

I.P. ПАРХОМЕЙ
Державний університет телекомунікацій
Ю. М. БОЙКО
Хмельницький національний університет

ОСОБЛИВОСТІ ФУНКЦІОНУВАННЯ РАДІОЛОКАЦІЙНИХ СИСТЕМ ЛОКАЦІЇ ОБ'ЄКТІВ З НИЗЬКОЮ ПОВЕРХНЕЮ ВІДДЕРКАЛЕННЯ

Проведена розробка методів радіолокації повітряних об'єктів зі штучно зниженою ефективною площею віддзеркалення, застосування яких дозволяє підвищити ефективність функціонування РЛС, які засновані на фізичному принципі отримання радіолокаційної інформації про повітряний об'єкт за рахунок резонансного збудження внутрішньої структури радіопоглинаючого покриття літального апарата під час опромінення НВЧ електромагнітним полем. Розглянуто методи, які можуть бути реалізовані на етапах виявлення і супроводження РЛС сучасних радіолокаційних об'єктів. Розроблені методи, які на відміну від існуючих, базуються на використанні можливості збудження радіопоглинаючих матеріалів за рахунок резонансної частотно-фазової взаємодії кристалічної структури з НВЧ сигналом опромінення з метою підвищення ефективності радіолокації радіолокаційних об'єктів зі штучно зниженою ЕПВ. Запропоновані методи виявлення і супроводження РЛС сучасних радіолокаційних об'єктів. Розроблені рекомендації щодо удосконалення основних систем РЛС.

Ключові слова: ефективна площа віддзеркалення, резонансне збудження кристалічної структури, радіопоглинаюче покриття

I.R. PARHOMEY
State University of Telecommunications
J.M. BOIKO
Khmelnyskyi National University

FEATURES OF OBJECTS RADAR SYSTEMS RANGING FROM LOW REFLECTION SURFACE

Abstract - The relevance of the study due to the following reasons: dynamic development of aviation technology, the widespread introduction of the leading countries - producers of aircraft technology artificial reduction, increase the proportion of aircraft with artificially low coming into operation recently reduced capabilities of existing radar on such aircraft, lack of implementation of the potential of radar during the detection and tracking of air targets with artificially low guidance. Situation prompted the objective contradiction in the practice of radar on aircraft ranging from artificially low. The thesis is dedicated to development of the methods radiolocations air integer with artificially reduced by efficient area of the reflection. The designed methods, in change from existing, are based on use the possibility of excitation radio material to account resonance frequency-phase interaction of the crystalline structure with over radio-frequency signal of the irradiation for increasing of efficiency radiolocations air integer with artificially reduced by efficient area of the diffusing. The offered methods can be marketed on stage of the finding and accompaniments radar station modern air integer. For these purpose recommendations is designed for improvements of the main systems radar station.

Keywords: efficient area of the reflection, resonance excitation of the crystalline structure, radio covering.

Вступ

Високе кутове розділення може бути реалізоване шляхом синтезу апертури антени при русі передавальної і (або) приймальної позиції, а також при переміщенні і (або) обертанні об'єкта моніторингу [1]. При цьому число радіолокаційних позицій і їх взаємне переміщення щодо об'єкта вибирається виходячи з необхідності вирішення визначеної задачі. В сучасних радіолокаційних системах з синтезуванням апертури антени (РСА) використовується однопозиційна система (сполучена приймально-передавальна антена) при прямолінійній траєкторії носія РСА при телескопічному огляді. Така будова забезпечує необхідну (високу) роздільну здатність за азимутом у всій зоні огляду, крім переднього сектора. Передній сектор огляду ($\pm 10^\circ$ щодо вектора шляхової швидкості) має важливе значення при розв'язанні багатьох завдань: розвідки, десантування, посадки і т.п. При прямолінійній траєкторії носія РСА зі сполученою антеною розділення за кутовою координатою δl визначається кутовим розміром апертури при бічному огляді $\beta_0 = X_C / R_H$ і кутом спостереження θ_H (рис.1):

$$\delta l = \frac{\lambda R_H}{2 X_C \sin \theta_H}. \quad (1)$$

Дискретизація може бути рівномірною, якщо крок дискретизації рівномірний, і нерівномірною. Нерівномірна дискретизація буває адаптивною, програмною або випадковою. При адаптивній дискретизації крок дискретизації вибирають залежно від характеру зміни сигналу в розглянутий проміжок часу, а програмна дискретизація проводиться за заздалегідь установленою програмою роботи.

Однак, при огляді в передньому секторі ($\theta_H \rightarrow 0$) розділення за кутовою координатою різко падає. Так, при куті $\theta_H = 6^\circ$ розділення за синтезованою апертурою (СА) в 10 раз гірше, ніж при бічному огляді. Таким чином, в передньому секторі огляду розділення СА звичайно того ж порядку, що і розділення реальної антени. Наприклад, при $\theta_H = 0^\circ$ розділення за кутом дорівнює:

$$\delta\theta_c = 1,3\sqrt{\frac{l}{X_c}} = 1,3\sqrt{2\theta_{CO}} = 1,8\sqrt{\frac{\theta_0}{K_{3T}}}, \quad (2)$$

де $\theta_{CO} = \lambda/2X_c$ - ширина синтезованої діаграми спрямованості (ДС) при бічному огляді; $K_{3T} = \theta_0/\theta_{CO}$ - коефіцієнт стиску ДС у результаті синтезування при бічному огляді.

