвищення узгодженості. При застосуванні комбінаторного методу немає потреби в поетапному досягненні бажаного рівня узгодженості і тому не

має місця конфлікт між двома послідовними процесами узгодження. Якщо потрібно підвищити узгодженість парних порівнянь, то певні елементи індивідуальних МПП коригуються за згодою з експертами, що сформуvalи відповідні МПП. Для визначення рівня узгодженості експертних оцінок пропонується використовувати спектральний коефіцієнту згодженості [4,16], який порівнюється із заздалегідь обчисленими пороговими значеннями.

5. Розрахунок відносної ефективності проектів, тобто «відносного внеску» кожного проекту в досягнення головної цілі.

Проектом у даному контексті називається «атомарна» ціль із нижнього рівня ієрархії, на яку може безпосередньо впливати ОПР. Відносна ефективність кожного проекту обраховується за допомогою методу цільового динамічного оцінювання альтернатив (МЦДОА), запропонованого В.Г. Тоценком у [17]. Метод було удосконалено в [18] та доведено до практичного застосування в серії СППР «Солон» [19].

Відносною ефективністю проекту вважається різниця між особливим чином розрахованими ступенями досягнення головної цілі за наявності цього проекту в ієрархії та за умовийого відсутності. Наприклад, якщо головна ціль досягається на 100%, а за відсутності проекту – на 98%, то його відносна ефективність серед інших проектів дорівнює 2%.

6. Визначення оптимальної стратегії розвитку галузі. Очевидно, що чим більше вагомість певного проекту, чи критерію, тим суттєвіше він впливає на реалізацію головної цілі. Тому спрямування ресурсівна цей проект приносить вагоміші та відчутніші результати. Отже, як оптимальну стратегію пропонується обирати оптимальний варіант розподілу ресурсів між проектами (тобто той, який забезпечує найбільш ефективне досягнення головної цілі в ієрархії) з урахуванням значень відносної ефективності цих проектів та необхідних і наявних ресурсів на поточний момент часу.

Задача вибору оптимального розподілу ресурсів міжпроектами є предметом окремого дослідження. Слід зазначити, що проекти можуть характеризуватися різними термінами реалізації і тому різними часовими затримками впливу на головну ціль. Завдяки застосуванню МЦДОА в рамках заданого стратегічного плану є можливість порівняти цілком різнопланові проекти: ті, що дають моментальний (невідкладний) ефект, з тими, ефект від виконання яких може з'явитись в далекій стратегічній перспективі. Інший важливий

параметр, який характеризує проекти – діапазон необхідних обсягів ресурсів. Наприклад, якщо мінімальний необхідний обсяг фінансування для здійснення проекту складає 1 млн. грн., а запитуваний – 2 млн. грн., то немає сенсу надавати на цей проект суму, що не належить до цього діапазону.

Зогляду на вказані особливості, найбільш раціональним способом розв’язання задачі розподілу ресурсів між проектами на заданий період вважається цілеспрямований перебір усіх можливих розподілів ресурсів з заданою точністю (припустимо, до 10 тис. грн.), наприклад, за допомогою генетичного алгоритму [20].

У залежності від складності предметної області та сформульованої цілі, що має бути досягнута, процес побудови стратегічного плану може бути простішим або складнішим. Втім, запропонований математичний апарат та розроблені програмні засоби ППР дають змогу, спираючись на всі доступні знання про предметну область, створювати досить масштабні та змістовні перспективні плани.

Приклад

Далі пропонується гіпотетичний приклад, що показує заключні етапи процесу побудови оптимального стратегічного плану на 5-річну

перспективу, за умов наявності фінансових ресурсів у обсязі 1 млрд. грн.

У рамках прикладу вважаємо, що ієрархію з головною ціллю «Забезпечити достатній рівень обороноздатності України» уже побудовано і триває 4-й етап побудови стратегічного плану з наведених у попередньому розділі

– оцінка відносних впливів проектів на деяку ціль з графа ієрархії цілей.

Оцінювання на цьому етапі прикладу виконується групою з трьох рівно компетентних експертів. Кожному експертові надається можливість визначити наявність переваги для кожної пари із 4-х проектів – виконати ординальне порівняння („>” – більше; „<” – менше), визначитись зі шкалою оцінювання, вибрати кількість поділок для цієї шкали, власне, обрати номер конкретної поділки.

У табл.1 наведено дані експертного оцінювання щодо проектів, які впливають на ціль „Розвиток озброєння та військової техніки ЗСУ”: С1 – оборонна програма розвитку ОВТ; С2 – заходи щодо створення ракетного комплексу; С3 – будівництво кораблів класу «корвет»; та С4 – створення військово-транспортного літака Ан-70 та його закупівля задержаним оборонним замовленням.

