УДК 621.396.967

Д.П. Пашков[1], С.В. Домнін[2]

[1]*Національний університет оборони України, Київ*
[2]*Центр контролю космічного простору, Євпаторія*

ВПЛИВ ШУМІВ НА РОБОТУ СТАНЦІЙ РАДІОЛОКАЦІЙ БІЧНОГО ОГЛЯДУ З СИНТЕЗОВАНОЮ АПЕРТУРОЮ

Важливим напрямом подальшого вдосконалення станцій радіолокацій бічного (бокового) огляду з синтезованою апертурою антени (РСА) і поліпшення їх технічних характеристик є пониження впливу шумів і перешкод. У справжній статті наводиться короткий аналітичний огляд тих, що виникають в РСА шумів і їх впливі на функціонування системи. Представлений можливий напрям компенсації шумів і перешкод в РСА з метою поліпшення якості отримуваного зображення радіолокації.

Ключові слова: *синтезована апертура, шуми, перешкоди, станція радіолокації компенсація.*

Вступ

Широке вживання інформації дистанційного зондування Землі дозволяє вирішувати соціально-економічні завдання суспільства [1]. Виключенням не є навігаційне забезпечення, де можливе використання даних огляду радіолокації земної поверхні. В більшості випадків отримуване при такому скануванні зображення (РЛІ) радіолокації використовується для картографування місцевості, але можливо також його вживання для виявлення і точного визначення координат різних об'єктів на земній і водній поверхні [1, 2]. Для цього необхідно отримати РЛІ високого дозволу і забезпечити його точну прив'язку до місцевості і координатної сітки. Успішне вирішення цих завдань залежить від якості отриманого РЛІ, що у свою чергу визначається роздільною здатністю РСА. На роздільну здатність РСА робить істотний вплив рівень шумів і перешкод в системі [3, 4]. Зниження міри їх впливу є важливим завданням.

Аналіз літератури. Аналіз джерел літератури [1 – 3] показав, що в даний час проблема шумів і перешкод в радіолокації вивчена досить добре. В той же час, завдання зниження рівня шумів, компенсації впливу перешкод залишаються актуальними і сьогодні. Тому підлягає подальшому вивченню вживання різних способів компенсації шумів і перешкод в РСА.

Метою статті є короткий огляд тих, що виникають в РСА різних видів шумів, аналіз їх впливу на функціонування і технічні параметри існуючих космічних систем із станціями радіолокацій з синтезуванням апертури антени, а також можливість підвищення якості РЛІ і у зв'язку з цим, спроба розробки можливого методу компенсації перешкод.

Розділ основного матеріалу

Здобуття якісного РЛІ безпосередньо залежить від роздільної здатності РСА [2]. У методі радіолокації синтезування апертури, для того, щоб отримати зображення опромінюваної поверхні Землі з високим дозволом, використовуються одночасно інформація про доплерівські частоти у відбитих сигналах і інформація про час затримки сигналів на дальність до мети [3]. Роздільна здатність такої системи зйомки залежить, отже, від точності вимірів різниці часів запізнювання сигналів і різниці доплерівських частот, відповідних двом сусіднім крапкам на поверхні, що відображується. Йдеться про просторовому дозволі системи, але не лише їм одним визначається якість отримуваного РЛІ [3]. Для виразного і однозначного сприйняття інформації, при формуванні РЛІ має бути забезпечена необхідна відповідність яскравості і контрастності зображення реальної сканованої поверхні, що обумовлене радіометричним (яскравістю) дозволом системи.

Досягнення високого просторового і радіометричного дозволів залежить від упевненого і точного прийому відбитого зондуючого сигналу на тлі різних шумів і перешкод. Формування відбитого сигналу, його перетворення і посилення супроводиться появою шумів. Прийнято вважати, що в простому випадку ці шуми близькі до адитивного білого шуму гауса з нульовим математичним чеканням [4, 5]. Отже, прийнятий сигнал, який має бути підданий обробці, представляє суму (адитивну суміш) відбитого сигналу і шуму [4, 5]

$$\dot{\xi}_i(t) = \dot{s}_i(t) + \dot{n}(t), \qquad (1)$$

де $\dot{s}_i(t)$ – комплексний аналітичний сигнал, $\dot{n}(t)$ – комплексний білий шум гауса, дійсна і уявна складові якого розподілені по нормальному закону, має нульове математичне чекання і рівномірну спектральну щільність на всій частотній осі [3].