Як випливає з даної залежності, розділення за кутом в передньому секторі огляду $\delta\theta_c$ стає рівним ширині реальної ДС θ_0 при $K_{3T} = 3,4/\theta_0$. Так, при $\theta_0 = 3,4 \cdot 10^{-2}$ рад (2°) синтезування апертури в передньому секторі огляду не дає виграшу в розділенні в порівнянні з реальною антеною при $K_{3T} < 100$.

Для отримання високого розділення в передньому секторі огляду доцільно використовувати багатопозиційні РСА (рис.2).

Процес отримання та обробки інформації в даних системах можна представити структурною схемою, що наведена в [1-10].

В схемах під багатоелементним передавачем і приймачем розуміється сукупність всіх передавальних і приймальних пристроїв системи радіобачення (СРБ). Управління вибором передавальної РЛС і тривалістю її роботи на випромінювання здійснюється з пункту збору та обробки радіолокаційної інформації (ПЗОРЛІ) радіокомандами управління $U(i, t_{нал,к})$.

На схемі позначено: $N_0(t, D)$ - локальне джерело шуму (завад), що розташоване в точці D; SD - корисний сигнал, що несе інформацію про об'єкт моніторингу; SI - сигнали і шуми (завади); N_{cp} - шум середовища (шумове поле навколо передавача і приймачів, яке безперервне в часі і у просторі); N_p - завади, породжувані сигналом; N_c - власні шуми системи; $\{u\}$ - множина типів сигналів РТС ДЗЗ БПП РЛІ; $\{f_u\}$ - множина носійних частот (літерів); $S^0(t)$ - зондувальний сигнал; $V_m(t) = S_m(t) + N(t)$ - сигнал, прийнятий m -ю приймальною РЛС; $S_m(t)(N(t))$ - корисний сигнал (завади) на вході каналу обробки m -ї РЛС; v - множина прийнятих рішень.

Керування позиціями (траєкторіями руху передавальних і (або) приймальних пунктів) оптимізується виходячи з одержання необхідної роздільної здатності в заданому секторі огляду.

При багатопозиційному режимі РСА можливе використання одночасно багатьох систем, що працюють тільки в режимі приймання, при одній передавальній позиції, яка опромінює задану зону моніторингу. Відсутність випромінювання в таких приймальних позиціях РСА підвищує скритність їх роботи. При цьому значно знижується маса і енергоспоживання приймальних позицій. Однак одночасно підвищуються вимоги до потужності випромінювання передавальної позиції, так як вона перебуває на значному віддаленні. Більша висота польоту передавальної позиції забезпечує зменшення радіолокаційних тіней.

У якості носіїв передавальної позиції можуть використовуватися як авіаційні, так і космічні апарати, а приймальні позиції можуть бути навіть нерухомими (наземні і морські станції, аеростати і т. п.). Основною проблемою в даному випадку є забезпечення синхронізації приймальних позицій з передавальною за носійною частотою, частотою повторення імпульсів і положенням зони моніторингу. Саме вирішенню зазначеної актуальної проблеми присвячена стаття.

Аналіз останніх досліджень і публікацій та розробка питання синтезу систем радіобачення багатопозиційного функціонування

Як відомо з [1, 2], найпростішим варіантом багатопозиційної РСА, що забезпечують високе кутове розділення у передній зоні огляду, є напівактивна РСА, у якій передавальна та приймальна позиції рознесені і рухаються за різними траєкторіями.

Прийомна позиція перебуває в промені передавальної антени, а синхронізація сигналів забезпечується за рахунок приймання випромінювання передавача спеціальним приймачем. Якщо передавальна позиція ПРД рухається за прямолінійною траєкторією зі швидкістю V (рис.2), забезпечуючи опромінення зони огляду в бічному напрямку в межах ширини ДС антени θ_0 , то кожний i -й елемент зони огляду за кутом опромінюється електромагнітною хвилею зі своєї доплерівської частотою:

$$f_{ди} = \frac{V}{\lambda} \theta_i, \quad (3)$$

причому в межах ширини ДС передавальної антени здійснюється частотне «підфарбовування» кожного

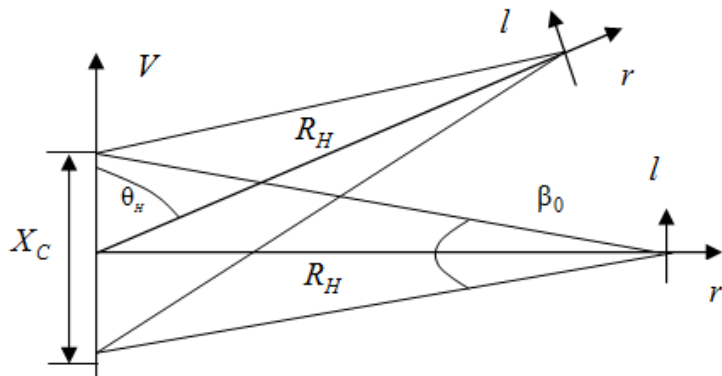


Рис. 1. Система координат при сполученій приймально-передавальній антені

напрямку θ_i у межах зони огляду. В цьому випадку, навіть при нерухомій приймальній позиції ПРМ ($V_{II} = 0$) досягається кутове розділення яке визначається з виразу:

$$\delta l = \frac{\lambda}{\beta_0}, \tag{4}$$

де $\beta_0 = VT_c / R_H$ - кутовий розмір синтезованої апертури.