Таблиця 1. Приклад експертного оцінювання відносних впливів проектів

	Експерт 1					Експерт 2					Експерт 3				
	C ₁	C ₂	C ₃	C ₄		C ₁	C ₂	C ₃	C ₄		C ₁	C ₂	C ₃	C ₄	
Ординальне порівняння	C ₁	1	*	>	>	C ₁	1	>	<	>	C ₁	1	>	>	>
	C ₂		1	<	>	C ₂		1	<	>	C ₂		1	<	<
	C ₃			1	>	C ₃			1	*	C ₃			1	>
	C ₄				1	C ₄				1	C ₄				1
Кількість поділок шкали	C ₁	1	*	5	9	C ₁	1	5	5	9	C ₁	1	5	8	9
	C ₂		1	5	9	C ₂		1	7	9	C ₂		1	9	3
	C ₃			1	5	C ₃			1	*	C ₃			1	9
	C ₄				1	C ₄				1	C ₄				1
Номер поділки	C ₁	1	*	3	4	C ₁	1	4	2	7	C ₁	1	2	4	8
	C ₂		1	2	2	C ₂		1	4	5	C ₂		1	3	2
	C ₃			1	5	C ₃			1	*	C ₃			1	3
	C ₄				1	C ₄				1	C ₄				1
Номер шкали	C ₁	1	*	3	3	C ₁	1	3	4	1	C ₁	1	1	2	3
	C ₂		1	3	3	C ₂		1	4	2	C ₂		1	1	5
	C ₃			1	3	C ₃			1	*	C ₃			1	1
	C ₄				1	C ₄				1	C ₄				1
Уніфіковані значення парних порівнянь	C ₁	1	*	2.615	2.280	C ₁	1	4.529	0.833	7.000	C ₁	1	2.500	2.011	6.839
	C ₂		1	0.662	1.316	C ₂		1	0.574	2.333	C ₂		1	0.333	0.726
	C ₃			1	7.845	C ₃			1	*	C ₃			1	3.000
	C ₄				1	C ₄				1	C ₄				1

На основі уніфікованих значень парних порівнянь (нижній ряд матриць табл. 1) обчислюються відносні ваги впливів проектів (табл. 2).

Таблиця 2. Розраховані відносні ваги впливів проектів

Позначка проекту	Нормалізоване значення ваги
C1	0.4054
C2	0.1508
C3	0.3464
C4	0.0975

Результатом 5-го етапу є подані в графічному вигляді розрахунки відносної ефективності проектів. На екранній формі СППР „Солон-3” (рис. 3) можна спостерігати прогнозовану динаміку змін відносної ефективності на часовому проміжку.

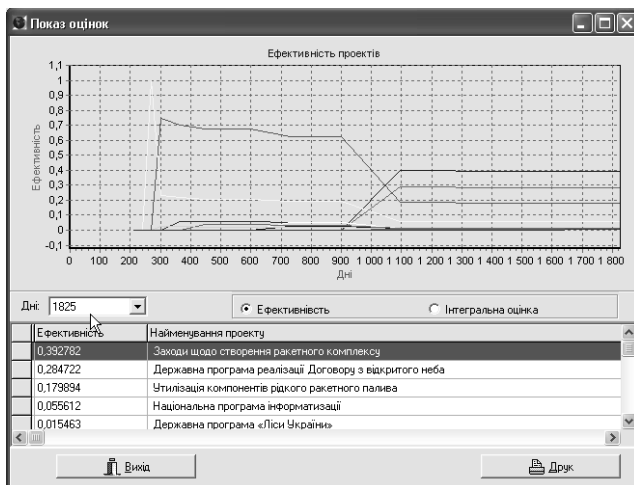


Рис. 3. Розрахована відносна ефективність проектів

Для побудови оптимальної стратегії на 5-річну перспективу скористаємось інструментарієм розподілу ресурсів (рис. 4).

Для кожного проекту, що претендує на фінансування, вводять експертні оцінки: мінімальнеобхідна кількість ресурсів для існування проекту (R min), відсоток виконання проекту примінімальному фінансуванні (% min), кількість ресурсів, що запитується (R max) та запланований відсоток виконання при цьому (% max – зазвичай дорівнює100%). Після виконання розрахунків (кнопка <Розподілити>) кількості виділених ресурсів розміщуються в колонці «виділено».

Список рекомендованих дій для ОПР у вигляді набору проектів із розрахованими обсягами фінансування буде базисом для оптимального стратегічного плану досягнення поставленої головної мети в 5-річній перспективі в рамках наявних обмежених ресурсів.

Висновки

У роботі запропоновано технологію стратегічного планування, яка ґрунтується на використанні апарату експертної підтримки прийняття рішень.