Для того, щоб витягувати корисну інформацію з відбитих сигналів, спотворених шумами і перешкодами необхідно приймати спеціальні заходи. Існує безліч підходів до синтезу систем обробки сигналів в РСА [6], що відрізняються один від одного як кінцевою метою обробки (виявлення об'єктів, картографування місцевості і так далі), так і фізичною інтерпретацією процесу обробки і вживаним матема-

 © Д.П. Пашков, С.В. Домнін

тичним апаратом (оптимальна фільтрація, теорія антен, радіоголографія, відновлення зображень і так далі). Ці відмінності в постановці завдання побудови системи обробки сигналів РСА обуславливают і різноманітність критеріїв оптимальності їх функціонування (критерії Неймана-Пірсону, максимуму відношення сигнал-шум, мінімуму среднеквадратической помилки і так далі). Проте при будь-якому з вказаних підходів завдання синтезу наводить до того, що оптимальний пристрій повинен формувати сигнал, відповідний зображенню радіолокації, за допомогою процедури обробки сигналу РСА, що приймається, з точністю до постійного множника [3]

$$J_i(\eta) = \left|\dot{J}_i(\eta)\right| = \left| \int_{-T/2}^{T/2} \dot{\xi}_i(t+\eta)\,\dot{h}(t)dt \right|, \qquad (2)$$

де $J_i(\eta) = J_i(\chi / V_п)$ – сигнал, відповідний РЛІ; $V_п$ – швидкість польоту космічного апарату (КА) з РСА; T – час синтезування апертури антени; $\dot{J}_i(\eta)$ – сигнал на виході лінійної частини системи обробки; $\dot{h}(t)$ – опорна функція; η і χ – часове і просторове (по осі X, направленою уздовж польоту і співпадаючою з трасою КА з РСА) зрушення між сигналом $\dot{\xi}_i(t)$ і опорною функцією $\dot{h}(t)$, які стають координатами РЛІ.

Як опорною вибирається зважена функція, з точністю до початкової фази комплексно-зв'язана з сигналом, відбитим від одиночної точкової мети

$$\begin{aligned} \dot{h}(t) &= H(t)\exp[j\Phi_{оп}(t)]; \\ \Phi_{оп}(t) &= 2\pi V_п^2 t^2 / (\lambda r_0), \end{aligned} \qquad (3)$$

де $H(t)$ – дійсна вагова функція, вигляд якої залежить від вибраного підходу до синтезу системи обробки; $\Phi_{оп}(t)$ – закон зміни фази опорній функції, λ – довжина хвилі, r_0 – дальність похилої до точкової мети при t=0.

Протяжність опорної функції по тимчасовій і просторовій координатах відповідає інтервалу синтезування (ІС) апертури антени, а дійсна і уявна складові представляють ту, що комплексну огинає сигналу. Якщо виробити формальну заміну змінних і прийняти $t_1 = -t$ вираження (2) можна привести до вигляду свертки

$$J_i(\eta) = \left| \int_{-T/2}^{T/2} \dot{\xi}_i(\eta - t_1)\dot{g}(t_1)dt_1 \right| = \left| \int_{-T/2}^{T/2} \dot{\xi}_i(\eta - t)\dot{h}(t)dt \right|, \qquad (4)$$

де $\dot{g}(t) = \dot{h}(-t)$ – імпульсна характеристика системи обробки РСА. Оскільки при бічному огляді опорна функція парна, то $\dot{g}(t) = \dot{h}(t)$ [3].

Фізичний сенс приведених співвідношень наступний. Якщо прийняти вагову функцію постійною: $H(t) \equiv 1$, то в цьому випадку вираження (2) описує роботу кореляційного приймача, а вираження (4) – погодженого фільтру, що забезпечують оптимальний прийом сигналу $\dot{s}_i(t)$ на тлі білого шуму $\dot{n}(t)$ [4, 5]. Відомо, що погоджений фільтр відноситься до класу оптимальних лінійних фільтрів по критерію максимуму відношення сигнал-шум. Він є одним з основних елементів, оптимальних по різних критеріях (Неймана-Пірсону, ідеального спостерігача, максимуму апостеріорного розподілу і так далі), пристроїв виявлення і розрізнення сигналів, що приймаються на тлі білого шуму. Такий фільтр використовується також при оптимальній оцінці ряду параметрів, у тому числі і випадкової амплітуди відбитого сигналу. Більш того, якщо шум є гаусом, погоджений фільтр стає оптимальним по вказаних вище критеріях серед будь-яких фільтрів, у тому числі і нелінійних. До того ж він близький до оптимального по критерію мінімуму среднеквадратической помилки при відновленні зображень [6 – 8] для випадку, що часто зустрічається в радіолокації, коли відношення сигнал-шум на вході системи обробки невелико.