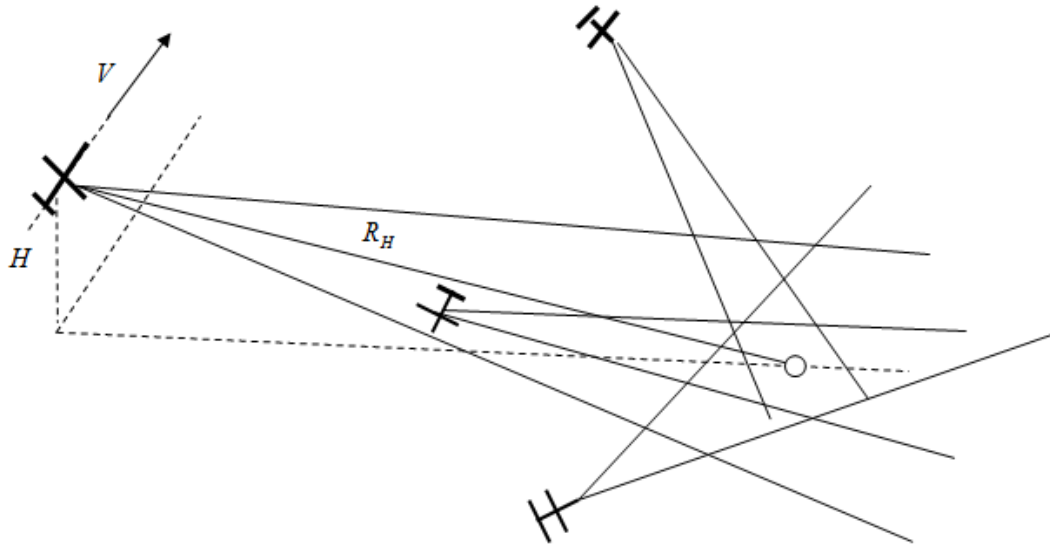


Рис. 2. Режим багатопозиційного функціонування системи радіобачення

При цьому розділення у передній зоні огляду зменшується у два рази в порівнянні з розділенням при бічному огляді в однопозиційній РСА зі сполученою приймально-передавальною апертурою.

За аналогією з відомими системами напівактивного наведення, метод синтезування апертури за рахунок руху передавальної позиції при русі приймальної позиції на об'єкт спостереження також може бути поданий як метод з напівактивним синтезом апертури. У більш загальному випадку, траєкторії переміщення ПРД і ПРМ щодо зони огляду можуть бути найрізноманітнішими та визначаються розв'язуванням завданням.

Таким чином, у випадку напівактивного синтезу апертури використовуються рознесені позиції, які крім того рухаються за N - різними траєкторіями по схемі: передавальна та N - приймальних. Структурна схема напівактивної РСА представлена на рис.3.

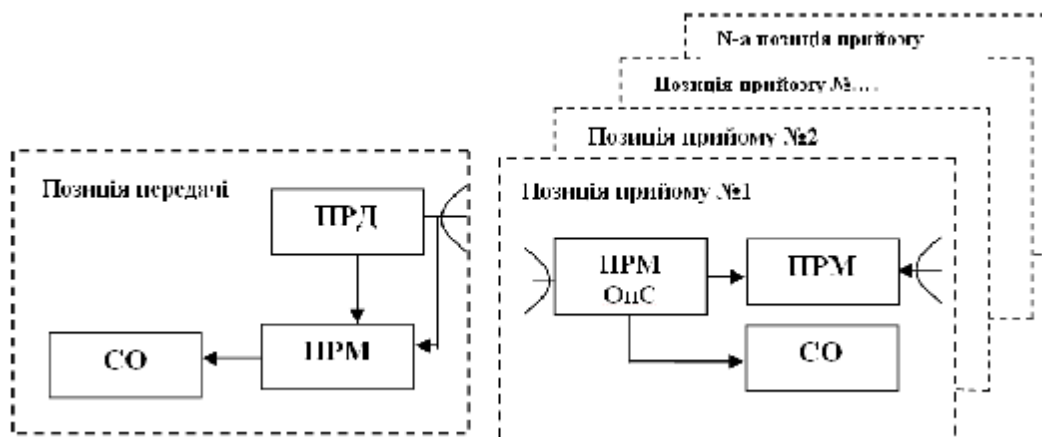


Рис. 3. Структурна схема напівактивної РСА з N -ю кількістю приймальних позицій радіолокаційної інформації: СО – система обробки; ПРД – передавач; ПРМ – приймач; ПРМОпС – активна однопозиційна РСА приймача

Передавальна позиція звичайно містить свою приймальну частину і систему обробки (СО) та є активною однопозиційною РСА цілевказання і підсвітлювання для приймальної позиції. За допомогою ДС передавальної антени РСА підсвітлює заданий район розташування об'єктів (зону моніторингу). Одночасно передавальна позиція, приймаючи відбиті сигнали, одержує за допомогою своєї системи обробки зображення об'єктів і формує сигнали цілевказання для ПРМ позиції. Пасивна приймальна позиція за сигналами цілевказання переміщується в район розташування об'єктів і, приймаючи від об'єктів зондувальні сигнали передавальної позиції, формує зображення об'єктів.