Перевагами запропонованої технології є можливість використання усіх наявних знань про предметну область (включаючи знання експертів) та врахування кількісних та якісних факторів, що впливають на досягнення стратегічної цілі, висока достовірність групових експертних оцінок механізму забезпечення достатньоузгодженості експертних даних, у тому числі неповних та отриманих з використанням різних шкал оцінювання, а також можливість врахування часових рамок виконання проектів та наявності

№	Назва проекту	R min	% min	R max	% max	виділено
1	Будівництво кораблів класу "корвет"	100000	25	300000	100	282360,0000
2	Державна програма «Ліси України»	1000	30	3000	100	0,000
3	Державна програма реалізації Договору з відкритого неба	1000	80	1300	100	0,000
4	Забезпечення живучості та вибухобезпечності арсеналів, баз та складів озброєння, ракет і боеприпасів ЗСУ	20000	20	50000	100	46070,0000
5	Забезпечення житлом військовослужбовців, осіб рядового і начальницького складу органів внутрішніх справ, крим	10000	10	80000	100	53830,0000
6	Заходи щодо створення ракетного комплексу	20000	50	50000	100	50000,0000
7	Національна програма інформатизації	5000	80	7000	100	6160,0000
8	Облаштування та реконструкція державного кордону	60	25	200	100	60,0000
9	Оборонна програма розвитку ОВТ	50000	10	500000	100	434080,0000
10	Створення військово-транспортного літака Ан-70 та його закупівля за державним оборонним замовленням	150000	40	300000	100	115380,0000
11	Утилізація звичайних видів боеприпасів, не придатних для подальшого використання і зберігання	30000	50	45000	100	0,000
12	Утилізація компонентів рідкого ракетного палива	8000	70	12000	100	0,000

Рис. 4. Розрахований розподіл ресурсів між проектами

необхідних ресурсів. Перелічені особливості роблять технологію зручним та гнучким інструментом стратегічного планування.

Якприклад застосування методики розглянуто оцінку конкретних проектів, спрямованих на розвиток ЗСУ.

Подальші дослідження в даному напрямі можуть бути присвячені розробці нових алгоритмів визначення оптимального розподілу ресурсів в контексті заданої головної мети стратегічного плану.

Література

1. Чепков І.Б. Методичний підхід до обґрунтування раціонального співвідношення обсягів розробки, закупівлі та ремонту озброєння й військової техніки [Текст] / І. Б. Чепков, Б.М. Ланецкий, О.Б. Леонтьєв, В. В. Лук'янчук // Озброєння та військова техніка. – 2014. – № 3. – С. 9–14.
2. Бегма В.М. Військово-технічна та оборонно-промислова політика України в сучасних умовах: аналіз доп. [Текст] / В. М. Бегма, О. О. Свергунов; упоряд. В. М. Маркелов [за заг. ред. В. М. Бегми]. – К.: НІСД, 2013 – 112 с.
3. Aull-Hyde Rhonda Military applications of the analytic hierarchy process [Text] / Rhonda Aull-Hyde, Kirsten Andrews Davis // Int. J. of Multicriteria Decision Making. – 2012. – Vol. 2, No. 3. – pp. 267–281.
4. Тоценко В.Г. Методы и системы поддержки принятия решений. Алгоритмический аспект [Текст] / В. Г. Тоценко; ИПРИ НАНУ – К.: Наук. думка, 2002. – 382 с.
5. Полегенько А.Ф. Оценка относительной компетентности экспертов в экспертной группе с использованием матриц парных сравнений [Текст] / А. Ф. Полегенько, А. В. Князьский // Озброєння та військова техніка. – 2014. – № 3. – С. 49–55.
6. Saaty T. L. Relative measurement and its generalization in decision making. Why pairwise comparisons are central in mathematics for the measurement of intangible factors. The Analytic Hierarchy/Network Process [Text] / T. L. Saaty // Statistics and Operations Research. – 2008. – Vol. 102 (2). – pp. 251–318.
7. Тоценко В. Г. Об одном подходе к рейтингованию высших учебных заведений [Текст] / В. Г. Тоценко, С. В. Каденко, Т. Г. Сигал // Проблемы управления и информатики. – 2008. – № 1. – С. 87–95.
8. Циганок В.В. Технологія стратегічного планування на основі експертної підтримки прийняття рішень [Текст] / В. В. Циганок, О. В. Андрійчук, С. В. Каденко // Зб. доповідей щорічної конф. з міжнародною участю «Системи підтримки прийняття рішень. Теорія і практика». – Київ, 2015. – С. 33–37.
9. Tsyganok V. V. Using Different Pair-wise Comparison Scales for Developing Industrial Strategies [Text] / V. V. Tsyganok, S. V. Kadenko, O. V. Andriichuk // Int. J. Management and Decision Making. – 2015. – Vol. 14, No 3. – pp. 224–250.
10. Свідоцтво про реєстрацію авторського права на твір №45894 Держ. служби інтелект. власності України. Комп'ютерна програма „Система розподіленого збору та обробки експертної інформації для систем підтримки прийняття рішень – «Консенсус»” / В. В. Циганок, П. Т. Качанов, О. В. Андрійчук, С. В. Каденко. – Від 03/10/2012.
11. Циганок В. В. Агрегація групових експертних оцінок, що отримані у різних шкалах [Текст] / В. В. Циганок // Реєстрація, зберігання і обробка даних. – 2011. – Т. 13. – № 4. – С. 74–83.
12. Циганок В.В. Експериментальний аналіз технології експертного оцінювання [Текст] / В. В. Циганок, П. Т. Качанов, С. В. Каденко, О. В. Андрійчук, Г. А. Гоменюк // Реєстрація, зберігання і обробка даних. – 2012. – Т. 14, № 1. – С. 91–100.
13. Циганок В. В. Комбінаторний алгоритм парних порівнянь зі зворотним зв'язком з експертом [Текст] / В. В. Циганок // Реєстрація, зберігання і обробка даних. – 2000. – Т. 2, № 2. – С. 92–102.
14. Tsyganok V. V. Investigation of the aggregation effectiveness of expert estimates obtained by the pair-wise comparison method [Text] / V. V. Tsyganok // Mathematical and Computer Modelling. – 2010. – Vol. 52 (3-4). – pp. 538–544.
15. Forman E. Aggregating individual judgments and priorities with the analytic hierarchy process [Text] / E. Forman and K. Peniwati // European Journal of Operational Research. – 1998. – Vol. 108. – pp. 131–145.
16. Циганок В. В. Елементи комбінаторного підходу при визначенні спектрального