По аналогії з антенною технікою реакцію РСА на одиночну точкову мету в просторі називають синтезованою діаграмою спрямованості (СДН), яка може бути описана сигнальною функцією (СФ) вигляду

$$I_i(\eta) = \left| \int_{-T/2}^{T/2} \dot{s}_i(t+\eta)\dot{h}(t)dt \right|. \qquad (5)$$

Аналіз СФ (5) показує, що реакція РСА на одиночну точкову мету при $H(x) = 1$ має істотні бічні пелюстки, максимуми яких складають приблизно – 13 дБ по відношенню до головного максимуму. З метою зменшення впливу бічних пелюсток зазвичай використовують належним чином вибрані вагові функції, роль яких добре вивчена в теорії антен. Вживані в РСА вагові функції охоплюють широкий діапазон реально використовуваних вагових функцій, які декілька порушують оптимальність обробки по критерію максимуму відношення сигнал-шум, що наводить до невеликого його погіршення [3].

У зв'язку з цим, пропонується застосувати відомий в радіолокації автокомпенсаційний метод придушення перешкод. На користь вживання такого методу говорить ще і той факт, що сам принцип побудови РСА забезпечує придушення лише некорельованих із зондуючим сигналом шумів і перешкод. Наявність аддитивного шуму в прийнятому сигналі РСА $\dot{\xi}_i(t)$ викликає спотворення СДН, що у свою чергу веде до спотворення формованого РЛІ. Але в процесі обробки в РСА відбитий сигнал $\dot{s}_i(t)$ накопичується після фазування когерентно, а шуми – випадковим чином. Напруга корисного сигналу $\dot{s}_i(t)$ і перешкод $\dot{n}(t)$ підсумовуються в накопичувачі неоднаково: якщо сигнал повторюється n разів, то напруга корис-

ного сигналу зростає в *n* разів, а його потужність - в n^2 разів; що ж до перешкоди, то вона не відрізняється періодичністю, її амплітуда і фаза змінюються в часі безладно, і тому напруга перешкоди накопичується повільніше, ніж напруга корисного сигналу. Відомо, що напруга перешкод збільшується в $\sqrt{n}$, а потужність перешкод – в $\left(\sqrt{n}\right)^2 = n$ раз, тобто відношення сигнал/перешкода підвищується у результаті накопичення в $n^2/n=n$ разів.

Накопичення корисного відбитого сигналу в РСА на інтервалі синтезування забезпечує поліпшення відношення сигнал-шум і об'єднання ІС в єдину синтезовану апертуру. Саме при цьому і відбувається підвищення роздільної здатності РСА. Сигнал РЛІ формується за допомогою нелінійної операції обчислення модуля вихідного сигналу лінійної частини системи обробки РСА

$$I_i(\eta) = \left|\dot{I}_i(\eta)\right|. \qquad (6)$$

Це дозволяє усунути вплив випадкової початкової фази відбитого сигналу. У цифровій системі обробки (ЦСО) сигналів РСА, алгоритм обробки може бути реалізований структурно в апаратурі або у вигляді програми. Накопичення відбитого корисного сигналу на ІС апертури антени забезпечує поліпшення відношення сигнал-шум на виході системи обробки РСА аналогічно роботі погодженого фільтру. Проте слід зауважити, що з теорії радіотехніки відомо, що оптимальний фільтр тим ефективніше, чим більше тривалість імпульсного сигналу і менше ширина його спектру. Це входить в протиріччя з поставленими цілями підвищення роздільної здатності РСА і як наслідок – поліпшення якості РЛІ. Адже відомо, що для підвищення роздільної здатності необхідно застосовувати широкосмугові сигнали і прагнути до зменшення тривалості зондуючих імпульсів, що у свою чергу наводить до пониження енергетики, зменшенню відношення сигнал-шум і погіршенню перешкодозахищеної.