Кожна приймальна позиція має два канали. Основний канал забезпечує приймання відбитих від

об'єктів сигналів. Додатковий канал (синхронізації) приймає зондувальні сигнали передавальної позиції для формування опорного сигналу приймача основного каналу. Система обробки забезпечує одержання зображення об'єктів з високою роздільною здатністю в зоні огляду приймальної позиції.

Для забезпечення розділення за дальністю використовується розділення відбитих сигналів за їх затримкою на трасі $R_H + R_{\Pi}$ (рис.4).

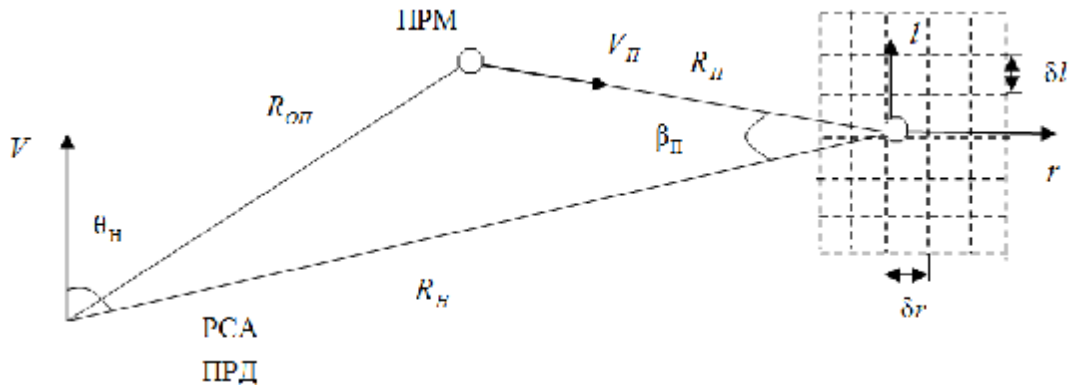


Рис. 4. Формування радіолокаційних зображень при напівактивній PCA

На рисунку R_{Π} - відстань від об'єкта моніторингу до ПРМ. Лінії постійної затримки (ізодалі) $R_H + R_{\Pi}$ являють собою еліпси. Для розділення за азимутом використовується доплерівська селекція сигналів; при цьому лінії постійної доплерівської частоти (ізодопи) перпендикулярні дотичним до еліпсів ізодалей.

Формалізація процесу формування радіолокаційного зображення в напівактивній PCA при довільному русі приймальної та передавальної позицій

Розглянемо функцію невизначеності (ФН) за азимутом напівактивної PCA при роботі з нерухомими об'єктами. ФН за кутовою координатою l має вигляд:

$$J(l) = \int_{-T_c/2}^{T_c/2} W(t) \exp\{j j_u(t, l)\} \exp\{-j j_u(t, 0)\} dt, \quad (5)$$

де $W(t)$ - вагова функція обробки; $j_u(t, l)$ - фазова функція траєкторного сигналу приймальної позиції залежно від азимутального положення об'єкта l .

Для спрощення запису ФН без обмеження спільності висновків розглянемо випадок, коли в момент $t = 0$ кут $\beta_{\Pi} \approx 0$, тобто ПРД, ПРМ і об'єкти спостереження перебувають приблизно на одній прямій лінії. Вважаємо також, що підсвітлювання здійснюється з дальності $R_H \gg R_{\Pi}$. Тоді поточні дальності можна записати у вигляді:

$$\begin{aligned} r_H &= R_H - Vt \cos \theta_H + \frac{V^2 t^2}{2R_H} \sin^2 \theta_H, \\ r_{\Pi} &= R_H - Vt, \\ r_{0\Pi} &= R_{0\Pi} + V_{\Pi} t - Vt \cos \theta_H + \frac{V^2 t^2}{2R_{0\Pi}} \sin^2 \theta_H. \end{aligned} \quad (6)$$

Фаза траєкторного сигналу визначається: відстанню r_H , яку проходить зондувальний сигнал від ПРД до об'єкта; відстанню r_{Π} , яку проходить відбитий від об'єкта сигнал до ПРМ; відстанню $r_{0\Pi}$ між ПРМ і ПРД позиціями (опорний сигнал).

Таким чином, фаза траєкторного сигналу представляє собою різницю між сумою фаз зондувального і відбитого сигналів та фазою опорного сигналу (тут не врахована випадкова початкова фаза)

$$j_{\Pi}(t, 0) = j_H + j_{\Pi} - j_{0\Pi} = \kappa(r_H + r_{\Pi} - r_{0\Pi}) = \kappa \left[R_H + R_{\Pi} - R_H + R_{\Pi} - 2V_{\Pi} t - \frac{V^2 t^2 R_{\Pi}}{2R_H(R_H - R_{\Pi})} \sin^2 \theta_H \right]. \quad (7)$$

За умови $R_H \gg R_{\Pi}$ і $VT_C \ll R_H$ останнім членом можна знехтувати. Фаза сигналу від об'єкта в цьому випадку змінюється за лінійним законом:

$$j_{\Pi}(t, 0) = \frac{4\pi}{\lambda} V_{\Pi} t,$$

так як сигнал має постійну доплерівську частоту.