- коефіцієнта узгодженості експертних парних порівнянь [Текст] / В. В. Циганок // Реєстрація, зберігання і обробка даних. – 2012. – Т. 14. – № 2. – С. 98–105.
17. Тоценко В. Г. Об одном подходе к поддержке принятия решений при планировании исследований и развития. Ч. 2. Метод целевого динамического оценивания альтернатив [Текст] / В. Г. Тоценко // Проблемы управления и информатики. – 2001. – № 2. – С. 127–139.
18. Циганок В. В. Удосконалення методу цільового динамічного оцінювання альтернатив та особливості його застосування [Текст] / В. В. Циганок // Реєстрація, зберігання і обробка даних. – 2013. – Т. 15, № 1. – С. 90–99.
19. Свідомство про держ. реєстрацію автор. права на твір № 8669. МОН України Держ. деп. інтелект. власності. Комп'ютерна програма "Система підтримки прийняття рішень СОЛОН-3" (СППР СОЛОН-3) / В. Г. Тоценко, П. Т. Качанов, В. В. Циганок. – Зареєстр. 31.10.2003.
20. Holland J.H. Adaptation in natural and artificial systems. An introductory analysis with application to biology, control, and artificial intelligence [Text] / J. H. Holland. – London : Bradford book edition, 1994. – 211 p.

УДК 623.741/743

БЕЛЯЄВ Д.М., науковий співробітник, **РАССТРИГІН О.О.**, д-р техн. наук, старший науковий співробітник, головний науковий співробітник, **СЕМЕНЮК Р.П.**, науковий співробітник, **БУНАКОВ В.П.**, начальник науково-дослідної лабораторії
(Центральний науково-дослідний інститут озброєння та військової техніки ЗС України, м. Київ)

АНАЛІЗ СВІТОВОГО ДОСВІДУ ЗАСТОСУВАННЯ ВІЙСЬКОВИХ АЕРОСТАТНИХ ЛІТАЛЬНИХ АПАРАТІВ ТА ПЕРСПЕКТИВИ ЇХ ВИКОРИСТАННЯ У ЗБРОЙНИХ СИЛАХ УКРАЇНИ

Здійснено аналіз світового досвіду застосування військових аеростатних літальних апаратів для сучасних бойових систем, розглянуті можливі шляхи їх використання в Збройних Силах України

Проведен анализ мирового опыта применения военных аэростатных летательных аппаратов для современных боевых систем, рассмотрены возможные пути их использования в Вооруженных Силах Украины

З початком 1990-х років інтерес до аеростатних літальних апаратів (АеЛА) (дирижаблів, повітряних куль, прив'язних аеростатів тощо) знову спалахнув у багатьох країнах. Вони досить успішно застосовуються у військовій сфері в арміях США, Росії, Італії, Ізраїлю, Саудівської Аравії, Німеччини, Кувейту, Республіки Корея та ін. Виявилось, що АеЛА мають ряд особливостей, які не властиві літакам, вертольотам та навіть безпілотним літальним апаратам (БпЛА), а саме:

1. АеЛА стали набагато дешевші. Це відбулося після здешевлення виробництва гелію й створення нових матеріалів для їх оболонок. Поряд з високими алюмінієвими та титановими сплавами розроблені та широко використовуються різноманітні композиційні матеріали, які мають при невеликій щільності високі характеристики міцності. Замість прорезинених перкалів використовуються багатошарові плівки з майлару, кевлару, дакрону, тедлару (AD-500, Skyship-500, Skyship-600 та ін.). При невеликій удільній масі 200–350г/м² ці плівки за характеристиками міцності багаторазово перевищують більш важкі матеріали, що використовувалися раніше. Газопроникність нових матеріалів складає не більш 0,2 л/м² на добу, на відміну від тришарового та двошарового прорезиненого

перкалю, який має газопроникність 1,4 та 10 л/м² на добу відповідно [1].