Для вирішення даного протиріччя, з метою підвищення роздільної здатності РСА і якості РЛІ пропонується використання зондуючих імпульсів малої тривалості і високої амплітуди спільно із застосуванням спеціальних заходів по забезпеченню підвищення перешкодозахищеної системи. З цією метою пропонується використання в РСА адаптивних компенсаторів перешкод (АКП), які дозволяють усувати вплив навіть корельованих перешкод. Необхідно відзначити, що коректне вживання АКП дозволяє забезпечити найвищу і практично недосяжну для інших відомих методів міру придушення вельми широкого плану перешкод при майже повному виключенні можливих спотворень корисних сигналів.

У зв'язку з перспективністю, універсальністю, багатофункціональністю і оперативністю, що дозволяє отримувати РЛІ практично в реальному масштабі часу, розглядаються РСА з цифровою обробкою інформації (РЛС з цифровим синтезуванням апертури – ЦРСА). У таких ЦРСА прийнятий сигнал після перетворення його до комплексної форми дискретизує за часом. Дискретизація здійснюється з частотою зондування відповідно до імпульсного режиму роботи РСА. Після дискретизації відбитий корисний сигнал стає функцією дискретного аргументу. Такий сигнал можна розглядати як функцію цілочисельного аргументу, що є номером р відліку і описати виразом: $\dot{s}_i[p] = \dot{s}_i(pT_з)$, дискретним аналогом представлення безперервного сигналу, що є $\dot{s}_i(t)$. При цьому р = 0, ±1, ±2, ., а приміщення цілочисельного аргументу р в квадратні дужки символізує перехід від безперервного аргументу t до дискретного. Прийнятий дискретний сигнал $\dot{\xi}_i[p]$ в цьому випадку є сумою

$$\dot{\xi}_i[p] = \dot{s}_i[p] + \dot{n}[p], \qquad (7)$$

де $\dot{n}[p]$ – дискретний білий шум.

Слід зауважити, що дискретизація сигналів стає причиною виникнення в ЦРСА додаткових шумів. Річ у тому, що спектр дискретного сигналу є періодичною функцією, що є сумою зрушених один відносно одного на частоту дискретизації частин спектру подібних до спектру безперервного сигналу, що дискретизує. Перетворення Фур'є будь-якого дискретного сигналу $\dot{F}_Д(\omega)$ пов'язано з перетворенням Фур'є відповідного безперервного сигналу $\dot{F}_Д(\omega)$ співвідношенням [9]

$$\dot{F}_Д(\omega) = 1/T_Д \sum_{i=-\infty}^{\infty} \dot{F}\left(\omega + i\Omega_Д\right), \qquad (8)$$

де i = 0, ±1, ±2, …; $\Omega_Д = 2\pi f_Д$ – кругова частота дискретизації; $f_Д = 1/T_Д$ – циклічна частота дискретизації; $T_Д$ – період (крок) дискретизації за часом.

В результаті відбувається взаємне накладення сусідніх ділянок спектру, що і викликає додаткові шуми, звану шумами дискретизацію. Спектри і характеристики в імпульсній РСА при дискретизації стають періодичними, причому період визначається частотою зондування: $\Omega_З = 2\pi f_З$. Практично завжди сусідні частини спектру перекриваються, накладаючись один на одного. Виникаючі шуми дискретизації обумовлені проходженням через систему обробки сусідніх частин спектру, частот, що концентруються поблизу, кратних частоті зондування. Такі шуми в ЦРСА виявляються в ослаблених повторах РЛІ, що знижує його якість.

З метою зменшення шумів дискретизації, частоту зондування вибирають відповідно до умов виходячи з теореми відліків

$$f_З \geq 2f_m, \qquad (9)$$

де f_m – максимальна частота траєкторного сигналу, рівна:

$$f_m = \frac{V_n^2 T_m}{(\lambda r_0)}, \qquad (10)$$

де $T_m = L_m/V_n = \lambda r_0/(V_n d_a)$ – час опромінення мети або час, за який КА пролітає відрізок дороги L_m; L_m – максимальна довжина відрізання дороги КА, на якому приймається відбитий сигнал, обмежена шириною діаграми спрямованості антени (ДНА); d_a – горизонтальний розмір реальної антени РСА.