У випадку коли на приймальній позиції швидкість V_{Π} відома, а також відома геометрія взаємного розташування ПРД, ПРМ і об'єкту (у розглянутому випадку — на одній прямій лінії), траєкторний сигнал об'єкта представляє собою гармонійний сигнал з відомою доплерівською частотою $f_{ДЦ} = \frac{2V_{\Pi}}{\lambda}$.

Фаза сигналу від об'єкта для елемента зміщеного на кутову координату l , визначається відповідними відстанями:

$$j_{\Pi}(t, l) = k(r_{HI} + r_{PI} - r_{0PI}), \tag{8}$$

де $r_{HI} = R_H - Vt \cos \theta_H + \frac{Vtl}{R_H} \sin^2 \theta_H; r_{PI} = R_{\Pi} - Vt + \left(\frac{l}{R_{\Pi}}\right)^2 \frac{V_{\Pi}t}{2},$

$$r_{0PI} = R_{0PI} + V_{\Pi}t - Vt \cos \theta_H + \frac{V^2t^2}{2R_{0PI}} \sin \theta_H.$$

Для випадку $R_H \gg R_{\Pi}$ без обліку початкової фази:

$$j_{\Pi}(t, l) = \frac{2\pi}{\lambda} \left[2V_{\Pi}t + Vt \left(\frac{l}{R_H}\right) \sin \theta_H + \frac{V_{\Pi}t}{2} \left(\frac{l}{R_H}\right)^2 \right]$$

Відповідно доплерівська частота траєкторного сигналу об'єкта спостереження з координатою l

$$f_{Д}(t, l) = \frac{2V_{\Pi}}{\lambda} + \frac{V}{\lambda} \left(\frac{l}{R_H}\right) \sin \theta_H + \frac{2V_{\Pi}}{\lambda} \left(\frac{l}{R_H}\right)^2. \tag{9}$$

Таким чином, доплерівська частота траєкторного сигналу визначається кутовою координатою об'єкта (l/R_H) . Лінійна залежність частоти від координати формується рухом передавальної позиції зі швидкістю V , а квадратична залежність - рухом приймальної позиції зі швидкістю V_{Π} .

Функція невизначеності траєкторного сигналу при $W(t) = 1$ має вигляд:

$$J(l) = \frac{1}{T_C} \int_{-T_C/2}^{T_C/2} \exp \left\{ j \left[j(t, l) - j(t, 0) \right] \right\} dt = \frac{1}{T_C} \int_{-T_C/2}^{T_C/2} \left\{ jk \left[Vt \frac{l}{R_H} \sin \theta_H + \frac{V_{\Pi}t}{2} \left(\frac{l}{R_H}\right)^2 \right] \right\} dt =$$

$$= \frac{\sin \left[\frac{\pi T_C}{\lambda} \left(\frac{l}{R_H}\right) V \sin \theta_H + \left(\frac{l}{R_H}\right)^2 \frac{V_{\Pi}}{2} \right]}{\frac{\pi T_C}{\lambda} \left(\frac{l}{R_H}\right) V \sin \theta_H + \left(\frac{l}{R_H}\right)^2 \frac{V_{\Pi}}{2}}.$$

Розглянемо основні властивості ФН при напівактивному синтезуванні і спостереженні нерухомого об'єкта спостереження. Слід зазначити, що у випадку $\dot{V}_{\Pi} = \dot{V}$ і $R_H = R_{\Pi}$ система відповідає звичайній однодіапазонній РСА. Розглянемо випадки:

- $\dot{V}_{\Pi} = 0$ відповідає нерухомій (малозшвидкісній $\dot{V}_{\Pi} \ll \dot{V}$) приймальній позиції, квадратичний член ФН у цьому випадку відсутній і розділення у передньому секторі огляду приймальної позиції визначається з виразу:

$$\delta l_1 = \frac{\lambda R_H}{VT_C \sin \theta_H},$$

та забезпечується рухом тільки передавача і відповідно менше у два рази в порівнянні з однопозиційною РСА. Важливо відзначити, що розділення не залежить від швидкості руху V_{Π} і дальності R_{Π} приймальної позиції до об'єкта спостереження.

- $V = 0$ відповідає переміщенню тільки приймальної позиції на об'єкт (передній огляд) зі швидкістю V_{Π} . В цьому випадку рухається тільки приймач, розділення в два рази гірше, ніж для однопозиційної РСА:

$$\delta l_2 = 2,6 R_{\Pi} \sqrt{\frac{\lambda}{V_{\Pi} T_C}}.$$

При наближенні приймальної позиції до об'єкта ($R_{\Pi} \rightarrow 0$) настає момент, коли на розділення $\delta l_2 = \delta l_1$, починає впливати розділення за рахунок руху ПРМ. Граничне значення R_{Π} , коли $\delta l_2 = \delta l_1$, при $V = V_{\Pi}$ дорівнює:

$$R_{\text{пер}} = \frac{R_H}{2,6} \sqrt{\frac{\lambda}{V_{\text{П}} T_C}}.$$

ФН траєкторного сигналу має два максимуми: при $l_1 = 0$ і $l_2 = \frac{-2R_{\text{П}}^2 V}{R_H V_{\text{П}}} \sin \theta_H$. Перший і другий максимуми рознесені за кутом на величину яка визначається наступним чином:

$$\frac{l_2}{R_{\text{П}}} = -\frac{2R_{\text{П}} V}{R_H V_{\text{П}}} \sin \theta_H \cong -\frac{2R_{\text{П}}}{R_H},$$

і яка звичайно більше ширини ДС реальної антени, тобто перебуває поза зоною огляду. При $R_{\text{П}} < R_{\text{пер}}$ другий максимум збігається з основним.