2. АеЛА можуть тижнями й навіть місяцями перебувати в повітрі, тоді як тривалість польоту, наприклад, вертольоту Ми-8МТ без додаткових баків становить близько 2,5 години, а з баками – 4,5 години. АеЛА, завдяки здатності тривалий час знаходитись у повітрі, спроможні замінити 10-15 БпЛА, а дирижабль з розвідувальною апаратурою на висоті 3000-4000 м – замінити літак дальнього радіолокаційного виявлення (ДРЛВ) та декілька патрульних літаків.

3. АеЛА можуть переносити вантаж масою до декількох десятків тонн. Створення повітроплавальної техніки з вантажопідйомністю, практично недосяжної поки для динамічних літальних апаратів, обумовлено тим, що дирижаблі мають об'ємну несучу систему, піднімальна сила якої зростає пропорційно кубу лінійних розмірів. Піднімальна сила динамічних літальних апаратів, що мають площинну несучу систему, росте пропорційно лише квадрату лінійних розмірів. Внаслідок цього при однаковому збільшенні геометричних розмірів в n раз, піднімальна сила дирижабля зростає в n раз більше, ніж у літака, і, відповідно, при однаковому збільшенні піднімальної сили маса конструкції літака зростає у значно більшій

© БЕЛЯЄВ Д.М., РАССТРИГІН О.О., СЕМЕНЮК Р.П., БУНАКОВ В.П., 2015

степені, ніж маса дирижабля, що й обумовлює труднощі, що виникають при створенні літаків великої вантажопідйомності.

Крім того, вантажопідйомність літаків (вертольотів) має обмеження за характеристиками міцності конструкційних матеріалів.

Для кожного виду літального апарата можна визначити межі їх застосування. Проведений аналіз меж застосування сучасних літаків і вертольотів показує (рис. 1), що літаки обслуговують зону, обмежену максимальною вантажопідйомністю 120 т (для Ан-124 «Руслан» – до 150 т, Ан-225 «Мрія» – до 250 т) і мінімальною швидкістю польоту 150 км/год., а вертольоти – максимальною вантажопідйомністю 20 т (для Ми-26 – до 40 т) і максимальною швидкістю 300 км/год. Зона, що обмежена праворуч вертикаллю, відповідної швидкості 200 км/год., і знизу горизонталлю, відповідної вантажопідйомності 20 т, сьогодні повітряним транспортом практично не обслуговується. Але саме в цій зоні найбільш доцільним є використання АеЛА [2].

Одним з основних факторів, що визначають більшу перспективу використання АеЛА в порівнянні з літаками, є зменшення витрат на їх обслуговування, обумовлених вартістю витрат на паливо, відсутністю потреби у побудові та обслуговуванні злітно-посадочних смуг тощо, що призводить до зменшення вартості перевезення вантажів АеЛА.

4. АеЛА за критерієм «ефективність-вартість» є оптимальними засобами для виконання деяких завдань у військовій сфері. Так, наприклад, використання літака дальнього виявлення А-50 для отримання раннього попередження про масований наліт засобів повітряного нападу, у тому числі високоточної зброї, обійдеться у десятки разів дорожче, ніж інформаційно-розвідувальна платформа на основі дирижабля (табл. 1).

Таблиця 1. Порівняльні характеристики вартості години польоту різних літальних апаратів

Тип літального апарату	АеЛА	Вертоліт	БпЛА
Вартість години польоту ЛА, \$	20 ... 50	400 ... 1000	1000 ... 30000

Вибір повітроплавальної техніки для аналізу обумовлений її характерними особливостями, до яких можна віднести:

- велику тривалість знаходження в повітрі завдяки аеростатичній силі;
- достатньо високу живучість завдяки малій радіолокаційній помітності та стійкості відносно враження вогневими засобами;
- відносно низьку вартість експлуатації й обслуговування прив'язних аеростатів (відсутність

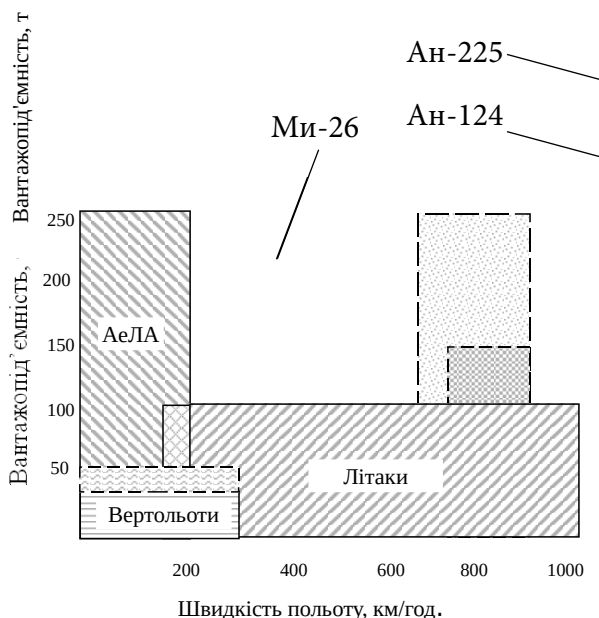


Рис. 1. Межі застосування літальних апаратів

силових установок, витрат на паливо, скорочений розрахунок);

- високу перешкодозахисність кабельної лінії передачі даних;
- універсальність базування, відсутність необхідності в аеродромній інфраструктурі;
- високу надійність та безпеку польотів;
- відсутність необхідності застосування ретрансляторів для безпроводної передачі радіолокаційної інформації на великі відстані різним споживачам [2].