При цифровій обробці сигналу РСА перетворення вхідного сигналу не обмежуються дискретизацією за часом, розглянутою вище. Така дискретизація сигналу здійснюється на тимчасовому інтервалі відрізання дороги КА уздовж осі напряму польоту *X*, обмеженого шириною ДНА (інтервалі синтезування) і є дискретизацією по координаті *x*, тобто фактично по азимуту. Але до вступу в цифрову систему обробки прийнятий сигнал РСА має дискретизувати і по дальності. Необхідно відзначити, що поширення сигналу по похилій дальності відбувається усередині кожного періоду зондування із швидкістю поширення електромагнітних хвиль, а зміна відбитого сигналу в часі (по азимуту) пов'язана з набагато меншою швидкістю польоту КА. Таким чином, зміна відбитого сигналу по дальності *r* і координаті $x = V_n t$ відбувається фактично одночасно. Внаслідок цього буде справедливо представити прийнятий сигнал $\dot{\xi}(r, pT_з)$, що є адитивною сумішшю відбитого сигналу $\dot{s}(r, pT_з)$ і білого шуму $\dot{n}(r, pT_з)$ в наступному вигляді

$$\dot{\xi}(r, pT_з) = \dot{s}(r, pT_з) + \dot{n}(r, pT_з). \qquad (11)$$

При вивченні питання підвищення якості РЛІ, слід звернути увагу і на той факт, що дискретизація сигналу по дальності в кожному періоді зондування здійснюється з кроком $\Delta_r = \rho_r / k_r$, де ρ_r – роздільна здатність РСА по дальності, k_r – коефіцієнт вибірки сигналу по дальності, рівний кількості відліків сигналу, що доводяться на один елемент дозволу по дальності. Чим більше коефіцієнт вибірки, тим більше виразним (інформативним) є РЛІ, проте при цьому зростають вимоги до обчислювальної потужності цифрової системи обробки (ЦСО). З метою пониження вимоги до швидкодії ЦСО найчастіше обмежуються значеннями $1 \le k_r \le 2$ [9]. При цьому частота дискретизації по дальності:

$$f_r = c/(2\Delta_r) = k_r c/(2\rho_r). \qquad (12)$$

По суті, дискретизація прийнятого сигналу РСА як по координаті x, так і по похилій дальності r зводиться до дискретизації за часом. Дискретизація по дальності також породжує шуми, природа виникнення яких аналогічна природі шумів при дискретизації по азимуту. Різниця полягає в тому, що дискретизація по координаті x (азимуту) відповідає періоду зондування і з'являється у зв'язку з імпульсним методом роботи РСА, а дискретизація по похилій дальності r відповідає дискретизації за часом усередині періоду зондування з кроком $\Delta_r = 1/f_r$ і виникає при перетворенні аналогового сигналу в цифровій.

Для перетворення сигналу РСА в цифровий вигляд дискретизації недостатньо. Для обробки в ЦРСА прийнятий сигнал має бути проквантован по рівню (амплітуді). Обоє операції дискретизації і квантування проводяться в аналого-цифровому перетворювачі (АЦП). При цьому прийнятий сигнал РСА стає цифровим, і є функцією двох незалежних дискретних аргументів:

$$\dot{\xi}\{m, p\} = \mathrm{dig}\left\{\dot{\xi}(r, pT_з)\right\}, \qquad (13)$$

де $\mathrm{dig}\{\cdot\}$ – символ дискретизації і квантування по рівню; m – номер відліку прийнятого сигналу по дальності:

$$m = \mathrm{int}\left\{(r - r_1)/\Delta_r\right\} = 0, 1, 2, ..., N_r - 1, \qquad (14)$$

де $N_r = \mathrm{int}\left\{(r_m - r_1)/\Delta_r\right\} + 1$ – число відліків сигналу по дальності; $\mathrm{int}\{\cdot\}$ – ціла частина; $\{\cdot\}$ – перехід до цифрового сигналу.

Квантування прийнятого сигналу в ЦРСА є причиною виникнення додаткових шумів. Зокрема, шум квантування може привести до появи так званих помилкових контурів або маскування малоконтрастних деталей зображень і підкреслення шумових викидів [10]. Помилкові контури, що є різкими змінами яскравості зображення, обумовлені тим, що в результаті квантування яскравість зображення міняється не плавно, а стрибком. Найбільш помітні помилкові контури на крупних деталях РЛІ в області сірого. Якщо само РЛІ характеризується великою детальністю, що буває в більшості випадків, ці помилкові контури як би маскуються. При цьому частина дрібних малоконтрастних деталей пропадає, і з'являються помилкові.