У випадку $R_{\text{оп}} \approx R_H$ ($R_{\text{П}} \ll R_H$) відбувається повна компенсація фазових нестабільностей траєкторного сигналу, обумовлених траєкторними нестабільностями і нестабільностями середовища поширення. Це пояснюється тим, що і зондувальний сигнал (опорний) і сигнал підсвітлювання проходять той же самий шлях.

Таким чином, при напівактивному синтезі розділення у передній зоні огляду нерухомих об'єктів не залежить від дальності і становить половину розділення РСА, цілевказання і підсвітлювання при бічному огляді.

Траєкторний сигнал приймальної позиції має доплерівську частоту, обумовлену відповідною частотою відбитого сигналу в основному каналі:

$$f_{\text{до}} = \frac{1}{\lambda} (V \cos \theta_H + V_{\text{ц}} \cos \gamma + V_{\text{ц}} \cos \alpha + V_{\text{П}} \cos \theta_{\text{ц}}),$$

і частотою опорного сигналу в каналі синхронізації $f_{\text{оп}} = \frac{1}{\lambda} (V \cos \theta_{\text{П}} - V_{\text{П}} \cos \theta_{\text{оп}})$.

Частота траєкторного сигналу дорівнює різниці цих частот: $f_{\text{ц}} = f_{\text{до}} - f_{\text{оп}}$. Так як частота опорного сигналу $f_{\text{оп}}$ не залежить від параметрів об'єкту то опорний сигнал визначає лише зміну носійної частоти сигналу від об'єктів моніторингу.

Зсув об'єкту на відстань l за кутовою координатою приводить до зсуву кута спостереження на величину θ_1 відносно ПРД і θ_2 відносно ПРМ. Тоді доплерівська частота сигналу основного каналу ПРМ буде дорівнювати:

$$f_{\text{до}}(l) = \frac{1}{\lambda} [V \cos(\theta_H - \theta_1) + V_{\text{ц}} \cos(\gamma - \theta_1) + V_{\text{ц}} \cos(\alpha + \theta_2) + V_{\text{П}} \cos(\theta_{\text{ц}} + \theta_2)]. \quad (11)$$

Частота опорного сигналу при цьому не змінюється. Функція невизначеності траєкторного сигналу буде мати форму:

$$J(l) = \frac{1}{T_C} \int_0^{T_C} \exp\{j2p[f_{\text{ц}}(0) - f_{\text{ц}}(l)]\} dt = \frac{1}{T_C} \int_0^{T_C} \exp\{j2p[f_{\text{до}}(0) - f_{\text{до}}(l)]\} dt. \quad (12)$$

Різниця доплерівських частот при $\theta_1 \ll 1$ і $\theta_2 \ll 1$ записується наступним чином:

$$f_{\text{до}}(0) - f_{\text{до}}(l) = \frac{1}{\lambda} [V\theta_1 \sin \theta_H + V_{\text{ц}}\theta_1 \sin \gamma + V_{\text{ц}}\theta_2 \sin \alpha + V_{\text{П}}\theta_2 \sin \theta_{\text{ц}}]. \quad (13)$$

У випадку, коли $\theta_H \approx \theta_{\text{П}}$, можна вважати, що $\theta_1 = l/R_H$ і $\theta_2 = l/R_{\text{П}}$. При цьому різниця доплерівських частот формалізується наступним чином:

$$f_{\text{до}}(0) - f_{\text{до}}(l) = \frac{l}{\lambda} [(V \sin \theta_H + V_{\text{ц}} \sin \gamma)/R_H + (V_{\text{ц}} \sin \alpha - V_{\text{П}} \sin \theta_{\text{ц}})/R_{\text{П}}] = \frac{l}{\lambda} (\Omega_H - \Omega_{\text{П}}), \quad (14)$$

де $\Omega_H = (V \sin \theta_H + V_{\text{ц}} \sin \gamma)/R_H$ - кутова швидкість лінії візування об'єкта щодо передавальної позиції; $\Omega_{\text{П}} = (V_{\text{ц}} \sin \alpha - V_{\text{П}} \sin \theta_{\text{ц}})/R_{\text{П}}$ - кутова швидкість лінії візування об'єкта відносно приймальної позиції.

Роздільна здатність за кутовою координатою l (ширина ФН на рівні -3 дБ) визначається, як і в інших випадках, кутовим розміром синтезованої апертури:

$$\delta l = \frac{\lambda}{\beta_0} = \frac{\lambda}{(\Omega_H - \Omega_{\text{П}}) T_C}. \quad (15)$$

Кутовий розмір апертури визначається зміною кута спостереження об'єкта щодо передавальної і приймальної позицій:

$$\beta_0 = (\Omega_H - \Omega_{\text{П}}) T_C. \quad (16)$$

У цьому випадку важливо враховувати, також, напрямки переміщень, оскільки вони можуть компенсувати один одного.