На теперішній час АеЛА стали ефективним засобом розв'язання цілої низки військових завдань, а саме: розвідки, зв'язку й керування, спостереження, радіоперехоплення, пошуку підводних човнів і виявлення надводних кораблів, патрулювання прибережних і прикордонних районів, підтримки пошукових, рятувальних і бойових операцій. Потреба в АеЛА в Збройних Силах України потребує більш детального аналізу, що й визначає актуальність цієї статті.

Метою статті є систематизація наявних відомостей про сучасні світові системи на основі аеростатних літальних апаратів та тих, що знаходяться на озброєнні Збройних Сил України, аналіз досвіду їх застосування та перспективних напрямів використання АеЛА для потреб ЗС України.

Найбільший досвід використання аеростатичних літальних апаратів мають збройні сили США. Американські виробники є постачальниками АеЛА в Ізраїль, Індію, Мексику та інші країни світу.

Прив'язні аеростати для забезпечення завдання радіолокаційного виявлення. У районах протиповітряної оборони (ППО) США використовуються стаціонарні і мобільні аеростатні комплекси ДРЛВ – для виявлення повітряних і надводних

цілей. За оперативними планами командування НР “ПЕКЛО” аеростатні радіолокаційні пости використовуються як доповнення і резервування функцій літаків Е-3 системи раннього попередження та управління.

На південному і південно-східному кордонах США розгорнута мережа стаціонарних аеростатних радіолокаційних підрозділів (РЛП), призначених для виявлення маловисотних (МВЦ) та малопомітних цілей. До складу кожного поста входять 1-2 прив'язні аеростати (табл. 2) з підвісними радіолокаційними станціями (РЛС), пункт управління і контролю, причальна щогла і платформа з підйомно-спусковим механізмом. Дальність виявлення МВЦ при знаходженні аеростату на висоті 3000-3500 м досягає 220-260 км, що створює суцільне радіолокаційне поле уздовж всього кордону. Дані з аеростатних постів радіолокації передаються в центри управління Західного й Південно-східного секторів ППО Північноамериканського континенту й можуть використовуватися для наведення літаків винищувачів на цілі [3].

У зоні Мексиканської затоки стаціонарні аеростатні РЛП доповнюються рухомими (плавучими) постами такого ж типу. Берегова охорона США має кораблі, обладнані для розміщення і підйому в повітря і буксирування прив'язних аеростатів з підвісними РЛС.

Система постійного виявлення погроз PTDS (Persistent threat detection system), яка створена американською армією й компанією Lockheed Martin, має на своєму рахунку десятки тисяч робочих годин. Вона підтримувала війська в Іраку й Афганістані з 2007 року, підвищувала рівень

Таблиця 2. Основні види та тактико-технічні характеристики (ТТХ) прив'язних аеростатів виявлення повітряних цілей

Найменування АеЛА	Фірма виробник	Висота польоту, м	Об'єм оболонки, м ³	Вага корисного вантажу, кг
Seek Skyhook	ILC Dover	3600	7000	450
25М	TCOM	750	700	125
38М	TCOM	1500	2500	275
365В/Н (Mk7-S)	TCOM	3000	11640	1800
71М	TCOM	4600	16000	1600
74М	TCOM	5000	18900	2000
ADRDE	Німеччина	1000	2000	500
«Гепард»	Росія	3000	4000	200
420К	Lockheed Martin	4600	12000	900
74К	Lockheed Martin	1500	2100	500

ситуаційної поінформованості у реальному часі. Компанія Lockheed Martin виготовила, поставила й сформувала групи обслуговування для 66 систем, що складаються із аеростатів, сенсорів і наземних станцій. Ці системи базуються на аеростаті 74К, який може тижнями знаходитися у повітрі. Він має довжину 35 м, може підняти вантаж масою 500 кг на робочу висоту 1500 м, розширюючи радіогоризонт до 160 км. Аеростат 74К пов'язаний з рухливим причалом тросом, який також включає оптоволоконний та силовий кабель. Зв'язок здійснюється через безпечний канал [4, 5].

Бортова апаратура АеЛА може містити в собі системи розвідки й спостереження, зв'язку, різного роду акустичні датчики, апаратуру РЕБ, оптико-електронні системи тощо.

Аеростатні системи для забезпечення завдань спостереження. Прив'язні аеростати спостереження активно використовувалися американськими військовими в ході бойових дій в Іраку й Афганістані. При цьому число розгорнутих систем вимірялося десятками. Оптичне виявлення й розпізнання транспортних засобів забезпечувалося на дальностях до 35 км, людей — до 10 км. Використання РЛС виявлення наземних цілей дозволило збільшити площу контролю багаторазово [4, 6]. При цьому виконувались такі завдання:

- спостереження за місцевістю та об'єктами;
- контроль району;
- відстеження переміщень транспорту й людей у зоні відповідальності.