У зв'язку з цим, цифровий сигнал можна представити у вигляді суми відбитого корисного сигналу $\dot{s}(r, pT_з)$ і шуму $\dot{n}_0(r, pT_з)$

$$\dot{\xi}\{m, p\} = \dot{s}(m\Delta_r, pT_з) + \dot{n}_0(m\Delta_r, pT_з), \qquad (15)$$

де $\dot{n}_0(m\Delta_r, pT_з)$ – загальна сума шумів на вході АЦП $\dot{n}(m\Delta_r, pT_з)$, шумів дискретизації $\dot{n}_Д(m\Delta_r, pT_з)$ і шумів квантування $\dot{n}_{KB}(m\Delta_r, pT_з)$:

$$\dot{n}_0(m\Delta_r, pT_з) = \\ = \dot{n}(m\Delta_r, pT_з) + \dot{n}_Д(m\Delta_r, pT_з) + \dot{n}_{KB}(m\Delta_r, pT_з). \qquad (16)$$

Прийнятий РСА сигнал $\dot{\xi}(r, pT_з)$ вигляду (11) носить випадковий характер і в більшості практично важливих застосувань може вважатися стаціонарним комплексним процесом гауса з нульовим математичним чеканням. Це відноситься не лише до сигналу, відбитого від статистично рівномірної поверхні, але також і до сигналу, відбитого від ряду малорозмірних

об'єктів [1]. З (15) видно, що при цифровій обробці квантування прийнятого сигналу по рівню викликає додаткові шуми в ЦРСА. Квантування сигналу $\dot{\xi}(r, pT_з)$ виробляється по складових. При складній структурі вхідного сигналу РСА, буває справедлива так звана «лінійна» модель АЦП [11]. В межах лінійності шум квантування $\dot{n}_{КВ}(m\Delta_r, pT_з)$ можна вважати адитивним дискретним білим шумом з нульовим математичним чеканням і дисперсією

$$D_{КВ} = \Delta_{КВ}^2 / 12, \qquad (17)$$

де крок квантування $\Delta_{КВ}$ задовольняє умові

$$\Delta_{КВ} < 2\sigma_\xi = 2\sqrt{D_\xi}, \qquad (18)$$

де σ_ξ – среднеквадратическое значення дійсної (уявною) складової прийнятого сигналу $\dot{\xi}(r, pT_з)$ на вході АЦП; D_ξ – його дисперсія.

Розрядність (довжина слова) АЦП – $l_{АЦП}$ і крок квантування визначають рівень обмеження вхідного сигналу

$$U_{огр} = \Delta_{КВ} 2^{l_{АЦП}-1}. \qquad (19)$$

Вхідний сигнал обмежується зверху і знизу на рівні максимального значення вхідного сигналу, що квантується в АЦП розрядністю $l_{АЦП}$ при кроці квантування $\Delta_{КВ}$. При проведенні цієї операції виникають шуми обмеження. Дисперсія шумів обмеження визначається вираженням вигляду

$$D_{огр} = 2 \int_{U_{огр}}^{\infty} (U_{огр} - \xi_с)^2 \omega(\xi_с) d\xi_с, \qquad (20)$$

де $\xi_с$ – аналоговий сигнал РСА;

$\omega(\xi_с)$ – закон розподілу щільності вірогідності.

Дисперсія шумів обмеження є потужністю тієї частини вхідного сигналу, яка перевищила рівень обмеження. Аналіз виразів дисперсій шумів квантування (17) і обмеження (20) показує, що збільшення числа розрядів АЦП при постійному кроці квантування і зменшення кроку квантування при постійному рівні обмеження сприяють зменшенню, як шумів квантування, так і шумів обмеження. Проте абсолютно вочевидь, що при цьому зростають апаратні і обчислювальні витрати при подальшій обробці сигналів. Знижувати шуми АЦП по відношенню до рівня шумів приймача на вході АЦП не має сенсу, оскільки це скільки-небудь помітного виграшу у відношенні сигнал-шум не дає. У зв'язку з цим шуми АЦП вибирають на рівні шумів приймача [10].