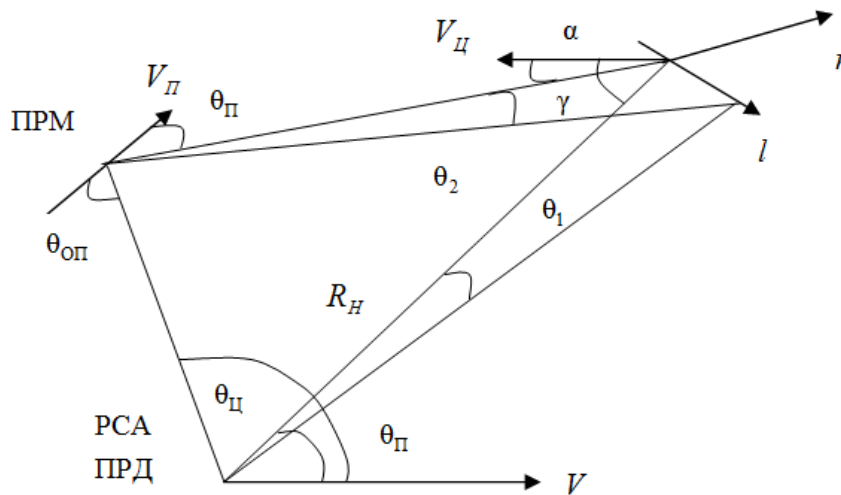


Рис. 5. Формування радіолокаційного зображення в напівактивній РСА при довільному русі приймальної та передавальної позицій

Висновки

Отже, підсумовуючи викладене, варто відмітити наступні результати досліджень:

1. Якщо ПРМ і ПРД позиції розташовані таким чином, що кути θ_H і θ_{Π} близькі один одному, утворюється мінімальний роздільний майданчик. Розмір цього майданчика за дальністю визначається шириною спектру зондувального сигналу, а за азимутом - кутовим розміром синтезованої апертури.
2. В багатопозиційних РСА використовується одна передавальна позиція, що рухається за обраною траєкторією і забезпечує підсвітлювання заданої зони огляду. Взаємно незалежні приймальні позиції, які використовують відбиті сигнали, формують РЛЗ об'єктів розташованих у зоні огляду. Число приймальних позицій і траєкторії їх руху визначаються специфікою завдань які слід розв'язати.
3. При багатопозиційному режимі забезпечується: висока роздільна здатність у всій зоні огляду приймальної позиції (у тому числі в передній зоні); скритність роботи приймальних позицій; малі маси, енергоспоживання і вартість апаратури приймальної позиції.
4. Високе роздільня за азимутом забезпечується навіть при нерухомій (наземній, аеростатній) приймальній позиції незалежно від дальності за рахунок руху підсвітлювача і зменшується у порівнянні з однопозиційною РСА всього в два рази.
5. Найбільш складним завданням при реалізації багатопозиційної РСА є забезпечення синхронізації приймальних позицій з передавальною за носійною частотою, частотою повторення і напрямком ДС антен.

Література

1. Кондратенков Г.С. Радиовидение. Радиолокационные системы дистанционного зондирования Земли. Учебное пособие для вузов / Г.С. Кондратенков, А.Ю. Фролов; под ред. Г. С. Кондратенкова. — М.: «Радиотехника», 2005. — 368 с.
2. Реутов А.П. Радиолокационные станции бокового обзора /А.П. Реутов, Б.А. Михайлов, Г.С. Кондратенков, Б.В. Бойко. – М.: Сов. радио, 1970. – 360 с.
3. Harger R.O. Synthetic aperture radar system. - New-York, London, Academic Press, 1970. 316 p.
4. Кондратенков Г.С. Обработка информации когерентными оптическими системами / Г.С. Кондратенков. – М.: Сов. радио, 1972. – 207 с.
2. Ультразвуковой спектроанализатор радиолокационных сигналов с использованием явления дифракции света на ультразвуковых волнах в прозрачной среде, возбуждаемых радиолокационными сигналами: А. с. № 21080 СССР /Г.С.Кондратенков заявлено 08.09.59 г.
3. Кондратенков Г.С. Некоторые вопросы теории оптической обработки радиолокационных сигналов / Г.С. Кондратенков // Труды ВВИА им. Н.Е. Жуковского. – 1962. – № 944. – С. 65–73.
4. Кондратенков Г.С. Радиолокационные станции обзора Земли / Г.С. Кондратенков, В.А. Потехин, А.П. Реутов, Ю.А. Феоктистов; под ред. Г.С. Кондратенкова. – М.: Радио и связь, 1983. – 272 с.
5. Саблин В.Н. Разведывательно-ударные комплексы и радиолокационные системы наблюдения земной поверхности / В.Н.Саблин. – М.: Радиотехника, 2002. – 250 с.
6. Неронский Л.Б. Микроволновая аппаратура дистанционного зондирования поверхности Земли и атмосферы. Радиолокаторы с синтезированной апертурой антенны / Л.Б. Неронский, В.Ф. Михайлов, К.В. Брагин. – СПб.: Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения, 1999. – 220 с.