За оцінками американських військових експертів після початку застосування АеЛА втрати живої сили в дислокованих частинах помітно знизилися, а ефективність проведення військових операцій зросла (табл. 3).

Досвід використання американських аеростатів спостереження мають і румуни. У 2012 році в Румунії був створений навчальний центр підготовки фахівців з використання АеЛА й обслуговування їх устаткування. Румунський військовий контингент (близько 1700 осіб) в Афганістані був оснащений двома аеростатами. Обслуга одного аеростата нараховує лише п'ять військовослужбовців.

Прикладом сучасної аеростатної системи спостереження є швидкозгортаєма мобільна аеростатна система REAP (Rapidly Elevated Aerostat Platform) XLB від компанії Information Systems Laboratories (ISL), користувач якої є США й ОАЕ. Вона може перевозитися на вантажівці FMTV або буксируватися бронеавтомобілем Humvee. Аеростат автоматично розгортається з появою з контейнера, поступово наповнюючись газом, і піднімається до своєї робочої висоти 350 м за 20 хвилин,

Таблиця 3. Основні види та ТТХ аеростатних систем спостереження

Найменування АеЛА	Фірма і країна виробник	Висота польоту, м	Вага корисного вантажу, кг	Спорядження
Аеростати серії SSP	ILC Dover (США)	до 1500	до 150	Радіолокаційні, електронно-оптичні і акустичні датчики
REAP XLB	ISL (США)	350	20	Радар та оптичні сенсори
TEA-45	Sky Sentry (США)	300	22	Радар та оптичні сенсори
Skystar 180	Фірма RT (Ізраїль)	300	6,5	Оптико-електронні системи
Skystar 220	Фірма RT (Ізраїль)	300	9,5	Оптико-електронні системи
Skystar 250	Фірма RT (Ізраїль)	300	11	Оптико-електронні системи
Skystar 300	Фірма RT (Ізраїль)	500	50	Оптико-електронна й лазерна системи
Oasis	Elbit Systems (Ізраїль)	180	9	Оптико-електронна й лазерна станція Micro Compass
Top I Vision	Ізраїль	180	4,5	Оптико-електронні системи

залишаючись там до семи днів. Для роботи з REAP необхідна лише одна людина. Компанія ISL заявляє про корисну вантажопідйомність їх AeLA до 20 кг, балочна конструкція підтримує сенсори, включаючи камери, лазери, засоби радіотехнічної розвідки, радіопеленгатори й ретранслятори та ін. REAP у готовій до розгортання конфігурації без гелію важить близько 1134 кг. Енергію забезпечує акумулятор напругою 24 В. Виготовлена оболонка з нейлону, просоченого уретаном, яку можна полагодити в польових умовах у випадку влучення куль стрілецької зброї. Невеликі отвори й низький тиск в оболонці викликають дуже повільне здування.

Американська компанія Logos Technologies застосувала новий підхід до спеціалізованих сенсорів для аеростатів, зробивши акцент на оптико-електронному покритті широкого охопту. Бортові системи спостереження часто поєднують радары й оптичні сенсори. Радар сканує безупинно на 360° і передає сигнал на камери для ретельного вивчення цілей, що цікавлять. Компанія Logos реалізувала це у своїй системі Kestrel, використовуючи обертову оптико-електронну станцію з інфрачервоними сенсорами у середньохвильовій області спектра для збору зображень, оптимізованими для виявлення й спостереження за людьми й транспортними засобами.

Аеростатні системи спостереження є сферою, у якої є значний потенціал інновацій і росту, обумовлених потребою в недорогих системах постійного спостереження, які можуть запускатися, експлуатуватися, вертатися за допомогою меншої

кількістю людей і перевозитися невеликими вантажними засобами. Це конкурентна сфера, у якій працюють такі компанії як, наприклад, британська Allsopp, ізраїльські Elbit і RT, американські Aeroscraft Corporation («Aeros») і Lighter Than Air Systems and Skysentry. Вони пропонують зростаючий асортимент новітніх AeLA й інтегрованих систем і беруть участь у різних воєнних операціях і навчаннях [6].

Дирижаблі для забезпечення виявлення мін.

Дирижаблі з радарними установками можуть застосовуватися з метою виявлення металевих, пластикових мін та міноподібних об'єктів різних розмірів. Так дирижабль *Mineseecker* («Міношукач»), розроблений спільними зусиллями агентствами DERA і TLG, був застосований під час миротворчих операцій ООН у Косово, де показав дуже високу ефективність. Радарна установка, що розташовується на аеростаті, спроможна розрізняти відбиття між різними сигнатурами, що характерні металевим та пластиковим мінам.

Аеростатні літальні апарати Збройних Сил України. На даний час парк аеростатних літальних апаратів Збройних Сил України складається лише з автоматичних аеростатів та аеростатів загородження виробництва 60 – 70-х років минулого століття (табл. 4), які вже не застосовуються у світі внаслідок низької ефективності дії та можливості створення ними небезпеки для виконання польотів авіації, у тому числі і на міжнародних повітряних лініях.