Таким чином, проведений вище аналіз дозволяє зробити вивід про те, що при побудові РСА з метою досягнення хорошої роздільної здатності і здобуттю якісного РЛІ необхідно прагнути, перш за все, до пониження шумів приймального тракту, а шумами АЦП (дискретизація, квантування і обмеження) на першому етапі можна нехтувати. З метою зменшення впливу зовнішніх шумів і перешкод, шумів приймального тракту пропонується застосувати в РСА автокомпенсаційний метод. На другому етапі побудови РСА, необхідно врахувати вплив шумів АЦП і здійснити узгодження їх рівня з рівнем шумів приймального тракту, тобто знизити їх до рівня, досягнутого вживанням адаптивного компенсатора перешкод.

На цьому можна було б закінчити огляд впливу шумів і перешкод на функціонування РСА, але існують ще шуми, природа виникнення яких носить інший характер. РЛІ, отриманим за допомогою ЦРСА, як і всякому зображенню, отриманому за допомогою когерентної системи, властиві особливості, пов'язані із спекл-ефектом. Спекл-ефект (шум зернистості) виявляється в підвищеній плямистості яскравості при зображенні статистично рівномірних поверхонь. Шум зернистості обумовлений когерентністю процесів формування зображення радіолокації в РСА. Це явище виникає через те, що випадкові по характеристиках і розташуванні елементарні відбивачі, що представляють земну поверхню в елементі дозволу РСА, утворюють порізану випадковим чином діаграму переизлучения. Наслідком цього є випадкова величина ефективної відзеркалювальної поверхні елементу дозволу і амплітуди відбитого сигналу. Плямистість може помітно знизити вірогідність виявлення об'єкту і інші характеристики ЦРСА. Вплив спекл-ефекту ослабляється шляхом багатократного складання незалежно отриманих РЛІ однієї і тієї ж ділянки місцевості. Незалежність зображень може бути забезпечена при належній зміні ракурсу опромінення, що несе частоти, поляризації і тому подібне [11].

Спекл-ефект створює на зображенні радіолокації тонку структуру типа спостережуваною при опроміненні об'єктів лазерним світлом. Зернистість зображення пропорційна потужності відбитого сигналу. За своєю природою цей шум є мультиплікативним і не може бути зменшений шляхом збільшення потужності випромінювання. Він піддається зменшенню лише шляхом усереднювання декількох незалежних зображень однієї і тієї ж ділянки поверхні.

Шум зернистості до детекторного пристрою можна вважати гаусом з нульовим математичним чеканням в кожній (синфазною і квадратурною) складовій сигналу. Після детектування інтенсивність в окремих елементах зображення має експоненціальний закон розподілу щільності вірогідності

$$p(I) = \frac{1}{I_0} e^{-I/I_0}, \qquad (21)$$

де I_o — середнє значення інтенсивності у відсутність зернистості.

Якщо декілька незалежних сигналів когерентні підсумувати, то дисперсія шуму зернистості знижується і результуюча щільність розподілу вірогідності інтенсивності стає розподілом χ^2 з 2N мірами

свободи, де N — число незалежних спостережень (зондувань). Щільність розподілу вірогідності інтенсивності в окремих елементах зображення рівна

$$p(I)=\frac{1}{\Gamma(N)}\frac{1}{I_0}\left(\frac{I}{I_0}\right)^{N-1}e^{-I/I_0}, \qquad (22)$$

де $\Gamma(\cdot)$ – гамма-функція.

Розподіл (22) має математичне чекання $\mu=NI_0$ і середньоквадратичне значення $\Sigma=\sqrt{N}I_0$.

Один з показників якості дозволу по інтенсивності в зображенні радіолокації для стаціонарних об'єктів визначається формулою:

$$Q=10\log\left(\frac{\mu+\Sigma}{\mu-\Sigma}\right)=10\log\left(\frac{\sqrt{N}+1}{\sqrt{N}-1}\right), \qquad (23)$$

яка свідчить про доцільність підвищення значень N. Проте при N≥25 (тобто Q=1,8 дБ) подальше збільшення N дає лише незначне поліпшення в Q. Це слід було б зіставити з тим фактом, що збільшення N негайно наводить до пропорційного погіршення дозволу зображення.

Виводи

Таким чином, проведений аналіз шумів в РСА дозволяє вважати, що для здобуття РЛІ високої якості, перш за все, слід враховувати вплив теплового шуму і шуму зернистості (спекл-шуму). Якщо нехтувати шумами АЦП, то при розробці РСА для поліпшення відношення сигнал-шум слід зробити спеціальні заходи. Тепловий шум за своєю природою є адитивним і обумовлений певною шумовою температурою на вході приймального пристрою. Підвищити відношення сигнал/тепловой шум можна або шляхом збільшення потужності випромінювання РЛС, або шляхом зменшення шумової температури приймача. Цей вигляд шумів враховується і в звичайних РЛС з реальними апертурами антен. Пропонований метод дозволяє вирішити цю проблему в РСА за допомогою адаптивного компенсатора перешкод, а шуми зернистості усуваються подальшою статистичною обробкою отриманих зображень.