7. Вакин С.А. Основы радиоэлектронной борьбы / С.А. Вакин, Л.Н. Шустов. – М.: ВВИА им. Н.Е. Жуковского, 1998. – 434 с.

Рецензія/Peer review : 29.9.2015 р.

Надрукована/Printed :2.11.2015 р.
Рецензент: д.т.н., проф. Мартинюк В.В.

УДК 621.397

Ю.Ф. АДАМЕНКО, М.В. ЗІНЧЕНКО, Я.В. ГАДЖИЛОВ
Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут»

ОЦІНКА ЗАСОБІВ ЦИФРОВОЇ ОБРОБКИ ТЕЛЕВІЗІЙНИХ СИГНАЛІВ

Робота присвячена оцінці ефективності використання засобів цифрової обробки сигналів в системах цифрового телевізійного мовлення. Проведено порівняння якості закодованих цифрових відеозображень найпоширенішими кодеками: H.264/AVC, XviD, Windows Media Video v9. Показано, що об'єктивна оцінка кожного з кодеків вимагає розгляду принаймні трьох методів аналізу: PSNR, SSIM, VQM. Складність оцінювання засобів цифрової обробки вимагає врахування рівня прояву того чи іншого показника якості з часом на ранг кодеків. Оскільки, середні оцінки якості зображення понижуються із зменшенням швидкості цифрового потоку, то порівнювати кодеки між собою можливо за співвідношенням середньої оцінки якості зображення та швидкості цифрового потоку. Застосування статистичного підходу, шляхом створення вибірок миттєвих співвідношень для кожного з кодеків, дозволило знайти ймовірнісні дані ранжування кодеків за трьома методами.

Ключові слова: цифровий телевізійний сигнал, засоби цифрової обробки сигналів, статистичний аналіз.

YU.F. ADAMENKO, M.V. ZINCHENKO, YA.V. GADZHYLOV
National Technical University of Ukraine «Kyiv Polytechnic Institute», Kyiv, Ukraine

EVALUATION OF DIGITAL PROCESSING OF TELEVISION SIGNALS

The work is devoted to the use efficiency evaluation of digital signal processing means in the systems of digital television broadcasting.

The comparison of the quality of the encoded digital video by the most common codes (H. 264/AVC, XviD, Windows Media Video v9) is performed. It is shown that an objective evaluation of each codecs requires consideration of at least three analysis methods: PSNR, SSIM, VQM. The complexity of the evaluation of the digital processing means requires consideration of the expression level for a given quality score over time to the rank of codecs. So, the average image quality evaluation decreases with decreasing speed of the digital data stream, to compare the codecs is possible by correlation the average image quality evaluation and bit rate.

The application of statistical approach, by sampling the instantaneous correlations for each of the codecs is possible to find the probabilistic rankings of the codecs for the three methods.

Keywords: digital television signal, digital signal processing means, statistical analysis.

Вступ

Оцінку якості телевізійного зображення можна здійснити безпосередньо оцінкою зображення на екрані або за якістю ТВ сигналу на виході досліджуваного каналу. Це може бути як результат спостереження людини або групи людей (суб'єктивний підхід), так і результат роботи приладів, що в тій чи іншій мірі моделюють процес суб'єктивного оцінювання та фіксують погіршення якості зображення та звуку чи спотворення ТВ сигналу (об'єктивний підхід).

Складним та актуальним завданням є забезпечення якості зображень та звуку під час їх відтворення. На практиці досить часто мають місце ситуації, коли початкове і оброблене зображення здаються спостерігачеві ідентичними, тоді як об'єктивні методи для одних і тих же зображень дають дуже велику похибку. Враховуючи те, що оцінка якості людиною є вирішальною, подібна похибка при об'єктивних вимірах може бути просто не допустимою. Це і обумовлює головну складність розробки об'єктивних методів.

Методи об'єктивного вимірювання якості зображень можна розділити на дві великі групи – методи, що не враховують особливості сприйняття зображень людиною, та методи, які враховують ці особливості. Методи першої групи більш прості в реалізації (пікове відношення сигнал/шум, середньоквадратична абсолютна різниця, середня різниця), проте методи другої групи дають найбільш відповідні суб'єктивним оцінкам результати.

Існують односторонні і двосторонні об'єктивні алгоритми оцінки якості цифрового відеосигналу. Односторонні алгоритми застосовуються в тих випадках, коли немає можливості порівняти оброблений сигнал з оригіналом. Більшість з них спираються на апріорну інформацію про те, за якими принципами відбувалася обробка вихідного відеосигналу, а також про виникаючі у процесі обробки типах спотворень. Прикладом слугують алгоритми виявлення блочної структури або оцінки шумів квантування. До двосторонніх відносяться алгоритми, засновані на порівнянні двох зображень або їх властивостей: вихідного (оригіналу) і обробленого. Серед них широке практичне застосування, зважаючи на просту математичну інтерпретацію, мають алгоритми, засновані на порівняннях відповідних пікселів. Тим не менше найбільш перспективними двосторонніми алгоритмами, яким в останні роки присвячено більшість досліджень в області методів оцінки якості відеосигналу, є алгоритми, що враховують систему візуального сприйняття людини (наприклад, алгоритми, засновані на структурній подібності).