Таблиця 4. Основні типи та ТТХ аеростатів, що знаходяться на озброєнні у Збройних сил України

Тип аеростату	Висота польоту, км	Дальність польоту, км	Вага корисного вантажу, кг	Можливе спорядження РЕБ
АН-В1М(А) Аеростат носій висотний модернізований	30-33	16000	1050	АПК-150 6 шт.
АН-С1, АН-С Аеростат носій середньовисотний	9-13	16000	300	АПК-150 2 шт.
АРП-АГМ, АРП-АГМ-У Аеростат розповсюджувач агітматеріалів або постановник засобів пасивних перешкод	6-9	1000	144	АПК-150 2 циліндра
АГ-6М Аеростат носій агітматеріалів або засобів пасивних перешкод	10-16	16000	200	До 200 шт. відбивачів
АЗ-55 Аеростат загородження	До 2 км	-	140	Ретранслятор зв'язку «Випь-П» або «Випь-ПМ»

Низька тривалість знаходження у повітрі зазначених прив'язних аеростатів обумовлена газопроникністю оболонки й втратою несучого газу. Так, для прив'язного аеростата АЗ-55 об'ємом 740 м³ газопроникність оболонки (двошарова прогумована матерія) за 24 години при нормальній температурі становить до 8 л/м². Крім того, критичний стан мають наземні засоби забезпечення. Тому для збільшення дальності зв'язку між наземними командними пунктами за допомогою ретранслятора під час проведення антитерористичної операції на сході країни використовувалися повітряні кулі, які були розроблені повітроплавальною асоціацією України.

Останнім часом керівництво Збройних Сил України звернуло увагу на виконання низки заходів щодо застосування у Збройних Силах України аеростатних комплексів та наявність у перспективному складі Збройних Сил України повітроплавальних підрозділів.

Виходячи з вище вказаного та усвідомлюючи той факт, що тільки на основі АеЛА у короткий термін можливо створити ряд сучасних бойових систем, а також аналізуючи наявні АеЛА на світовому ринку військової техніки та досвід їх застосування, можливо сформулювати сфери застосування АеЛА для потреб Збройних Сил України, а саме:

1. Для забезпечення надійного радіолокаційного контролю повітряного простору над усією територією України, в тому числі на малих висотах. Розміщення РЛС виявлення на АеЛА забезпечить суттєве розширення зони виявлення повітряних та надводних цілей і сприятиме вирішенню завдань з організації маловисотного радіолокаційного поля. Застосування маловисотних РЛС на аеростатних системах у прикордонних районах забезпечить потенційний винос маловисотного радіолокаційного поля на суміжну територію, що суттєво підвищить ефективність угруповань протиповітряної оборони та може замінити за бойовими властивостями певну кількість підрозділів радіотехнічних військ.

2. Для забезпечення контролю морського та сухопутного кордонів України. При цьому споживачами інформації можуть бути усі зацікавлені відомства від Командування Повітряних Сил ЗС України до митної служби України.

3. Для постійного спостереження з метою забезпечення захищеності військових баз (частин),

тимчасових таборів, стратегічних об'єктів, перетину кордонів, контрольно-пропускних пунктів, а також виявлення загроз поблизу розташування військових частин, блокпостів тощо.

4. Для забезпечення зв'язку між наземними частинами, командуванням повітряної підтримки і патрульними винишувачами. Це на порядок дешевше, ніж створення мережі ретрансляторів і вишок, які до того ж необхідно посилено опікувати.

5. Застосування на АеЛА спеціальних радіолокаційних та гідроакустичних установок дає можливість здійснювати виявлення мін, надводних цілей та підводних човнів.

6. Можливість розглядати АеЛА як перспективний засіб транспортування у військовій сфері.

Висновок

Таким чином, аналіз світового досвіду з розвитку та застосування АеЛА військового призначення, що є особливо помітним в останні десятиліття, обумовлює необхідність створення або закупівлі сучасних бойових систем на основі аеростатних літальних апаратів для потреб Збройних Сил України.

Список використаної літератури

1. Лизин В.Т. Проектирование тонкостенных конструкций / В.Т. Лизин, В.А. Пяткин. – М. : Машиностроение, 1994. – 384 с.
2. Арие М. Я. Дирижабли / М.Я. Арие. – К. : Наук. думка, 1986. – 264 с.
3. На помощь «Аваксам» идут аэростаты [Електронный ресурс]. – Режим доступа: <http://nvo.ng.ru>.
4. *INS Jane's All the World's Aircraft*: справочн. / Editor: Mark Daly, Marston & Company., Ltd. – London – 426 с.
5. Верба Г. Е. Дирижабли и аэростатные комплексы. Современное состояние и перспективы / Г. Е. Верба, П. А. Пономарев, С. В. Федоров // Полет. – 2008. – № 5. – С. 45–49.
6. *С точки зрения дирижабля* [Електронный ресурс]. – Режим доступа: www.designation-systems.net/dusrm/app4/aerostats.html.