Список літератури

1. *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.*
2. *Радиолокационные методы исследования Земли / Ю.А. Мельник, С.Г. Зубкович, В.Д. Степаненко и др.; под. ред. Ю.А. Мельника. – М.: Сов. радио, 1980. – 264 с.*
3. *Радиолокационные станции с цифровым синтезированием апертуры антенны / В.Н. Антипов, В.Т. Горяинов, А.Н. Кулин и др.; под ред. В.Т.Горяинова. – М.: Радио и связь, 1988. – 304 с.*
4. *Тихонов В.И. Оптимальный приём сигналов – М.: Радио и связь, 1983. – 320 с.*
5. *Тихонов В.И. Статистическая радиотехника / В.И. Тихонов. – М.: Радио и связь, 1982. – 624 с.*
6. *Кондратенков Г.С. Синтез оптимальной системы обработки радиоголограммы / Г.С. Кондратенков // Радиотехника. – 1978. – Т. 33, № 5. – С. 90-93.*
7. *Муш Б.С. Синтезирование искусственной апертуры по СВЧ-радиосигналам, отражённым от морской поверхности / Б.С. Муш // Радиотехника и электроника. – 1980. – Т. XXV, № 7. – С. 1426-1433.*
8. *Муш Б.С. Синтез адаптивной к отражающей поверхности квазиголографической системы / Б.С. Муш; под ред. В.А. Потехина // Оптические методы обработки изображений и сигналов – Л.: АН СССР. – 1981. – С. 28-32.*
9. *Оппенгейм А.В. Цифровая обработка сигналов: пер. с англ. / А.В. Оппенгейм, Р.В. Шафер; под ред. С.Я. Шаца. – М.: Связь, 1979. – 416 с.*
10. *Цифровое кодирование телевизионных изображений / И.И. Цуккерман, Б.М. Кац, Д.С. Лебедев и др.; под ред. И.И. Цуккермана. – М.: Радио и связь, 1981. – 240 с.*
11. *Применение цифровой обработки сигналов: пер. с англ. / под ред. Э.Оппенгейма; пер. под ред. А.М. Рязанцева. – М.: Мир, 1980. – 512 с.*

Надійшла до редколегії 27.08.2010

Рецензент: д-р техн. наук, проф. Л.Ф. Купченко, Харківський університет Повітряних Сил ім. І. Кожедуба, Харків.

ВЛИсНИЕ ШУМОВ НА РАБОТУ СТАНЦИЙ РАДИОЛОКАЦИЙ БОКОВОГО ОБЗОРА С СИНТЕЗИРОВАННОЙ АПЕРТУРОЙ

Д.П. Пашков, С.В. Домнин

Важным направлением последующего совершенствования станций радиолокаций бокового (бокового) обзора с синтезированной апертурой антенны (РСА) и улучшения их технических характеристик есть понижение влияния шумов и препятствий. В настоящей статье наводится короткий аналитический обзор тех, которые возникают в РСА шумел и их влиянии на функционирование системы. Представленный возможен направление компенсации шумов и препятствий в РСА с целью улучшения качества получаемого изображения радиолокации.

Ключевые слова: *синтезирована апертура, шумы, препятствия, станция радиолокации компенсация.*

INFLUENCE OF NOISES ON WORK OF THE STATIONS OF RADIO-LOCATIONS OF LATERAL REVIEW WITH THE SYNTHESIZED APERTURE

D.P. Pashkov, S.V. Domnin

Important direction of subsequent perfection of the stations of radio-locations of lateral (lateral) review with the synthesized aperture of aerial (RSA) and improvement of their technical descriptions is lowering of influencing of noises and obstacles. In the real article a short state-of-the-art review is pointed those which arise up in RSA made noise their influence on functioning

of the system. The presented is possible direction indemnification of noises and obstacles in RSA with the purpose of improvement of quality of the got image of radio-location.

Keywords: *an aperture, noises, obstacles, is synthesized, the station of radio-location is indemnification.*